

VORTRAGSREIHE DER HOCHSCHULE RUHR WEST

Kurzfassung der Beiträge zum IEEE Workshop 2014
Industrielle Messtechnik & Kraftfahrzeugsensorik

28. März 2014, Band 3



HOCHSCHULE RUHR WEST
UNIVERSITY OF APPLIED SCIENCES
INSTITUT MESS- UND SENSORTECHNIK



IM Chapter
IEEE GERMANY
SECTION

**Herausgeber:**

Prof. Dr. Jörg Himmel, Hochschule Ruhr West, Mülheim an der Ruhr

Wissenschaftlicher Beirat:

Prof. Dr.-Ing. Jörg Himmel, Hochschule Ruhr West, Mülheim an der Ruhr

Prof. Dr.-Ing. Olfa Kanoun, Technische Universität Chemnitz

Prof. Dr.-Ing. Dirk Rüter, Hochschule Ruhr West, Mülheim an der Ruhr

Prof. Dr. sc. techn. Klaus Thelen, Hochschule Ruhr West, Mülheim an der Ruhr

Verantwortlich im Sinne des Presserechts:

Präsident der Hochschule Ruhr West, Prof. Dr. Eberhard Menzel, Mellinghofer Straße 55, 45473 Mülheim an der Ruhr

ISBN 978-3-9814801-5-3

Hochschule Ruhr West
Mellinghofer Straße 55
45473 Mülheim an der Ruhr

Die Wiedergabe von Gebrauchsnamen, Handelsnamen, Warenbezeichnungen usw. in diesem Werk berechtigt auch ohne besondere Kennzeichnung nicht zu der Annahme, dass solche Namen im Sinne der Warenzeichen- und Markenschutz-Gesetzgebung als frei zu betrachten wären und daher von jedermann benutzt werden dürften.

Sollte in diesem Werk direkt oder indirekt auf Gesetze, Vorschriften oder Richtlinien (z. B. DIN, VDI, VDE) Bezug genommen oder aus ihnen zitiert worden sein, so kann die Hochschule keine Gewähr für Richtigkeit, Vollständigkeit oder Aktualität übernehmen. Es empfiehlt sich, gegebenenfalls für die eigenen Arbeiten die vollständigen Vorschriften oder Richtlinien in der jeweils gültigen Fassung hinzuzuziehen.

Für Titel und Inhalt der Präsentation ist der jeweilige Verfasser selbst verantwortlich.

Mülheim an der Ruhr, März 2014

INHALT

Kompakte, konfigurierbare 24 GHz FMCW Radarsysteme am Beispiel der Gefahrenbereichsüberwachung <i>Tobias Klein, IMST GmbH, Kamp-Linfort</i>	6
Regelung von Benzinmotoren mittels hochfrequenzbasierter Katalysatorzustandserkennung <i>Sebastian Schödel, Universität Bayreuth</i>	9
Neuartige Messvorrichtung basierend auf hydraulischer Verpressung zur Untersuchung von Brennstoffzellen- und Elektrolyseurkomponenten <i>Ulrich Rost, Westfälische Hochschule, Gelsenkirchen Bocholt Recklinghausen</i>	11
Energieverbrauchsanalyse von Elektrofahrzeugen mit Hilfe des fahrzeuginnen CAN-Bus <i>Ansgar Ottensmann, Fachhochschule Bielefeld</i>	14
Eingebettetes Impedanzmesssystem für das Batteriemangement in Elektrofahrzeugen <i>Thomas Günther, Technische Universität Chemnitz</i>	16
Industrielle Messtechnik in der Selektion von Lithium Eisen Phosphat (LiFePo ₄) Zellen aus dem asiatischem Raum <i>Reinhard Gross, BNO Consult + Engineering, Dettelbach</i>	20
2D-Modellierung des Einflusses leitfähiger Schichten auf die Sensorimpedanz bei kapazitiven Sensoren <i>Christian Weber, IFM Efector GmbH, Tett nang</i>	
Effiziente Parameterschätzung impedanzbasierter Sensoren durch lokale, lineare Transformation <i>Frank Wendler, Technische Universität Chemnitz</i>	24
Messeffekt bei der Erkennung von Rissen in glühenden Drähten mit Hilfe von Umlaufspulen <i>Tino Morgenstern, Hochschule Ruhr West, Mülheim an der Ruhr</i>	32
Leistungs-FET als Analogschalter <i>Dietmar Ehrhardt, Universität Siegen</i>	34
Optische 3D-Vermessung und Analyse von Funktionsoberflächen <i>Josef Frohn, NanoFocus AG, Oberhausen</i>	37
Laserinduzierte Plasmaspektroskopie zur topographischen Elementanalyse dreidimensionaler Strukturen <i>Christian Beresko, Hochschule Koblenz – RheinAhrCampus</i>	38
Industrielle Anwendung der Laser-Raman-Spektroskopie an ausgewählten Beispielen <i>Thomas Dietz, Hochschule Koblenz – RheinAhrCampus</i>	40
Laserbasierte On-line-Analyse von Biogasen mit einer Raman-Sonde <i>Sebastian Schlüter, Universität Siegen / ESYTEC GmbH</i>	43
Photolumineszenz als in-situ Prozesskontrolle bei der Epitaxie für LEDs <i>Christoph Prall, Hochschule Ruhr West, Mülheim an der Ruhr</i>	46
Coriolis Masse Durchflussmessung bei Zweiphasenströmungen <i>Ralf Storm, KROHNE Messtechnik GmbH, Duisburg</i>	48
Hochintensive Magnet- und Induktionsfelder für Ultraschallerzeugung <i>Dirk Rüter, Hochschule Ruhr West, Mülheim an der Ruhr</i>	49



IEEE Workshop Industrielle Messtechnik & Kraftfahrzeugsensorik

GRUSSWORT

Wir freuen uns, Sie zum vierten IEEE Workshop an der Hochschule Ruhr West – University of Applied Sciences zu begrüßen. Dieser Workshop findet als Teil einer Veranstaltungsreihe statt, die gemeinsam vom Instrumentation and Measurement Chapter der IEEE Germany Section und der Hochschule Ruhr West organisiert wird.

Die Reihe der IEEE Workshops an der HRW, in der bereits drei erfolgreiche Veranstaltungen in den Jahren 2010 bis 2013 durchgeführt wurden, weist abwechselnd die Themen medizinische und industrielle Messtechnik als Schwerpunkte aus. In diesem Jahr steht die industrielle Messtechnik im Fokus. Erstmals wurde zusätzlich der Bereich Kraftfahrzeugsensorik aufgenommen.

Diese Veranstaltungen bieten eine Plattform für den Wissensaustausch zwischen der Industrie sowie öffentlichen und kommerziellen Forschungseinrichtungen im Bereich Mess- und Sensortechnik.

Das vorliegende Abstract Book bietet allen Teilnehmenden die Möglichkeit, auch später noch Kontakt zu den Vortragenden aufzunehmen. Daneben freuen wir uns, dass auch in diesem Jahr ausgewählte Workshop-Beiträge als Journalbeitrag in einem Sonderheft der Zeitschrift tm – Technisches Messen im Oldenbourg Verlag publiziert werden können.

Wir danken allen Referentinnen, Referenten und Beteiligten für ihre Unterstützung und freuen uns auf rege Diskussionen!

Prof. Dr.-Ing. Olfa Kanoun

Chair of the IM Chapter IEEE Germany Section

Michaela Friedrich

Referentin Forschung und Transfer an der HRW

Dr. Heike Wulfert

Referentin Forschung und Transfer an der HRW

Prof. Dr.-Ing. Jörg Himmel

Vizepräsident

Forschung und Transfer an der HRW

Mit freundlicher Unterstützung durch:



Kompakte, konfigurierbare 24 GHz FMCW Radarsysteme am Beispiel der Gefahrenbereichsüberwachung

Tobias Klein
 IMST GmbH, Kamp-Lintfort
 Klein@imst.de

Im zivilen Markt werden Radar-Systeme immer öfter im Bereich Automobil eingesetzt. Die Geräte arbeiten bei Frequenzen von 24 und 77 GHz, dabei steigt ihre Komplexität insbesondere im Bereich der Signalverarbeitung beständig. Getrieben durch diesen Massenmarkt eröffnen sich neue Möglichkeiten für andere Anwendungsfelder, insbesondere in der Bereichsüberwachung. Während die in der industriellen Messtechnik eingesetzten Radargeräte üblicherweise einen einzelnen Kanal zur reinen Abstandsbestimmung mit einer stark bündelnden Antenne kombinieren, müssen Systeme zur Bereichsüberwachung „breit schauen“ und den Zielwinkel auflösen. Um letzteres zu gewährleisten werden beim Empfang Antennen-Arrays eingesetzt, die mindestens zwei Ausgangskanäle bereitstellen. Der Winkel eines Ziels kann dann beispielsweise anhand der Laufzeitverzögerung zwischen den beiden Antennen, bzw. der resultierenden Phasendifferenz, bestimmt werden. Ein derartiges System benötigt für jeden Kanal einen eigenen Empfänger (Verstärker, Mischer, Filter und A/D Konverter), sowie einen Prozessor mit ausreichend Kapazitäten, um die anfallenden Daten miteinander zu verrechnen.

Die Einsatzmöglichkeiten dieser Systeme sind vielfältig – Ihre Verwendung lohnt sich vor allem, wenn die Umwelteinflüsse (Lichtverhältnisse, Luftverschmutzung, Wetter) den Einsatz alternativer Lösungen, wie etwa optische Systeme, erschweren. Als Anwendung soll hier die Personenlokalisierung innerhalb eines Sicherheitssystems besonders hervorgehoben werden. Dies kann die klassische Sicherung einer Fabrikanlage, aber auch die Überwachung eines Gefahrenbereichs im Betrieb beinhalten. Das Radar dient dabei als erweiterter Bewegungsmelder, der nicht nur Alarm gibt sobald eine Bewegung detektiert wird, sondern darüber hinaus die Position der Bewegung erfasst. Bei der Anlagensicherung kann dies genutzt werden, um beispielsweise Kameras direkt auf die Person auszurichten. Für den Gefahrenbereich ergibt sich zudem ein Vorteil bei der Einrichtung des Systems: die Geometrie und damit die Auslösebedingung des Alarms kann einfach per Software erfolgen, solange der Bereich innerhalb der „Sicht“ der Antenne liegt. Dies steht im Kontrast zum alternativen Ansatz, bei dem Antenne oder Einbauposition an die jeweilige Geometrie angepasst werden müssen.

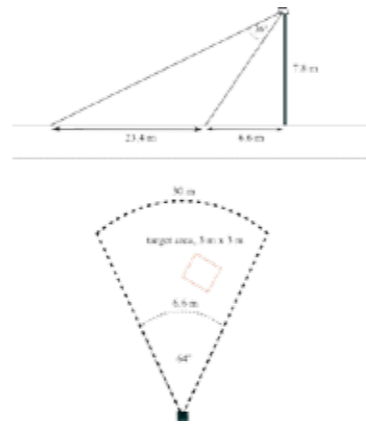


Abb. 1: Geometrie des Überwachungsbereichs

Die größte Herausforderung liegt bei dieser Applikation in der Signalverarbeitung. Die Antennen sind darauf ausgelegt einen möglichst großen Bereich zuverlässig abzudecken. Das vorgestellte System verwendet eine Antennenkeule von $80^\circ \times 24^\circ$ (3 dB Winkelbreiten). Dies bedeutet jedoch, dass nicht nur die Person, sondern auch die Umgebung vom Radar „beleuchtet“ wird. Da die Reflexion eines Menschen typischerweise deutlich geringer ausfällt, als die der Umgebung, muss diese Trennung durch eine passende Signalverarbeitung sichergestellt werden.



Abb. 2: Gefahrenbereich mit 1 m Raster

Um die Leistungsfähigkeit von Radar in dieser Applikation zu demonstrieren wird das System, wie in Abbildung 1 gezeigt, verwendet. Es wird in einer Höhe von ca. 7,8 m montiert und so ausgerichtet, dass ein Sektor in 6,6 m bis etwa 30 m Entfernung (Bodenlinie) reicht. Innerhalb dieses Sichtbereichs wird ein „Gefahrenbereich“ (target area) festgelegt. Die überwachte Fläche beträgt in etwa 500 m^2 . Der Gefahrenbereich liegt etwas mehr als 15 m vom Radar entfernt, so dass er einen Winkel von ca. 12 Grad umspannt. Wie in Abbildung 2 zu sehen ist, wurde innerhalb des Gefahrenbereichs ein 1 m-Raster mit Hilfe von Steinen angelegt.

Um die Genauigkeit der Detektion zu überprüfen läuft eine Person Muster innerhalb des Rasters ab. In Abbildung 3 sind die Messdaten / Rohdaten des Radars zu sehen. Bei Vergleich der Messungen mit und ohne Zielperson ist ersichtlich, dass diese in der stärkeren Reflexion der Umgebung nicht erkennbar ist. Um die Situation aufzulösen wird ausgenutzt, dass sich ein Mensch aus Sicht des Radars ständig bewegt – bereits einige Millimeter Bewegung reichen aus, um signifikante Änderungen in der Signalphase herbeizuführen.

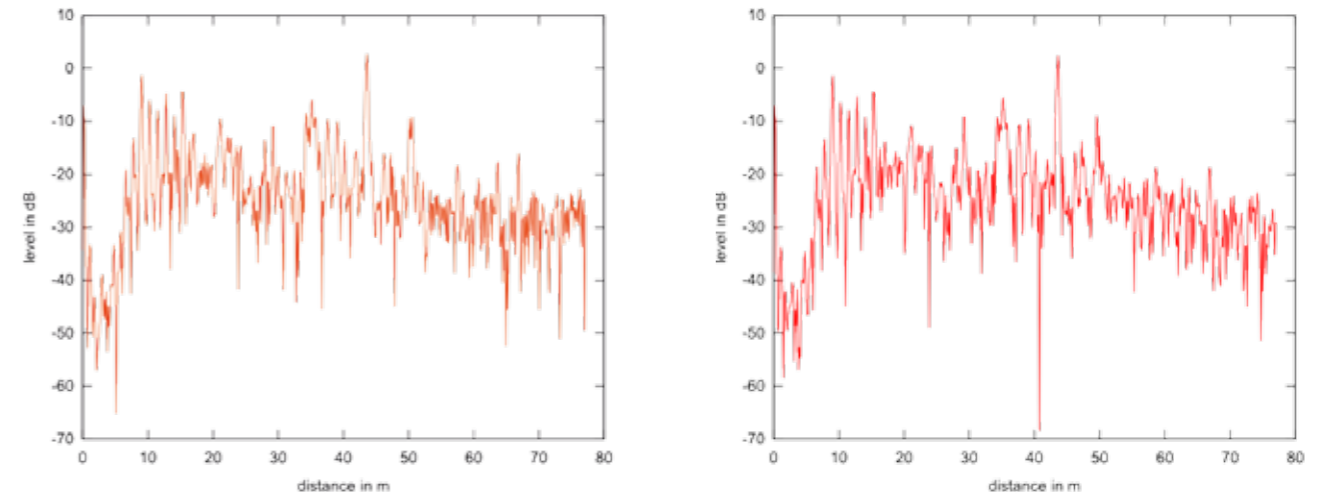


Abb. 3: Radar Rohdaten mit (links) und ohne Person (rechts) in etwa 16 m Entfernung. Die Person ist von der Reflexion der Umgebung überlagert und kann nicht detektiert werden.

In der Signalauswertung werden daher mehrere Messungen miteinander verrechnet, um unbewegte Objekte zu unterdrücken. Dabei ist zu beachten, dass sich die Umgebung des Menschen typischerweise auch bewegt. Dies gilt insbesondere im Außenbereich (Gras, Bäume im Wind etc.), aber auch im industriellen Umfeld, z. B. durch den Einsatz schwerer Maschinen. In Abbildung 4 (links) ist das Ergebnis der Signalverbesserung gezeigt. Die Person bei 16 m ist klar erkennbar, die zweite Spitze wird durch einen Baum in 50 m Entfernung verursacht.

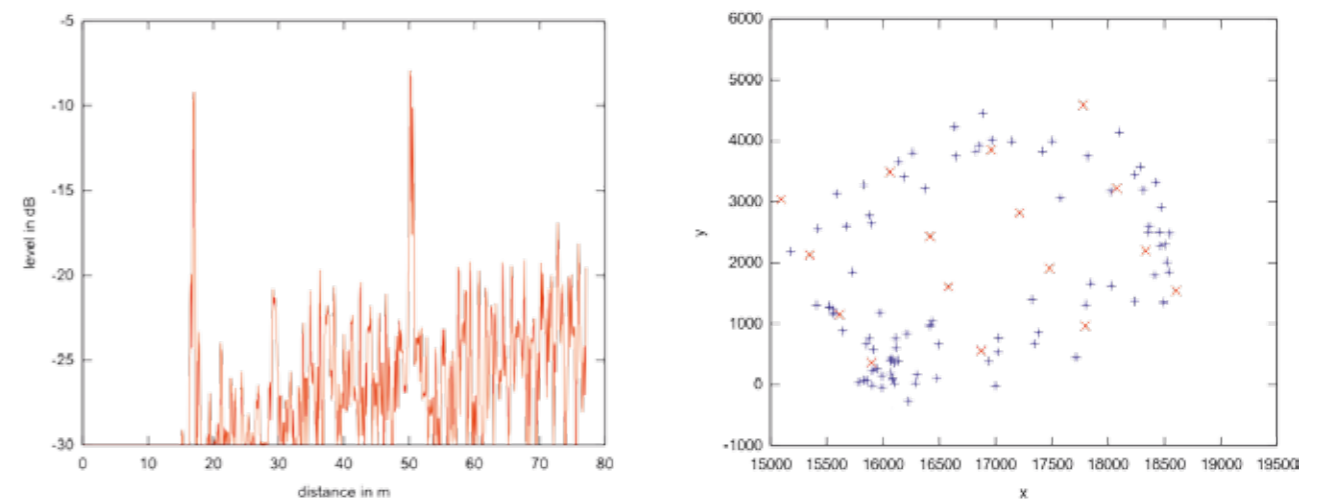


Abb. 4: Links: Ergebnis der Signalverbesserung - die sich bewegenden Objekte sind ggü. ihrer Umgebung verstärkt. Rechts: Rohdaten bei Umlaufen des Gefahrenbereichs

Das Ergebnis des eigentlichen Experiments ist in Abbildung 4 (rechts) gezeigt. Hier wurden zunächst 16 Einzelmessungen durchgeführt, bei denen eine Person auf jeder Position im 3 x 3 m Raster steht. Die gemessenen Positionen sind rot markiert. Anschließend geht die Person den Umfang des 3 x 3 m Rasters zügig ab, während das Radar System mit einer Rate von 10 Hz Messungen aufnimmt. Die markierten blauen Punkte sind die Rohdaten der Messungen und stellen jeweils die ermittelte Position der Person dar.

Im Falle der „statischen“ Messungen (rote Markierung) lässt sich eine maximale Abweichung von 30 cm ermitteln. Für die gezeigte Bewegung (blaue Markierung) liegt die Abweichung unterhalb von 1 m. Letzteres lässt sich gut durch den Bewegungsablauf der Person erklären. Die Person ist im Sinne des Radars ein „verteiltes“ Ziel, setzt sich also aus einer Vielzahl von Reflexionen zusammen, die sich überlagern. Im Bewegungsablauf dominieren im Wechsel die Bewegungen der Arme und der Beine, so dass eine Abweichung von unter 1 m für die Detektion nicht weiter relevant ist.

Regelung von Benzinmotoren mittels hochfrequenzbasierter Katalysatorzustandserkennung

Sebastian Schödel, G. Fischerauer

Universität Bayreuth

Lehrstuhl für Mess- und Regeltechnik (MRT)

mrt@uni-bayreuth.de

Kurzfassung

Der Wunsch, Drei-Wege-Katalysatoren mit reduziertem Edelmetallgehalt für die Abgasnachbehandlung einsetzen zu können, verlangt nach einer zuverlässigen Information über den tatsächlichen Katalysatorzustand. Bekannte Verfahren schätzen den zur Schadgaskonvertierung nötigen Füllstand des Sauerstoffspeichers sowie die Speicherkapazität der katalytischen Beschichtung aus den gemessenen Luftzahlen vor und hinter dem Katalysator. Zur Verbesserung dieser bis heute etablierten Verfahren stellen wir einen hochfrequenzbasierten Ansatz zur direkten Katalysatorzustandserkennung vor. Auf Grundlage dieser Zustandsinformationen können angepasste Regelungsstrategien dazu beitragen, die Verbrauchs- und Ressourceneffizienz in Kraftfahrzeugen zu verbessern.

Einleitung und Stand der Technik

Zur Einhaltung der vorgeschriebenen Abgasnormen müssen die bei der motorischen Verbrennung entstehenden Rohemissionen nachbehandelt werden. Typischerweise erfolgt dies bei Ottomotoren durch einen Drei-Wege-Katalysator, welcher reduzierende Abgaskomponenten, wie Kohlenwasserstoffe oder Kohlenmonoxid, nachoxidiert und oxidierende Abgaskomponenten, wie Stickoxide, reduziert. Hierzu wird Sauerstoff im mageren Motorbetrieb (Luftüberschuss, Luftzahl $\lambda > 1$) im Katalysator gespeichert und zur Oxidation der im fetten Motorbetrieb (Luftmangel, Luftzahl $\lambda < 1$) entstehenden Rohemissionen verwendet. Die bestmögliche Schadstoffkonversion ist folglich in einem engen Bereich um den stöchiometrischen Punkt (Luftzahl $\lambda = 1$) möglich. Bestehende Verfahren erreichen dies durch die Messung der Luftzahlen vor und hinter dem Katalysator. Die Regelung der eingespritzten Brennstoffmenge erfolgt schließlich so, dass sich beide Luftzahlen zu $\lambda = 1$ ergeben. Erweiterte Verfahren schätzen aus den gemessenen Luftzahlen zudem den aktuellen Füllstand Θ des Sauerstoffspeichers ab, um den daraus resultierenden Puffer für Durchbrüche der Verbrennungsluftzahl zu maximieren [1].

Speicherbasiertes Modell des Drei-Wege-Katalysators

Der Drei-Wege-Katalysator kann Sauerstoff in Form von oxidiertem Cer(IV)-oxid (CeO_2) einspeichern. Dieses Cer(IV)-oxid kann solange Sauerstoff abgeben, bis es vollständig reduziert als Cer(III)-oxid (Ce_2O_3) vorliegt. Unter Betrachtung der Sauerstoffbilanz über den Drei-Wege-Katalysator ergibt sich die jeweilige Änderung des Sauerstofffüllstands zu [2].

$$(1) \quad \dot{\Theta} = \begin{cases} \frac{1}{C} \cdot 0,23 \cdot \dot{m}_{\text{Luft}} \cdot \frac{\lambda_{\text{vor Kat}} - \lambda_{\text{nach Kat}}}{\lambda_{\text{vor Kat}}} & \text{für } 0 \leq \Theta \leq 1 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

Hochdifferenzierte Katalysatorzustandserkennung

Im Gegensatz zur indirekten Füllstandsschätzung auf Grundlage der gemessenen Luftzahlen (vgl. Gl. (1)), soll der Füllstand des Sauerstoffspeichers mittels einer hochfrequenzbasierten Katalysatorzustandserkennung direkt bestimmt werden. Das verwendete Verfahren beruht darauf, dass sich die relative Permittivität ϵ_r und die elektrische Leitfähigkeit σ der katalytischen Beschichtung in Abhängigkeit vom Füllstand des Sauerstoffspeichers ändern. Das elektrisch leitfähige Katalysatorgehäuse stellt einen Hohlraumresonator dar, dessen Resonanzeigenschaften (Resonanzfrequenz f_r und Güte Q eines Modus) vom Füll-

stand des Sauerstoffspeichers abhängen. Der Zusammenhang zwischen der messbaren Resonanzfrequenz und dem Sauerstofffüllstand lässt sich modellgestützt bestimmen und vereinfacht um einen Arbeitspunkt herum als lineare Funktion

$$(2) \quad \Theta(f_r) = K \cdot f_r + B$$

darstellen.

Mit den Grenzen für den vollständig gefüllten ($f_r = f_{r,max}$) bzw. den komplett entleerten ($f_r = f_{r,min}$) Sauerstoffspeicher ergeben sich die Kennlinienparameter $K = 1/(f_{r,max} - f_{r,min})$ und $B = -f_{r,min}/(f_{r,max} - f_{r,min})$.

Hochfrequenzbasierte Luftzahlschätzung

Die Umformung von Gl. (1) unter Berücksichtigung von Gl. (2)

$$(3) \quad \lambda_{vor\ Kat} = \frac{\lambda_{nach\ Kat}}{1 - \frac{C \cdot K \cdot \dot{f}_r}{0,23 \cdot \dot{m}_{Luft}}}$$

zeigt, dass die zeitliche Änderung der Resonanzfrequenz (\dot{f}_r) ein Maß für die Verbrennungsluftzahl darstellt. Um die Anzahl der zur Abgasnachbehandlung nötigen Sensoren nicht weiter zu erhöhen, kann deshalb ein Hochfrequenzmesssystem zur Zustandserkennung des Katalysators gleichzeitig die bestehenden Lambda-Sonden ersetzen.

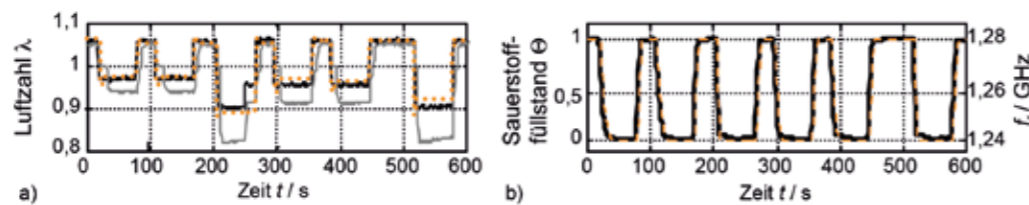


Abb. 1: Ergebnisse eines Versuchs mit sprungförmigen Änderungen der Luftzahl am Katalysatoreingang. a) Verlauf der gemessenen (—: Katalysatoreingang; - - - : Katalysatorausgang) und nach Gl. (3) geschätzten (•••••) Luftzahlen. b) Verlauf des nach Gl. (1) modellierten Sauerstofffüllstands (- - - - -) und der gemessenen Resonanzfrequenz des Grundmodus (—).

Zusammenfassung

Die hochfrequenzbasierte Katalysatorzustandserkennung stellt ein Werkzeug bereit, um den tatsächlichen Füllstand sowie die Luftzahl am Katalysatoreingang im Betrieb zuverlässig zu bestimmen. Dies lässt Abgasnachbehandlungssysteme mit reduziertem Edelmetallgehalt machbar erscheinen. Im Rahmen des Vortrags werden die einzelnen Schritte sowie deren Anwendung zur Regelung von Ottomotoren an Hand numerischer und experimenteller Untersuchungen dargestellt und mit bestehenden Verfahren verglichen.

Literaturverzeichnis

- [1] M. Tomforde, W. Drewelow and M. Schultalbers, "Air-fuel ratio control with respect to oxygen storage dynamics", 16th Int. Conf. on Methods and Models in Automation and Robotics (MMAR), pp. 242-247, Aug. 2011.
- [2] G. Fiengo, J.W. Grizzle, J.A. Cook, and A.Y. Kamik, "Dual-UEGO active catalyst control for emissions reduction: design and experimental validation", IEEE Trans. Contr. Syst. Technol., vol. 13, no. 5, pp. 722-736, Sept. 2005.

Neuartige Messvorrichtung basierend auf hydraulischer Verpressung zur Untersuchung von Brennstoffzellen- und Elektrolyseurkomponenten

Ulrich Rost, Michael Brodmann

Westfälische Hochschule (Gelsenkirchen, Bocholt, Recklinghausen)

ulrich.rost@w-hs.de

Kurzfassung

Um die Wasserstofftechnik in Zukunft wirtschaftlich und damit kommerziell am Markt verfügbar werden zu lassen, sind heute noch immer große Forschungs- und Entwicklungsanstrengungen notwendig. Dabei erfordert die Entwicklung von optimierten Komponenten wie beispielsweise der Membran-Elektroden-Einheit (MEA – engl. Membrane Electrode Assembly) für Brennstoffzellen sowie Elektrolyseure reproduzierbare und homogene Prüfbedingungen. Für diesen Zweck ist ein Prüfsystem auf Basis eines von der Westfälischen Hochschule (WHS) patentierten modularen Stackkonzepts mit hydraulischer Verpressung entworfen und realisiert worden. Mit dem hier vorgestellten System ist es möglich, auf Einzelzellenbasis mehrere Proben zum gleichen Zeitpunkt unter identischen Umgebungsbedingungen auf ihre Charakteristik hin zu untersuchen.

Polymer Elektrolyt Brennstoffzellen

Polymer-Elektrolyt-Membranen (PEM) werden nicht nur in PEM-Brennstoffzellen (PEM BZ) sondern auch in PEM-Elektrolyseuren (PEM EL) eingesetzt, bei denen Wasser unter Einsatz von elektrischer Energie in seine Bestandteile Wasserstoff und Sauerstoff zerlegt wird. Der prinzipielle Aufbau von MEAs für PEM EL, unterscheidet sich von denen in PEM BZ jedoch nicht wesentlich, sodass im Folgenden nur PEM-Brennstoffzellen betrachtet werden.

MEAs für PEM BZ (vgl. Abbildung 1) bestehen aus einer ionenleitenden sowie elektrisch isolierenden Membran, die von beiden Seiten mit katalytischem Material beschichtet ist (CCM – engl. Catalyst Coated Membrane) und je einer porösen sowie elektrisch leitfähigen Gasdiffusionslage (GDL) auf der Anoden und der Kathodenseite einer Zelle. Eine solche MEA liegt zwischen zwei Polplatten ein, über deren Kanalstruktur (Flowfield) die benötigten Medien (Wasserstoff und Sauerstoff) zugeführt werden. Während des Betriebs werden die zugeführten Medien durch die GDL fein an die Katalysatorpartikel (Nanomaßstab) verteilt, sodass die chemischen Reaktionen auf einer möglichst großen aktiven Oberfläche stattfinden. Auf der Anodenseite wird Wasserstoff und auf der Kathodenseite wird Sauerstoff zugeführt. Die Gase reagieren dabei miteinander an katalytisch aktiven Oberflächen in den Elektroden, wobei Wasser entsteht [1]. Um Eigenverluste (Strömungsverluste ebenso wie elektrische Verluste) in einer Zelle gering zu halten, ohne die Porosität der Elektrodenschichten herabzusetzen, ist eine optimale Verpressung über der gesamten Zellfläche notwendig und stellt daher die zentrale Anforderung an ein MEA-Testsystem dar. Darüber hinaus hat die Betriebstemperatur einen entscheidenden Einfluss auf die Betriebscharakteristik von Brennstoffzellen, weshalb die homogene Temperierung einer Messzelle sowie der zugeführten Gase zwingend für eine aussagekräftige Analyse einer MEA ist.

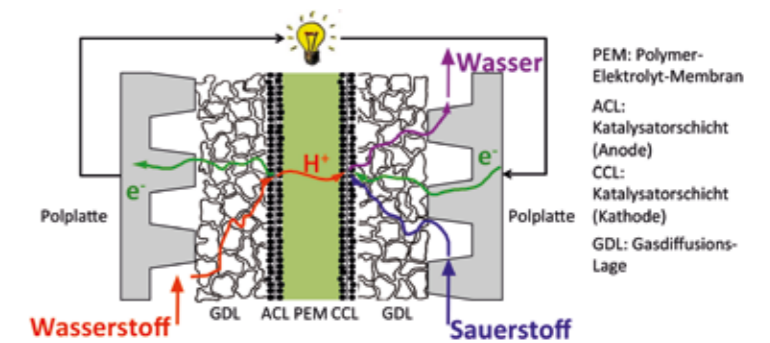


Abb. 1: Schematische Darstellung eines Schnitts durch eine PEM Brennstoffzelle

MEA-Testsysteme klassischer Bauart

Zur Untersuchung von MEAs im jeweiligen Betriebsmodus (BZ oder EL) werden bisher vorwiegend Vorrichtungen verwendet, die über einen mechanisch einstellbaren Mechanismus eine Flächenpressung erzeugen, mit der das Membran-Elektroden-System und die verwendete Probenaufnahme kontaktiert werden. Dazu werden Testvorrichtungen mit einer Testzelle oder

auch Brennstoffzellenstapel mit wenigen Zellen (Short-Stacks) eingesetzt, wobei wegen der Inhomogenitäten über einem Short-Stack zum Beispiel nur die mittlere Zelle Untersuchungsgegenstand ist. Zur Charakterisierung von mehreren MEA-Proben zum gleichen Zeitpunkt wird daher mit den üblichen Aufbauten für jede Probe eine separate Testvorrichtung benötigt [2], wobei zur Konditionierung und Gleichhaltung der Prozessparameter (Medientemperatur, Stacktemperatur) häufig eine Prüfung in einer Klimakammer notwendig ist. Dabei stellt die Erfassung der Betriebsparameter der zugeführten Gase eine anspruchsvolle Aufgabe dar.

MEA-Testsysteme mit hydraulischer Verpressung

Das von der WHS patentierte und am Westfälischen Energieinstitut (WEI) entwickelte MEA-Testsystem basiert auf dem Prinzip der hydraulischen Verpressung von Einzelzellen. Mit diesem Prinzip ist es möglich, Brennstoffzellenstapel zu konstruieren, die eine beliebige Anzahl an Einzelzellen mit standardisierten Polplatten beinhalten. Eine detaillierte Beschreibung eines modularen Brennstoffzellenstacks ist u.a. in [3, 4] gegeben. Das Problem, dass bei der Verwendung eines mechanisch verpressten Messaufbaus bei jedem neuen Verschrauben einer MEA-Probe die Gefahr besteht, dass sich ein (leicht oder sogar deutlich) verändertes „Verpress-Szenario“ und damit eine veränderte Kontaktierung einstellt, ist durch den neuen konstruktiven Ansatz gelöst worden. Die daraus resultierenden Messunsicherheiten verdeutlicht die Druckabhängigkeit der Ergebnisse, die in Abbildung 3 dargestellt sind. Mit Hilfe des Hydraulikdrucks, den jede Zelle eines Brennstoffzellenstapels im hier vorgestellten Messsystem umgibt, ist die eingeprägte Flächenpressung während des Betriebs auf jede MEA-Probe in jedem Punkt der Fläche identisch und kann über ein Stellglied variiert werden. Darüber hinaus ist die Testvorrichtung über das Hydraulikmedium homogen temperierbar, sodass die Reproduzierbarkeit einer Messung bei Gleichhaltung der Parameter der Prozessmedien gewährleistet ist. Das am WEI realisierte Testsystem verfügt über die Möglichkeit, vier MEA-Proben aufzunehmen, um diese simultan zu analysieren (vgl. Abbildung 2). Messstellen am Zelleneingang bzw. am Ausgang dienen dabei zur Erfassung der aktuellen Betriebsparameter. Untersuchungen an MEAs für PEM BZ zeigen die Betriebscharakteristik einer Zelle unter Variation der Verpressdrücke (vgl. Abbildung 3) bzw. der Betriebstemperaturen (vgl. Abbildung 4), wobei die Einflüsse aus den unterschiedlichen Prozessbedingungen verdeutlicht werden.



Abb. 2: MEA-Testsystem mit vier Einschüben

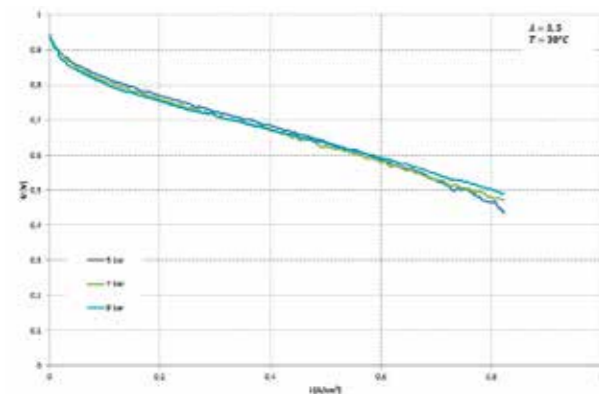


Abb. 3: U-i-Kennlinie einer PEM BZ in Abhängigkeit des Hydraulikdrucks bei konstanter Betriebstemperatur

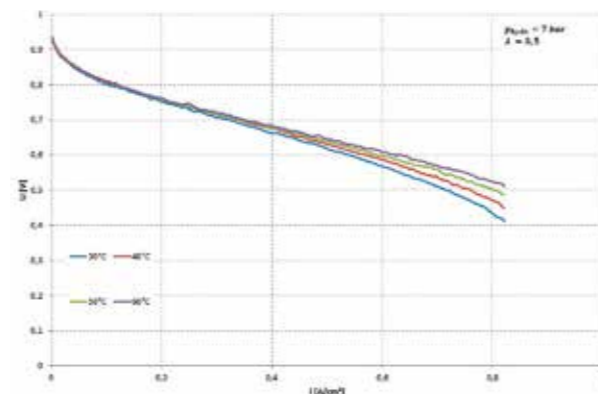


Abb. 4: U-i-Kennlinie einer PEM BZ in Abhängigkeit der Betriebstemperatur bei konstantem Hydraulikdruck

Zusammenfassung

Modular aufgebaute MEA-Testsysteme mit hydraulischer Verpressung sind ideal dazu geeignet, MEA-Proben mit unterschiedlichen Elektrodenkonfigurationen oder Membranzusammensetzungen zum gleichen Zeitpunkt zu untersuchen und miteinander zu vergleichen. Einflüsse, die aus der Variation einer Probe resultieren, werden dadurch direkt erkennbar. Darüber hinaus kann bei der Untersuchung einer Charge an Proben die Messkapazität pro Prüfumgebung um den Faktor der Zellenzahl erhöht werden, wobei durch die simultane Untersuchung die benötigte Prüfdauer um den gleichen Faktor reduziert wird. Auf den aufwändigen Einsatz einer Klimakammer kann in der Regel verzichtet werden. Insbesondere für die anstehenden Brennstoffzellenentwicklungen im Automobilbereich ergeben sich damit erhebliche Einsparpotentiale.

Danksagung

Die vorgestellten Ergebnisse sind im Rahmen des bis Dezember 2014 laufenden Forschungsprojekts „Neuartige Membran-GDL-Assemblies für PEM-Brennstoffzellensysteme (NanoFuelCells)“ erarbeitet worden. Das Projekt wird mit Mitteln des Ministeriums für Innovation, Wissenschaft und Forschung des Landes Nordrhein-Westfalen sowie Mitteln der Europäischen Union (EFRE) im Rahmen des Ziel2.NRW Programms gefördert.



Literaturverzeichnis

- [1] JiuJun Z.: PEM Fuel Cell Electrocatalysts and Catalyst Layers Fundamentals and Applications. Springer Verlag, ISBN 978-1-84800-935-6, London, 2008
- [2] quality assurance with quickCONNECTfixture. www.balticfuelcells.de, 2008
- [3] Brodmann, M.: Greda, M.: Taschenkonzept schafft neue Freiheitsgrade Modulare Stacks mit austauschbaren Verschleißteilen. Hydrogeit Verlag, Hzwei 04/12, Seite 14-15, ISSN 1862-393X, Oberkrämer, 2012
- [4] Rost, U. et al.: State of the Art of PEM Fuel Cells with a Focus on a Modular Fuel Cell Stack with Hydraulic Compression. Scientific Bulletin of the "Politehnica" University of Timisoara, Romania Transactions on Mechanics, Vol. 57 (71), Iss. 2, 2012, pp. 1-2, ISSN 1224-6077, Timisoara, 2012

Energieverbrauchsanalyse von Elektrofahrzeugen mit Hilfe des fahrzeuginternen CAN-Bus

Ansgar Ottensmann, Jens Haubrock
 Fachhochschule Bielefeld
 ansgar.ottensmann@fh-bielefeld.de

Im Nationalen Entwicklungsplan Elektromobilität hat die Bundesregierung das Ziel ausgegeben, bis zum Jahr 2020 eine Million Elektrofahrzeuge auf deutsche Straßen zu bringen. Gewerbliche Flotten werden dabei als besonders geeignet angesehen, um lokale Emissionen zu reduzieren [1]. Die im Vergleich zu herkömmlichen KFZ höheren Anschaffungskosten von Elektrofahrzeugen können bei entsprechend hoher Auslastung der Fahrzeuge durch die verringerten Betriebskosten teilweise oder ganz kompensiert werden.

Beim Einsatz von Elektrofahrzeugen im ambulanten Pflegedienst, kann bei geeigneter Einsatzplanung ein Zweischnitt-Betrieb der eingesetzten Fahrzeuge erreicht werden. Um eine hohe Fahrzeugauslastung im Zweischnittbetrieb zu erreichen muss die Reichweite der Fahrzeuge in der Routenplanung der Tagestouren ausreichend genau bestimmt werden können.

Die Fahrzeugreichweite ist von zahlreichen Einflüssen abhängig. So hat z. B. die Außentemperatur durch die Leistung der elektrischen Heizung einen maßgeblichen Einfluss auf die Reichweite. In diesem Beitrag werden weitere Faktoren die zu einer Reduzierung der Reichweite von Elektrofahrzeugen führen durch Auswertung und Analyse der Fahrzeuginternen CAN-Bus Daten identifiziert.

CAN-Bus

Durch die zunehmende Zahl von Steuergeräten in Kraftfahrzeugen und deren Vernetzung wurde die Einführung eines Feldbusses notwendig. Zum ersten Mal 1991 in Serienfahrzeugen eingesetzt, hat sich der CAN-Bus (Controller Area Network) zum Standard im Automotive Bereich entwickelt. Der CAN wird als serieller Bus mit zwei oder drei Adern ausgeführt. Man unterscheidet anhand der Übertragungsraten den Highspeed-CAN für Übertragungsraten bis zu 1 Mbit/s und den Lowspeed-CAN mit zu 125 kbit/s. Der Zugang zum Bus kann, sofern CAN zur Fahrzeugdiagnose eingesetzt wird, über die OBDII Diagnose-schnittstelle hergestellt werden [2].

Ein CAN-Telegramm beginnt mit einem 11-Bit Identifier. Anhand der Codierung ist der Inhalt der Nachricht eindeutig festgelegt. Für die zu übermittelnden Daten sind bis zu 8 Byte vorgesehen. Zum Analysieren des Datenstroms werden CAN-Bus Interfaces *IMC busDAQ-2*, in Abbildung 1 dargestellt, verwendet. Während der Konfiguration und zum Testen kann der Datenverkehr, wie in Abbildung 2 dargestellt, online angezeigt werden.



Abb. 1: busDAQ-2 CAN-Bus Interface, Einbauort unter dem Beifahrersitz



Abb. 2: Onlinedarstellung der Heizstufe

Fahrenergiemodell

Der Energieverbrauch eines Fahrzeuges setzt sich nach Gl.(1) aus der zum Antreiben des Fahrzeuges benötigten Energie und dem Energiebedarf der Nebenverbraucher zusammen. Als entscheidende Faktoren zur Beeinflussung des Energieverbrauchs können die Geschwindigkeit, welche kubisch den Verbrauch erhöht, die Beschleunigung sowie der Nebenverbrauch identifiziert werden [3]. Die verwendeten Formelzeichen werden in Tabelle 1 erläutert.

$$(1) \quad W_{100km} = \frac{100km}{l} \cdot \begin{cases} \int \left(P_N(\vartheta) + \frac{1}{\eta} mgv \left(c_R + \sin \phi + \frac{a}{g} \right) + \frac{1}{2} \eta A c_w \rho_L v^3 \right) dt, a \geq 0 \\ \int \left(P_N(\vartheta) + \eta mgv \left(c_R + \sin \phi + \frac{a}{g} \right) + \frac{1}{2} \eta A c_w \rho_L v^3 \right) dt, a < 0 \end{cases}$$

Die Auswirkung des elektrischen Nebenverbrauchs auf die Reichweite ist in Abbildung 3 ersichtlich. Hier wurde während der Fahrt die Heizung von Stufe 7 auf Stufe 11 erhöht. Die Reichweite reduziert sich von 67 km auf 52 km. Während der folgenden 110 s bleibt die Heizstufe konstant, die Reichweite reduziert sich auf 48 km. Durch Herunterstufen der Heizung auf Stufe 7 wird ein Reichweitenzuwachs von 13 km erzielt.

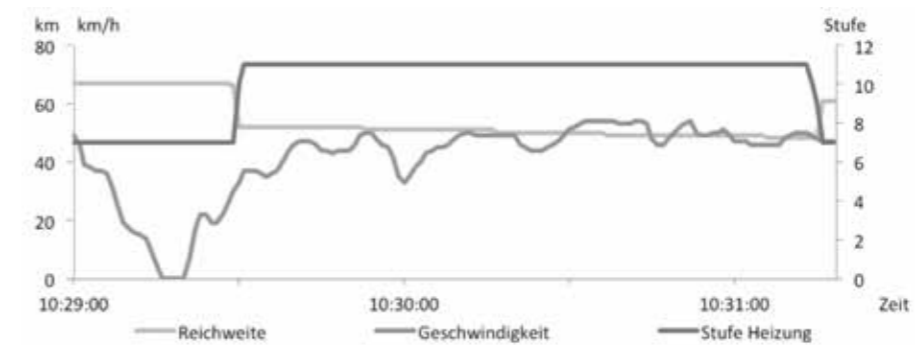


Abb. 3: Reichweite, Geschwindigkeit und Heizstufe während der Fahrt

W_{100km}	Energiebedarf auf 100km	η	Wirkungsgrad	A	Fläche der Fahrzeugfront
l	Länge der Strecke	m	Fahrzeugmasse	ρ_L	Luftdichte
P_N	Leistung Nebenverbrauch	g	Ortsfaktor	c_w	Luftwiderstandsbeiwert
v	Fahrzeuggeschwindigkeit	c_R	Rollreibungskoeffizient	ϑ	Außentemperatur
$\sin \Phi$	Steigung	a	Beschleunigung		

Tabelle 1: Im Fahrenergiemodell verwendete Formelzeichen

Literaturverzeichnis

- [1] Die Bundesregierung: Nationaler Entwicklungsplan Elektromobilität der Bundesregierung. Available: http://www.bmbf.de/pubRD/nationaler_entwicklungsplan_elektromobilitaet.pdf (2014, Jan. 16).
- [2] K. Reif: Bosch Autoelektrik und Autoelektronik: Bordnetze, Sensoren und elektronische Systeme, 6.Auflage. Vieweg+Teubner Verlag / Springer Fachmedien, Wiesbaden, 2011. ISBN 978-3-8348-1274-2.
- [3] S. Menke, A. Ottensmann, J. Haubrock: "Pflüg!E-mobil:" Elektromobilität im Praxiseinsatz am Beispiel einer ambulanten Pflegeflotte. Tagungsband zum IEEE Power and Energy Student Summit 2014, pp. 23-28. Stuttgart, 2014. ISBN 978-3-00-044942-0

Eingebettetes Impedanzmesssystem für das Batteriemangement in Elektrofahrzeugen

Thomas Günther, Paul Büschel, Olfa Kanoun
Technische Universität Chemnitz
thomas.guenther@etit.tu-chemnitz.de

Abstract: Umfang und Qualität der dem Batteriemangementsystem (BMS) zur Verfügung stehenden Datenbasis ist entscheidend für dessen Leistungsfähigkeit. Bisher werden diese Daten vorrangig offline am Prüfstand ermittelt und dem BMS als LUT bereitgestellt. In diesem Beitrag wird gezeigt, wie sich die Impedanzspektroskopie (IS) in ein BMS integrieren lässt, um den, der Diagnose zur Verfügung stehenden Messdatenumfang zu erweitern. Bisher haben technische Rahmenbedingungen den Einsatz der IS in mobilen Anwendungen verhindert. Ziel ist es, den Einfluss von offline-Daten im BMS zu reduzieren und so die Leistungsfähigkeit eines Batteriesystems zu steigern. Dazu wurde eine Hardware entwickelt, welche eine online-Messung des Impedanzspektrums ermöglicht. Der Fokus liegt hierbei auf der Adaption der im Labor häufig eingesetzten Impedanzspektroskopie, um diese in mobilen Anwendungen mit low-cost Hardware verfügbar zu machen.

Keywords: Batteriemangementsystem(BMS); Impedanzspektroskopie (IS); Embedded-Systems; Lithium-Ionen Batterie; Signal Verarbeitung

Einleitung

Der Betrieb von high power/high energy-Zellen in Fahrzeugen und stationären Anwendungen erfordert umfangreiches Wissen über den aktuellen Zustand der Batterien. Im Labor hat sich die Impedanzspektroskopie (IS) als eine geeignete Methode zur Messung und Bewertung der internen elektrochemischen Prozesse, wie Ladungstransfer, Elektrodendegradation oder Diffusion erwiesen [1]. Dabei wird die komplexe Übertragungsfunktion der Batterie bestimmt und anschließend zur Bewertung des Zustands ausgewertet [2]-[4].

Für Batterien geschieht dies üblicherweise im Frequenzbereich von 10 mHz bis 1 kHz [2], was bei multispektraler Anregung zu einer Messdauer von mehreren Minuten führt. Die Impedanz kann bei aktuellen Li-Ionen Zellen kleiner als 1 mΩ sein, was besondere Anforderungen an das Messverfahren und die eingesetzte Hardware stellt. Extrem niedrige Impedanzwerte, niedrige Frequenzen und ein weiter Frequenzbereich sowie eine Drift der Zellspannung haben Impedanz-Messungen bisher auf den Labor-Einsatz beschränkt.

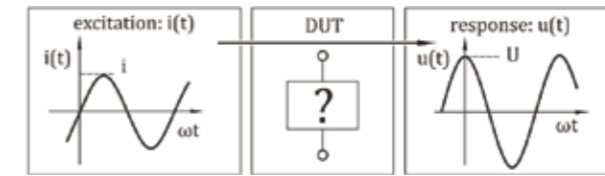
Das Ziel ist es daher, eine auf der Impedanzspektroskopie basierenden Messmethode für mobile Anwendungen zu entwerfen, welche es ermöglicht, online den Zustand von Batterien festzustellen und damit das BMS zu unterstützen. Damit soll eine bessere Zustandsüberwachung und Diagnose des gesamten Systems erreicht werden. Der große Frequenzbereich erfordert den Einsatz multispektraler Methoden, um die Messdauer erheblich zu reduzieren. Der zur Verfügung stehende Speicher ist aufgrund seiner geringen Größe wenig geeignet für blockorientierte Datenverarbeitung wie FFT. Weiterhin begrenzt die Hardware den Einsatz aufwändiger Anregungssignale.

In dieser Arbeit wird ein Lösungsansatz für die genannten Probleme präsentiert. Im Rahmen von [5] wurde ein geeigneter Ansatz entwickelt, der im Folgenden dargestellt wird. Des Weiteren werden die Einzelaspekte sowie die zugehörigen Lösungsansätze beschrieben.

Methode

Batteriepacks in Elektrofahrzeugen bestehen aus einer Vielzahl von Einzelzellen. Aufgrund von Fertigungstoleranzen und Temperaturgradienten im Batteriepack zeigen die enthaltenen Zellen unterschiedliches Verhalten insbesondere bezüglich deren Alterung. Dieses zeigt sich unter anderen in einer Variation der Ruhespannungen als auch in der Änderung der Leistungsfähigkeit der Einzelzelle gegenüber anderen Zellen im Stack. Um die Unterschiede in den Zellen zu bemessen und dem BMS detaillierte Information über den Zustand der Einzelzellen bereitzustellen, wird im Rahmen des Projekts ein erweitertes Einzelzellmonitoring durch Implementation der IS realisiert. Durch Aufprägen eines Stromprofils und Messen der Spannungsantwort wird die Übertragungsfunktion der Zelle ermittelt (vgl. dedevice under test (DUT) Abbildung 1).

Abb. 1: Berechnung der Übertragungsfunktion



Durch die Eigenschaft von elektrochemischen Mechanismen bei verschiedenen Frequenzen wirksam zu sein [1], kann bei Messung mit frequenzvariiertem Anregung eine Beobachtung verschiedener Effekte erfolgen. In Laboranwendungen erfolgt üblicherweise eine Anregung mittels Sinusschwingungen schrittweise veränderter Frequenz bzw. einer Überlagerung mehrerer Sinussignale verschiedener Frequenz zur Verkürzung der Messdauer.

Aufgrund der zuvor genannten Rahmenbedingungen steht für die Anregung lediglich eine reduzierte Hardware ohne komplexe Signalformung zur Verfügung. Eine Alternative zur Sinusschwingung ist daher zu bevorzugen. Aufbauend auf multispektralen Anregungssignalen können Anregungssignale für Einsatz auf begrenzter Hardware synthetisiert werden. Durch Variation der Phasenlage und Amplitudenbegrenzung wird iterativ ein Signal erzeugt [6], welches sich kaum von einem PWM-Signal unterscheidet (vgl. Abbildung 2).

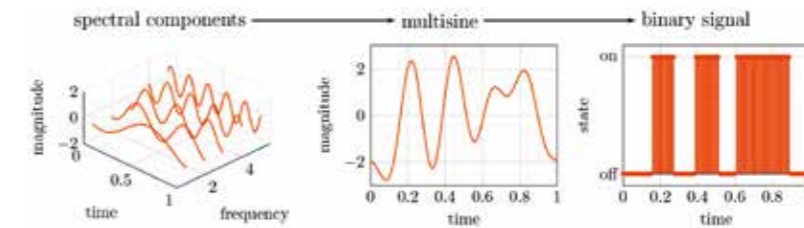


Abb. 2: Erzeugung des Anregungssignals

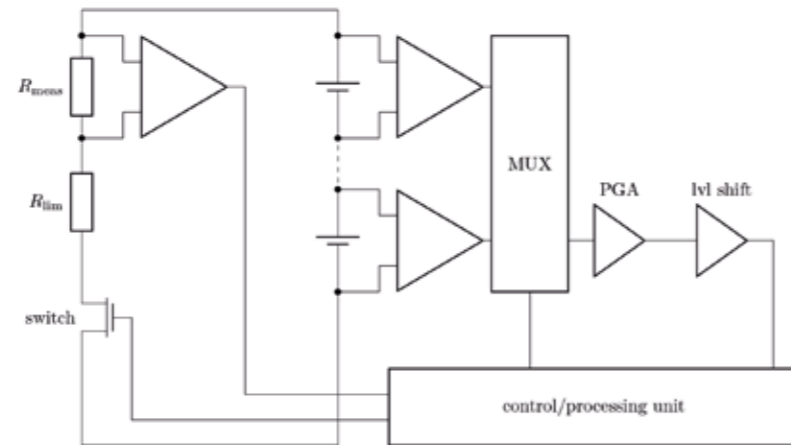
Das so optimierte Binärsignal wird im MCU zur Anregung der Batterie gespeichert. Dies ermöglicht die komplexe Signalo Optimierung einmalig offline auszuführen und anschließend das Signal in kompakter Form auf dem MCU abzuspeichern. Bei der Messung wird der dem Binärmuster folgende Strom in die Batteriezellen eingepreßt und ruft dort eine Spannungsantwort hervor.

Üblicherweise werden Strom und Spannung gemessen und anschließend mittels FFT in den Frequenzbereich transformiert und ausgewertet. Diese Vorgehensweise verbietet sich jedoch beim Einsatz von begrenzt leistungsfähiger Hardware mit geringen Speicherressourcen. Hier ist eine sample-by-sample basierte Berechnung zwingend erforderlich. Beispielsweise würde für ein 4-Zellsystem und IS-Messung im zuvor genannten Frequenzbereich >10 MB Messdaten (single-precision, 4 x Spannung, 1 x Strom, 300s) erzeugen, welche zur weiteren Verarbeitung komplett zwischengespeichert werden müssten. Im Gegensatz dazu realisiert der gewählte Ansatz die Berechnung der komplexen Fourierkoeffizienten von Strom und Spannung als digitales Filter. Dieses Verfahren ist als GOERTZEL Filter [7], [8] bekannt. Da die Berechnung zur Laufzeit ausgeführt wird, steht direkt nach Ende der Messung das Messergebnis ohne weitere, aufwendige Nachverarbeitung zur Verfügung. Durch die Realisierung als Filterbank ist ein hohes Maß an Skalierbarkeit gegeben. Zudem lässt sich ein GOERTZEL Filter ausgesprochen gut mittels DSP Architekturen oder MAC/SIMD Einheiten moderner MCUs umsetzen.

Hardware

Die für embedded Anwendungen angepasste Berechnungsmethodik stellt an die Hardware, speziell während der Messung, hohe Anforderungen. Die Nutzung eines binären Pulsmusters ermöglicht den Einsatz eines einfachen Halbleiter Schaltelements in Kombination mit einem Lastwiderstand als „Stromquelle“. Hingegen stellt jedoch die Messung der AC Komponenten von Strom und Spannung bei gleichzeitigem DC Offset in Kombination mit niedrigauflösenden AD Wandlern eine große Herausforderung dar. Hierfür wurde eine gemultiplexte, differentielle AC Messung implementiert. Dies ermöglicht die Trennung von AC und DC Komponenten der Signale und nach anschließender Verstärkung eine maximale Ausnutzung des AD Wandler Messbereichs. Die realisierte Hardware ist in Abbildung 3 dargestellt.

Abb. 3: Konzept der Hardware zur simultanen Impedanz Messung von mehreren Zellen im Batteriepack



Die Hardware wird jeweils für ein Modul mit vier Zellen verwendet. Während des Messvorgangs wird dieses Modul mittels eines Bypass-Schalters (nicht dargestellt) aus dem Gesamt-Stack geschaltet. Die Messung im MCU erfolgt mit einer Abtastrate, die es trotz Multiplexing ermöglicht, die Spannung der vier Zellen als simultan gemessen zu behandeln.

Prototyp und Resultate

Ausgehend vom zuvor beschriebenen Hard- und Softwarekonzept wurde eine prototypische Hardware realisiert. Diese ist als Shield für ein STM32 Development Board ausgelegt und ermöglicht somit eine sehr kostengünstige Implementierung.

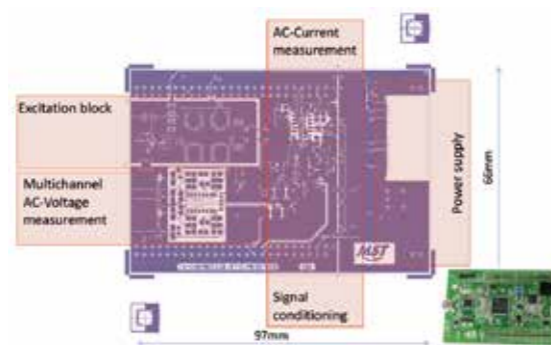
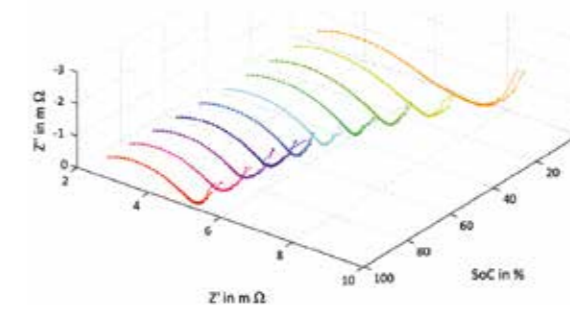


Abb. 4: 1. Generation Prototyp zur Implementierung und Test der Algorithmen auf low-cost Hardware [5]

Das Shield enthält alle notwendigen Komponenten und kann direkt an ein Vierzellen Modul angeschlossen werden, um das Impedanzspektrum der Zellen zu messen. Die einzelnen Funktionsgruppen sind in Abbildung 4 dargestellt.

Die mit dem beschriebenen Verfahren gemessenen Impedanzspektren wurden mit Labormessungen verglichen. Das Ergebnis ist in Abbildung 5 dargestellt. Hierbei entsprechen die durchgezogenen Kurven der Impedanz, welche mit der in diesem Artikel beschriebenen Methode bestimmt wurde. Die anderen Kurven entsprechen der Labormessung. Die Kurven weisen insbesondere im Bereich des Elektrodenhalbkreises eine hohe Übereinstimmung auf, so dass sich Elektrodeneffekte gut damit verfolgen lassen.

Abb. 5: Vergleich Messdaten mittels Standard- und angepasster Algorithmen



Zusammenfassung

Durch das beschriebene System ist es möglich, die Impedanzspektroskopie in mobilen Anwendungen mit begrenzten Hardwareressourcen einzusetzen und damit einen Mehrwert in Anwendungen, wie beispielsweise BMS, zu schaffen. Die Nutzung von Binärsequenzen zur Anregung reduziert den Aufwand bei der Signalformung des Anregungssignals erheblich und die online Berechnung des Anregungssignals kann durch Abspeicherung der offline optimierten Anregungssequenz entfallen.

Die Berechnung der Impedanz zur Laufzeit der Messung mittels GOERTZEL Algorithmus ist effizient implementierbar. Damit ist es möglich, mit der verwendeten Hardware vier Zellen gleichzeitig multispektral zu messen und das Ergebnis direkt im Anschluss der Messung zur Verfügung zu stellen. Der Einsatz von AC gekoppelten Differenzverstärkern in Kombination mit geeigneter Signalaufbereitung ermöglicht die Nutzung einfacher AD-Wandler, wie sie in modernen Mikrocontrollern verwendet werden.

Durch die Messung im Betrieb kann der Einsatz von Look Up Tabellen im BMS stark reduziert werden und ein Nachführen von Regelalgorithmen wird durch ständig aktualisierte Zustandsbeschreibungen verbessert.

Danksagung

Diese Arbeit ist im Rahmen des FP-7 Projektes „SmartLIC“, Projekt Nr.: 284879 [5] sowie der ESF-Nachwuchsforschergruppe Adaptive Antriebe in der Elektromobilität, AdAntE [9], Projekt Nr.: 100098113 entstanden. Die Autoren bedanken sich für die großzügige Unterstützung.

Literaturverzeichnis

- [1] C. H. Hamann and W. Vielstich, Elektrochemie. John Wiley & Sons Australia, Limited, 2005, p. 662.
- [2] U. Tröltzsch, O. Kanoun, and H.-R. Tränkler, "Characterizing aging effects of lithium ion batteries by impedance spectroscopy," *Electrochim. Acta*, vol. 51, no. 8-9, pp. 1664-1672, Jan. 2006.
- [3] P. Büschel, U. Tröltzsch, and O. Kanoun, "Use of stochastic methods for robust parameter extraction from impedance spectra," *Electrochim. Acta*, vol. 56, no. 23, pp. 8069-8077, Sep. 2011.
- [4] U. Tröltzsch and O. Kanoun, "Implementierung der Impedanzspektroskopie in vollautomatischen Messsystemen am Beispiel der Batteriezustandsdiagnose (Battery Diagnosis as an Example for Implementing Impedance Spectroscopy in Automated Measurement Systems)," *tm Tech. Mess.*, vol. 73, no. 7-8, Jan. 2006.
- [5] „Smart-LIC.“ [Online]. Available: <http://www.smart-lic.com/>.
- [6] J. Schoukens, J. Swevers, R. Pintelon, and H. Van der Auweraer, "Excitation design for FRF measurements in the presence of non-linear distortions," *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 18, no. 4, pp. 727-738, Jul. 2004.
- [7] G. Goertzel, "An algorithm for the evaluation of finite trigonometric series," *Am. Math. Mon.*, 1958.
- [8] *Streamlining Digital Signal Processing: A Tricks of the Trade Guidebook*. John Wiley & Sons, 2012, p. 480.
- [9] "AdAntE." [Online]. Available: <http://www.tu-chemnitz.de/etit/messtech/AdAntE/>.

Industrielle Messtechnik in der Selektion von Lithium Eisen Phosphat (LiFePo₄) Zellen aus dem asiatischem Raum

Reinhard Gross

BNO Consult + Engineering, Dettelbach
r.gross@bno-consult.de

„Time is money“ – so lautet ein universelles Gebot der Marktwirtschaft. Hinter dieser Redewendung verbirgt sich nicht nur die Tatsache, dass die Entwicklung eines neuen Produktes so schnell wie möglich auf den Markt gebracht werden muss, sondern auch eine Eingangs-Qualitätskontrolle unerlässlich ist, wobei diese in „Null-Zeit“ durchgeführt werden sollte.

Betrachtet man den Fall eines Energiespeichers, so kann man festhalten, dass das Herz eines Energiespeichers aus den darin befindlichen Zellen besteht. Das Herz der Speichertechnologie ist die Zelle (Batterie). Die Entwicklung zeigt, dass 70 bis 80% der Zellen aus dem asiatischen Raum kommen. Dies liegt zum Großteil daran, dass es in Europa noch zu wenige Hersteller gibt.

Nach unseren Erfahrungen – mit mehr als 3.000 untersuchten Zellen – ist die Entscheidung zur Festlegung eines bestimmten Batterie-Lieferanten ein Kompromiss zwischen Preis und Qualität der verschiedenen Zellen. Hier ist festzuhalten, dass in der Regel Produkte aus Fernost mit dem ersten Kriterium glänzen können, während das zweite Kriterium eher Produkten aus dem europäischen Umfeld zugeordnet werden kann.

Der Preis einer Batterie wird im asiatischen Raum in Ah abgerechnet. Hier liegen die Unterschiede im Einkaufspreis zwischen den asiatischen und den europäischen Herstellern bei einem Wert von 1,4 €/Ah bis zu 4,2 €/Ah. Diese Preisspanne ist ein durchaus ausschlaggebendes Argument für die Speicherhersteller, ihre Zellen überwiegend aus Asien, Korea, Japan und China zu beziehen.

Die Kapazitäten der von uns untersuchten Zellen lagen zwischen 30 Ah und 500 Ah. Für die Untersuchungen wurden sechs chinesische sowie ein koreanischer Zulieferer ausgewählt. Zum Vergleich wurden Zellen europäischer Hersteller herangezogen. Die erste Qualitätskontrolle in diesem Bereich beginnt mit einer optischen Kontrolle auf Anzeichen einer groben Schädigung der Zelle. Danach folgen weitere Qualitätskontrollen mit elektrochemischen Techniken, die das Innenleben der Batterie genauer untersuchen.

Elektrochemische Techniken

Im Prinzip stehen vier (fünf) elektrochemische Untersuchungsmethoden zur Verfügung. Diese sind:

- Bestimmung des Wechselstromwiderstandes bei einer Festfrequenz (1.000 Hz),
- elektrochemische Impedanzspektroskopie (EIS, Frequenzdomäne),
- transiente Analyse (Zeitdomäne),
- absolute Kapazitätsbestimmung (Zyklisierung),
- Batteriemanagementsystem (permanente Kontrolle im Betrieb)

Die Bestimmung des Wechselstromwiderstandes (1.000 Hz) ist die wohl bekannteste der Charakterisierungsmethoden und in der Praxis am weitesten verbreitet, da sie in kürzester Zeit ein Ergebnis liefert. Bei dieser Art der Untersuchung wird davon ausgegangen, dass bei dieser Frequenz der Separatorwiderstand der Batterie als Wechselstromwiderstand detektiert werden kann. Nach unseren Erfahrungen ist dies auch die einzige Kenngröße, die der Batteriehersteller als Qualitätsmerkmal angibt. Allerdings ist auch festzustellen, dass die Detektion des Separatorwiderstandes durch dieses Verfahren in der Regel falsch ist, da der Wert des Separatorwiderstandes eine Funktion der absoluten Kapazität der Batterie ist.

Dieses Ergebnis lässt sich sehr leicht anhand der zweiten Untersuchungsmethode (EIS) beweisen. Die EIS ist wohl die wertvollste Technik, die sich durch den höchsten Informationsgehalt in der Bestimmung der Kinetik einer Zelle auszeichnet. Darüber hinaus zeigt diese Methode ein bemerkenswertes Maß an Stabilität. Es zeigt sich, dass der Batteriehersteller aus ökonomischen Gründen versucht, die Formierung der Batterie in möglichst kurzer Zeit beziehungsweise mit möglichst geringem Energieaufwand zu bewerkstelligen. Dies zeigt sich in den Spektren dadurch, dass überwiegend im niederfrequenten Bereich Sprünge in den Spektren auftreten, die nach mehrmaliger Zyklisierung der Batterie wieder verschwinden.

Eine Technik, die prinzipiell die gleichen Ergebnisse wie die EIS liefert, ist die Transientenanalyse. Im Gegensatz zur EIS besitzt sie aber nicht deren Stabilität. Bei der EIS lässt sich eine Korrektheit der Messung durch eine geeignete Integraltransformation bewerkstelligen, da im Frequenzbereich die Messgrößen (Real- und Imaginärteil) in einem inneren Zusammenhang stehen, während in der Zeitdomäne ein solcher Zusammenhang naturgemäß nicht existiert. Beiden Methoden gemeinsam ist der hohe Zeitaufwand. So benötigt man zur Bestimmung aller Wechselstromwiderstände beider Halbzellen mittels EIS etwa zwei Stunden Messzeit. Allein dieser Zeitbedarf lässt die komplette Bestimmung dieser Parameter mittels EIS als Standardmethode zur Qualitätskontrolle als eher ungeeignet erscheinen.

Die wohl genaueste Methode zur Qualitätskontrolle einer Batterie ist die Bestimmung ihrer absoluten Kapazität. Da hierbei ein mindestens einmaliges Laden und Entladen der Batterie erforderlich ist, nach dem derzeitigen Standard bei 25°C mit 0,1 C, würde eine solche Vorgehensweise eine Messzeit von 20 Stunden für eine einzelne Batterie bedeuten. Dieser Zeitbedarf ist nicht akzeptabel.

Nach unserer Einschätzung muss auch die letzte der oben genannten Techniken – das BMS – zu diesen Qualitätssicherungsmaßnahmen hinzu gezählt werden. Das BMS erlaubt durch elektronische Regelung einen Spannungsausgleich von Einzelzellen innerhalb eines Stacks. Diese Regelmöglichkeit kann nicht hoch genug eingeschätzt werden, da sie „einfach“ zu realisieren ist. Eine entsprechende Regelung bei einer Brennstoffzelle als Energielieferant würde eine individuelle Gaszuführung und Regelung für jede einzelne Zelle des Brennstoffzellenstacks bedeuten. Zieht man darüber hinaus noch in Betracht, dass zur Erreichung der gleichen Spannung einer LiFePo₄ Batterie mindestens vier Brennstoffzellen benötigt würden, kann man ein Managementsystem innerhalb eines Brennstoffzellenstacks als gänzlich unwahrscheinlich ansehen.

Neben der Regelung der Einzelzellen im Batteriestack stellt das BMS auch alle notwendigen Messgrößen, z. B. Spannungen und Temperatur, zur Verfügung, um eventuelle Fehlfunktionen erkennen und in geeigneter Form darauf reagieren zu können. Last but not least, eine Archivierung dieser Messgrößen kann durch entsprechendes Feedback zur Optimierung künftiger Energiespeicher beitragen, indem diese Daten bei deren Produktion berücksichtigt werden.

Zusammenfassung

Es wurden vier (fünf) verschiedene elektrochemische Messtechniken diskutiert, mit denen die Qualitätssicherung von LiFePo₄ Batterien vor dem Zusammenbau zum kompletten Speichersystem durchgeführt werden kann. Aus ökonomischen Gründen wird bis dato von der Majorität der Batteriehersteller ein Verfahren favorisiert, das der rasanten Entwicklung auf diesem Gebiet als nicht mehr angemessen erscheint. Es wurde gezeigt, dass bereits eine kleine Modifikation des Verfahrens von Seiten des Batterieherstellers selbst zu einer signifikanten Verbesserung der Charakterisierung einer Batterie beitragen könnte.

Als Resultat der vorgestellten Untersuchungen bietet sich für den Aufbau eines effektiven Qualitätssicherungssystems folgende Vorgehensweise an: Zunächst wird eine einfache, optische Kontrolle der gelieferten Zelle durchgeführt, die durch Impedanzmessungen in einem beschränkten Frequenzbereich komplettiert wird. Der Frequenzbereich sollte derart gewählt werden, dass der Separatorwiderstand adäquat bestimmt werden kann und damit eine charakteristische Größe einnimmt, mit der eine objektive Bewertung jeder Einzelzelle möglich ist. Dieser Schritt ist als Kompromiss zwischen Zeitbedarf und absolut notwendiger Sicherung der Qualität jeder Einzelzelle zu sehen. Schließlich sollte ein effizientes BMS als permanente Qualitätskontrolle zur Vermeidung von Fehlfunktionen und als Lebensdauer verlängernde Maßnahme nicht außer Acht gelassen werden.

2D-Modellierung des Einflusses leitfähiger Schichten auf die Sensorimpedanz bei kapazitiven Sensoren

Christian Weber, Markus Tahedl, Olfa Kanoun
IFM Efector GmbH, Tettngang
Technische Universität Chemnitz
christian.weber@ifm.com

In der industriellen Anwendung kapazitiver Sensoren ist die Unterscheidbarkeit leitfähiger Schichten flüssiger und pastöser Medien hinter einer nicht-leitenden Barriere von Bedeutung. Dabei ist die Änderung der Sensorimpedanz abhängig von Arbeitsfrequenz, Leitfähigkeit und Schichtdicke des Mediums. Um den Einfluss dieser Parameter zu ermitteln, wurde ein zweidimensionales rotationssymmetrisches Modell mit variablen Abmessungen und Materialeigenschaften erstellt. Mit Hilfe des Modells wurde für verschiedene Schichtdicken und Materialeigenschaften die komplexe Sensorimpedanz berechnet. Die Validierung des neu erstellten Modells erfolgte mit einer FEM-Simulation. Es wurde eine gute Übereinstimmung zwischen analytischer Berechnung und Simulation festgestellt. Die durchgeführten Berechnungen zeigen, dass abhängig von der Arbeitsfrequenz eine Unterscheidung anhand der Phase der Sensorimpedanz möglich ist.

Einleitung

Kapazitive Sensoren werden oft zur kontaktlosen Detektion leitfähiger Medien verwendet. Zur Auslegung solcher Systeme ist es notwendig, den Einfluss unterschiedlicher Parameter auf die Sensorimpedanz schnell ermitteln zu können. Häufig wird dies durch FEM-Simulationen erreicht, wobei bei dieser Methode zunächst alle Feldgrößen berechnet werden müssen, bevor die Sensorimpedanz ermittelt werden kann. Analytische Ansätze zur Ermittlung der Potenzialverteilung einer vorgegebenen Geometrie wurden bereits in [1] und [2] vorgestellt. In dieser Arbeit soll hauptsächlich der Einfluss von Leitfähigkeit und Dicke einer leitfähigen Schicht auf Betrag und Phase der Sensorimpedanz untersucht werden.

Modellbildung

Um den Einfluss leitfähiger Medien untersuchen zu können, wurde ein rotationssymmetrisches Modell erstellt, das in drei Bereiche mit unterschiedlicher Leitfähigkeit und Permittivität aufgeteilt ist. Der Sensor wird in Abbildung 1 durch eine Elektrode mit dem Radius c repräsentiert, die durch einen Luftspalt der Länge $l - c$ von der Masse des Aufbaus getrennt ist. Bereich 1 ist hier eine isolierende Barriere, durch die die Elektrode vom zu untersuchenden Medium 2 getrennt ist. Bereich 3 repräsentiert den Raum hinter der leitfähigen Schicht, der typischerweise Luft ist. Ausgangspunkt für die Modellierung ist die Kontinuitätsgleichung der elektrischen Stromdichte. Diese sagt aus, dass die Summe aller Ströme, die in den betrachteten Bereich herein- oder herausfließen gleich Null sein muss, sofern sich die Ladungsmenge darin nicht zeitlich ändert [3, p. 50]. Sind die Materialeigenschaften im betrachteten Gebiet konstant, ergibt sich aus der Kontinuitätsgleichung mit [4, pp. 102-106] eine zweidimensionale Laplace Gleichung:

$$\frac{\partial^2 \varphi}{\partial z^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial}{\partial r} \left(r \cdot \frac{\partial \varphi}{\partial r} \right) = 0$$

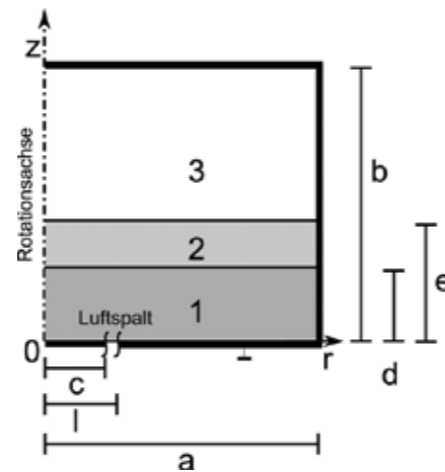


Abb. 1: Skizze des Modells inkl. Abmessungen

Mit r und z : Ortskoordinaten und φ : Elektrisches Potenzial.

Das Potenzial kann wie in [5, pp. 169-170] mittels des Ansatzes der Separation der Variablen ermittelt werden und wird in [1] wie folgt angegeben:

$$\varphi_n(r, z) = \sum_{i=1}^{\infty} J_0(q_{i,n}r) \cdot (A_{i,n} \cdot \sinh(q_{i,n}z) + B_{i,n} \cdot \cosh(q_{i,n}z))$$

Hier sind $q_{i,n}$, $A_{i,n}$ und $B_{i,n}$ die Koeffizienten der allgemeinen Lösung. Diese werden mit Hilfe der Randbedingungen, den Materialeigenschaften in den 3 Teilgebieten mit dem Index n und der Arbeitsfrequenz berechnet. $J_0(r)$ ist die Besselfunktion erster Art und nullter Ordnung. Um die Sensorelektrode abbilden zu können, werden Dirichlet-Randbedingungen [4, pp. 145-146] verwendet, wobei für den unteren Rand des Modells mit dem konstanten Potenzial u_0 der folgende Zusammenhang angenommen wird:

$$\varphi(r, 0) = \begin{cases} u_0 & 0 \leq r \leq c \\ u_0 - \frac{u_0}{l-c}(r-c) & c < r \leq l \\ 0 & l < r \leq a \end{cases}$$

Auf den beiden anderen Rändern wird vereinfachend das Potenzial auf 0V festgelegt. Außerdem kann angenommen werden, dass auf den beiden Grenzflächen die Landungsmenge zeitlich konstant ist. Dann ist mit [4, pp. 102-106] das Potenzial an den beiden Grenzflächen kontinuierlich, also $\varphi_1(r, d) = \varphi_2(r, d)$ und $\varphi_2(r, e) = \varphi_3(r, e)$. Ebenso sind dann die Normalkomponenten der Stromdichte \vec{J}_n Grenzschichten stetig. Das führt mit [4, pp. 102-106] zu den Bedingungen $J_{1,norm}(r, d) = J_{2,norm}(r, d)$ und $J_{2,norm}(r, e) = J_{3,norm}(r, e)$. Die Stromdichte ist wiederum abhängig von den Materialeigenschaften und der Arbeitsfrequenz. Um die Sensorimpedanz zu ermitteln, muss zunächst der Strom I durch die Elektrode über folgenden Zusammenhang bestimmt werden:

$$\int \vec{J}_1 d\vec{A} = I \quad (1)$$

$d\vec{A}$ ist das Flächenelement. Es gelten die Beziehungen $\vec{J}_1 = j\omega\epsilon_0\epsilon_1^*\vec{E}_1$, $\vec{E}_1 = -\text{grad}\varphi_1$ und $\epsilon_1^* = \epsilon_1 - j\frac{\sigma}{\omega\epsilon_0}$ [3]. Hier ist ω die Kreisfrequenz, ϵ_0 die elektrische Feldkonstante, ϵ_1^* die komplexe relative Permittivität, \vec{E}_1 die elektrische Feldstärke, σ die Leitfähigkeit und j die imaginäre Einheit. Man setzt diese Zusammenhänge in Gleichung (1) ein und erhält für $z = 0$:

$$I = -j\omega\epsilon_0\epsilon_1^* \int_0^{2\pi} \int_0^c \sum_{i=1}^{\infty} q_i A_{i,1} J_0(q_i r) r dr d\alpha$$

In diesem Fall ist das Flächenelement $d\vec{A} = r dr d\alpha$ mit dem Winkel α [6, p. 374]. Das innere Integral wird mit Hilfe des Zusammenhangs aus [5, p. 181] gelöst. Die Lösung des äußeren Integrals ist lediglich eine Konstante. Damit ergibt sich die Sensorimpedanz Z zu:

$$Z = \frac{u_0}{I} = -\frac{u_0}{2j\omega\pi\epsilon_0\epsilon_1^* c \sum_{i=1}^{\infty} A_{i,1} \cdot J_1(q_{i,1}c)}$$

Einfluss der Leitfähigkeit auf die Sensorimpedanz

Die Berechnung der Koeffizienten $A_{i,1}$ und $q_{i,1}$ wurde mit Hilfe von [7] und [8] durchgeführt. Es wurden die Abmessungen $a = 0,2 \text{ m}$, $b = 1 \text{ m}$, $c = 0,015 \text{ m}$, $d = 0,006 \text{ m}$, $e = 0,007 \text{ m}$, $l = 0,019 \text{ m}$ und die Materialeigenschaften aus folgender Tabelle verwendet.

Bereich	Leitfähigkeit σ [mS/cm]	Relative Permittivität ϵ	Material
1	0	3,4	z. B. Plexiglas

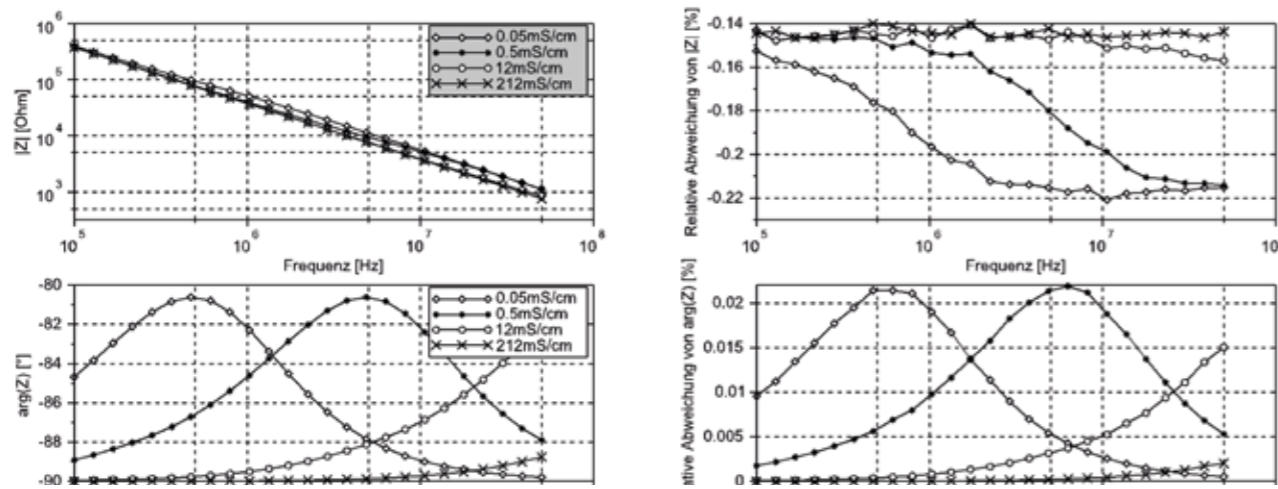


Abb. 2: Berechnete Impedanz für konstante Schichtdicke (links) und relative Abweichung von FEM-Modell (rechts) Zur Validierung des

2	Sweep-Parameter	81	z. B. Wässrige Lösung
3	0	1	z. B. Luft

analytischen Modells wurde ein FEM-Modell mit identischen Abmessungen und Materialeigenschaften erstellt. Die relative Abweichung auf der rechten Seite von Abbildung 2 bewegt sich für Betrag und Phase im Promillebereich. Auf der linken Seite von Abbildung 2 ist anhand des Betrags für kleine Frequenzen keine Unterscheidung zwischen den einzelnen Leitfähigkeiten der Schicht möglich. Es ergibt sich jedoch ein Maximum im Phasengang der Impedanz, welches sich für steigende Leitfähigkeiten zu höheren Frequenzen verschiebt. Zumindest anhand des Phasengangs ist also ein Entscheidungsmerkmal erkennbar, sofern der betrachtete Frequenzbereich groß genug ist. Zur Auslegung kostengünstiger und schmalbandig arbeitender Messsysteme muss schnell für verschiedene Konstellationen die Sensorimpedanz berechnet werden. FEM-Simulationen haben diesbezüglich den Nachteil, dass sehr dünne Schichten mit einem entsprechend feinen Netz modelliert werden müssen. Dies führt zu einem hohen Rechenaufwand und entsprechend langen Lösungszeiten. Ein analytisches Modell unterliegt solchen Einschränkungen nicht.

Zusammenfassung und Ausblick

Für die Modellierung der Sensorimpedanz kapazitiver Sensoren wurde ein rotationssymmetrisches analytisches Modell auf Basis der Laplace-Gleichung erstellt, mit dessen Hilfe der Einfluss von dünnen Schichten unterschiedlicher Dicke und Leitfähigkeit auf die Sensorimpedanz untersucht werden kann. Es zeigt sich eine gute Übereinstimmung zwischen dem analytischen Modell und der FEM-Simulation. Experimentelle Untersuchungen zur Verifizierung des Modells, insbesondere bezüglich der Frequenzabhängigkeit der Materialeigenschaften, sind noch erforderlich. Die besondere Herausforderung liegt hier in der Herstellung eines reproduzierbaren Versuchsaufbaus.

Literaturverzeichnis

[1] K. Asano, „Electrostatic potential and field in a cylindrical tank containing charged liquid,“ Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, pp. 1277-1281, 1977.
 [2] F. Tefiku und E. Yamashita, „Capacitance characterization method for thick-conductor multiple planar ring structures on multiple substrate layers,“ IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Nr. 40, pp. 1894-1902, 1992.
 [3] H. Henke, Elektromagnetische Felder, Berlin: Springer, 2011.
 [4] K. Küpfmüller, W. Mathis und A. Reibinger, Theoretische Elektrotechnik, Berlin: Springer-Verlag, 2005.
 [5] W. R. Smythe, Static and Dynamic Electricity, York: McGraw-Hill, 1950.
 [6] Bronstein, Semendjajew, Musiol und Mühlig, Taschenbuch der Mathematik, Frankfurt a. M.: Harri Deutsch, 1995.
 [7] J. Lundgren, „ZEROBESS Zeros of Bessel functions/derivatives of 1st and 2nd kind,“ 2010. [Online]. Available: <http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/26639-zeroBESS>. [Zugriff am November 2013].
 [8] T. Theodoulidis, „Struve functions,“ 11 Juni 2012. [Online]. Available: <http://www.mathworks.de/matlabcentral/fileexchange/37302-struve-functions>. [Zugriff am November 2013].

Effiziente Parameterschätzung impedanzbasierter Sensoren durch lokale, lineare Transformation

Frank Wendler, Paul Büschel, Olfa Kanoun
 Technische Universität Chemnitz
 frank.wendler@etit.tu-chemnitz.de

Abstract: In diesem Text wird der Ansatz zur Auswertung von spektralen Datensätzen durch eine lineare Transformation vorgestellt. Ziel dieser Transformation ist die effiziente Bestimmung eines Eingangsparameters des Sensors, um einen zuvor definierten Arbeitspunkt, unabhängig von weiteren im Datensatz repräsentierten Eingangsparametern. Alle Prozessschritte wie Datenauswahl, Bestimmung der linearen Koeffizienten und Anwendung der Transformation werden erläutert und an einem Beispiel für zwei Parameter demonstriert. Die Ergebnisse der Parameterschätzungen werden anschließend mit verwendeten Eingangsparametersätzen verglichen und diskutiert.

Keywords: Impedanzspektroskopie; lineare Transformation; Parameterschätzung

Einleitung

Durch den Einsatz multifrequenter Messverfahren lassen sich Sensoren realisieren, die mehrere Messgrößen erfassen. Dabei dient das Frequenzverhalten als zusätzliche Informationsquelle. Ein Teil der eingesetzten Auswertungsverfahren basiert auf einer Regression der spektralen Messdaten mit einem geeigneten Modell zur Ermittlung des Modellparametersatzes [1]. Dies erfordert zum einen die wiederholte Berechnung des Spektrums mit verschiedenen Parametersätzen und die anschließende Bewertung der Übereinstimmung. Das hat zur Folge, dass ein Großteil der berechneten Zwischenergebnisse nicht direkt weiterverwendet, sondern verworfen wird. Speziell bei Modellen mit erhöhtem Berechnungsaufwand zieht dies eine erheblichen Aufwand an Rechenleistung und Rechenzeit nach sich, so dass einige Hardwareplattformen zur Realisierung entfallen oder eine definierte Messdynamik nicht erfüllt werden kann. Zum anderen muss das modellierte Verhalten in ausreichendem Maße mit dem Verhalten des realen Systems übereinstimmen, um diese Form der Auswertung zu ermöglichen. Die Ausarbeitung eines solchen Modells ist für komplizierte Systeme eine herausfordernde Aufgabe. Auch kann es bei der Anwendung einfacher, bekannter Modelle zu systematischen Abweichungen in Teilabschnitten des Spektrums oder zu falschen Lösungen bei der Regression kommen.

Die im Folgenden vorgestellte Auswertung zielt deshalb auf einen Auswertungsalgorithmus ab, welcher mit möglichst geringem Rechenaufwand ein vergleichbares Ergebnis liefert. Zu diesem Zweck wird die Idee einer linearen Vorverarbeitung eines spektralen Datensatzes des Tasselled-Cap-Algorithmus [2] aufgegriffen und mit Methoden der Sensitivitätsanalyse kombiniert. Der sensitivitätsbasierte Ansatz erlaubt außerdem eine Auswertung des charakteristischen Verhaltens einer impedanzbasierten Größe ohne explizite Kenntnis der Modellgleichung. Es wird lediglich von der Existenz eines funktionellen Zusammenhangs ausgegangen, über den mehrere Eingangsgrößen reproduzierbar eine Ausgangsgröße bilden. Diese Eingangsgrößen werden im gesamten Text als Parameter bezeichnet, obwohl in Sensoranwendungen eine Unterscheidung in Messgröße und Quereinfluss üblich ist. Auch ist der Begriff Parameter nicht ausschließlich auf physikalische Größen beschränkt, sondern lediglich als skalar quantifizierbarer Einfluss auf die Ausgangsgröße zu verstehen.

Lineare Projektion

Unter der Voraussetzung, dass jeder Frequenzpunkt des Impedanzspektrums in einem stetig ableitbaren funktionellen Zusammenhang zu den Eingangsparametern steht, kann das Verhalten der jeweiligen Impedanz Z um einen Satz Eingangsparameter x_1 bis x_m durch eine lineare Näherung \hat{Z} im Tangentialraum beschrieben werden.

$$(1) \quad Z = \sum_{k=1}^m \frac{\partial Z}{\partial x_k} \Delta x_k + Z_{AP}$$

Die einzelnen Summanden der Näherung setzen sich aus dem Produkt Sensitivität des Parameters und dessen Abweichung vom als Arbeitspunkt definierten Parametersatz Δx_k zusammen. Wird eine gewichtete Summe aus mehreren dieser Impedanzen gebildet, kann diese als gewichtete Summe der Einzelsummanden und der gewichteten Summe der Konstanten der jeweiligen Einzelimpedanzen ausgedrückt werden.

$$(2) \quad \sum_{n=1}^p a_n Z_n = \sum_{k=1}^m \left(\left[\sum_{n=1}^p \frac{a_n \partial Z_n}{\partial x_k} \right] \Delta x_k \right) + \sum_{n=1}^p a_n Z_{AP,n}$$

Durch einen geeigneten Satz an Wichtungskoeffizienten a_n kann die Sensitivität der gewichteten Summen auf einen Parameter reduziert und gleichzeitig normiert werden. Die Bedingungen dafür ergeben sich aus Gleichung 2:

$$(3) \quad \begin{aligned} \sum_{n=1}^p a_n \frac{\partial Z_n}{\partial x_1} &= S_1 \\ \sum_{n=1}^p a_n \frac{\partial Z_n}{\partial x_2} &= 0 \\ &\vdots \\ \sum_{n=1}^p a_n \frac{\partial Z_n}{\partial x_m} &= 0 \end{aligned}$$

Voraussetzung für eine nicht-triviale Lösung dieses Gleichungssystems ist die unabhängige Repräsentation der Parameter im spektralen Datensatz. Somit müssen die Relationen der Sensitivitäten der Parameter in mindestens so vielen Frequenzpunkten unterschiedlich sein, wie Parameter m vorhanden sind. Dies ist durch eine Vorauswahl der Frequenzpunkte sicherzustellen. Außerdem ist durch eine Beschränkung auf entweder den Realteil oder den Imaginärteil der Impedanz die Lösbarkeit des Gleichungssystems sicherzustellen.

Durch die Anwendung der gewichteten Summe mit den erhaltenen Koeffizienten kann eine Ausgangsgröße erzeugt werden, die um den verwendeten Arbeitspunkt lediglich von einem Parameter abhängt und einen informationsfreien Offset besitzt. In der unmittelbaren Umgebung des Arbeitspunktes muss dies nicht nur für lineare Näherung, sondern auch für gemessene Impedanzen gelten.

$$(4) \quad \sum_{n=1}^p a_n Z_n = S_1 (x_1 - x_{AP}) + \sum_{n=1}^p a_n Z_{AP,n}$$

Durch die Inversion der Kennliniengleichung 4 kann die Transformationsgleichung 5 gebildet werden, die die Auswertung realisiert.

$$(5) \quad x_{1,geschätzt} = \sum_{n=1}^p \frac{a_n Z_n}{S_1} + x_{offset}$$

Die Konstante x_{offset} ergibt sich dabei als:

$$(6) \quad x_{offset} = x_{AP} - \sum_{n=1}^p \frac{a_n Z_{AP,n}}{S_1}$$

Die Sensitivität der Summe S_1 ist durch die Formulierung des Gleichungssystems 3 frei wählbar und sollte aus Gründen der Zweckmäßigkeit mit dem Betrag 1 gewählt werden.

$$(7) \quad S_1 = 1$$

Umsetzung am Beispiel

A. Model zur Datengeneration

Als Beispiel wird ein Elektrodenpaar mit Zuleitungswiderstand R_s , eine Zwischenelektrodenkapazität C_1 und einen Parallelwiderstand R_p zusätzlich zur materialabhängigen Warburg-Impedanz Z_w gewählt.

$$(8) \quad Z = R_s + \frac{1}{j\omega C_1 + \frac{1}{R_p} + \frac{1}{Z_w}}$$

Für eine elektrochemische Doppelschicht, die von der Elektrode als reflektierende Randbedingung begrenzt und nur von einer einzigen beglichen Ionenart ausgebildet wird lautet die Warburg Impedanz Z_w nach [3]:

$$(9) \quad Z_w = \frac{RT}{l^2 F^2 C_x A \sqrt{2\omega D}} (1 - j) \coth \left(\delta (1 + j) \sqrt{\frac{\omega}{2D}} \right)$$

Der zu schätzende Parameter x_1 soll hierbei die Ionenkonzentration C_x sein. Der zweite Parameter x_2 soll der Diffusionskoeffizient D sein. Das Ziel ist eine Schätzung der Ionenkonzentration C_x , welche nicht von Variationen des Diffusionskoeffizienten D beeinflusst wird.

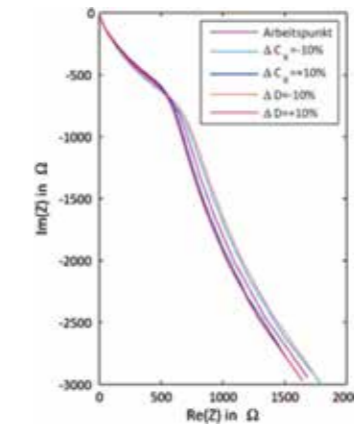


Abb. 1: Verhalten des Modells bei 10%-tiger Variation der Parameter

Parametrierung im Arbeitspunkt (AP)

Bezeichnung	Symbol	Wert
Serienwiderstand	R_s	1Ω
Elektrodenkapazität	C_1	$50 \cdot 10^{-9}F$
Parallelwiderstand	R_p	$10\text{ k}\Omega$
Universelle Gaskonstante	R	$8,31447 \frac{J}{\text{mol K}}$
Faraday-Konstante	F	$96485,34 \frac{C}{\text{mol}}$
Elektrodenabstand	δ	$10^{-6}m$
Elektrodenfläche	A	$10^{-4}m^2$
Ionenwertigkeit	I	1
Temperatur	T	298 K
Ionenkonzentration im AP	C_x	$10^{-3} \frac{\text{mol}}{m^3}$
Diffusionskoeffizient im AP	D	$10^{-9} \frac{m^2}{s}$

B. Auswahl der Stützstellen

Zur Lösung des Gleichungssystems (3) werden mindestens zwei Stützstellen zur Auswertung benötigt. Diese minimale Stützstellenanzahl wird für dieses Beispiel als ausreichend erachtet. Die beiden Stützstellen dem Index e und d sollten eine hohe Sensitivität bezüglich des zu schätzenden Parameters x_1 haben. Im erst Kriterium K_I dies ist durch die Summe der Sensitivitätsbeiträge umgesetzt:

$$(10) \quad K_I = \left| \frac{\partial Z_d}{\partial x_1} \right| + \left| \frac{\partial Z_e}{\partial x_1} \right|$$

Weiter hin sollen eine triviale Lösung des Gleichungssystems und stark abweichende Wichtungskoeffizienten vermieden werden, in dem die normierte Differenz der Sensitivitäten bezüglich des weiteren Parameters möglichst groß sein soll. Als Normierungsgröße dient die Sensitivität der Impedanz bezüglich des zu Schätzenden Parameters x_1 :

$$(11) \quad K_{II} = \frac{\frac{\partial Z_d}{\partial x_2} \frac{\partial x_1}{\partial Z_d} - \frac{\partial Z_e}{\partial x_2} \frac{\partial x_1}{\partial Z_e}}{\left(\left| \frac{\partial Z_d}{\partial x_1} \right| + \left| \frac{\partial Z_e}{\partial x_1} \right| \right)}$$

Da beide Kriterien bei gut geeigneten Stützstellen einen hohen Betrag liefern und bei schlechter Eignung einen Betrag nahe Null besitzen, ist eine multiplikative Verknüpfung sinnvoll, um einen qualitativen Eignungsmaßstab zu erhalten.

$$(12) \quad K_{ges} = K_I K_{II} = \left(\frac{\partial Z_d}{\partial x_2} \frac{\partial x_1}{\partial Z_d} - \frac{\partial Z_e}{\partial x_2} \frac{\partial x_1}{\partial Z_e} \right) \left(\left| \frac{\partial Z_d}{\partial x_1} \right| + \left| \frac{\partial Z_e}{\partial x_1} \right| \right)$$

Die jeweiligen Sensitivitäten am Arbeitspunkt werden nach Gleichung durch die numerische Ableitung des Impedanzspektrums mit einer Variation von $\pm 1\%$ gewonnen. Dazu wird ausschließlich der Imaginärteil der Impedanz verwendet.

$$(13) \quad \frac{\partial Z_n}{\partial x_1} = \frac{\text{Im}\{Z_n(1,01x_1) - Z_n(0,99x_1)\}}{0,02x_1}$$

$$(14) \quad \frac{\partial Z_n}{\partial x_2} = \frac{\text{Im}\{Z_n(1,01x_2) - Z_n(0,99x_2)\}}{0,02x_2}$$

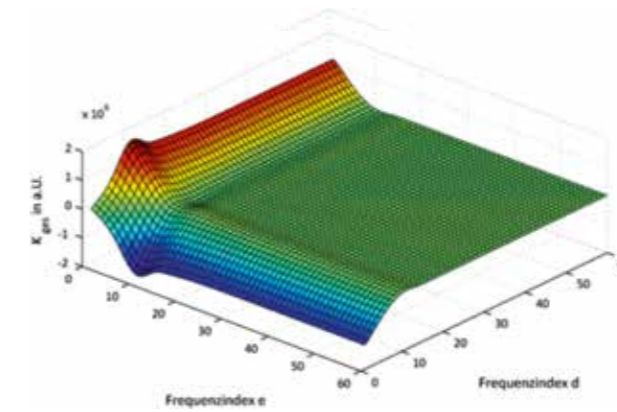


Abb. 2: Darstellung des kombinierten Kriteriums K_{ges} für ein Spektrum aus 60 Frequenzpunkten

Abbildung 2 lässt bei der Kombination von Stützstellenindex $e=1$ und Stützstellenindex $d=11$ ein Maximum bezüglich des kombinierten Kriteriums K_{ges} erkennen. Diese entsprechen den Frequenzen bei 100 Hz und 1004 Hz, die in Abb.3 dargestellt sind. Sie werden als Stützstellen Z_1 bei ω_1 und Z_2 bei ω_2 allein zur weiteren Auswertung verwendet.

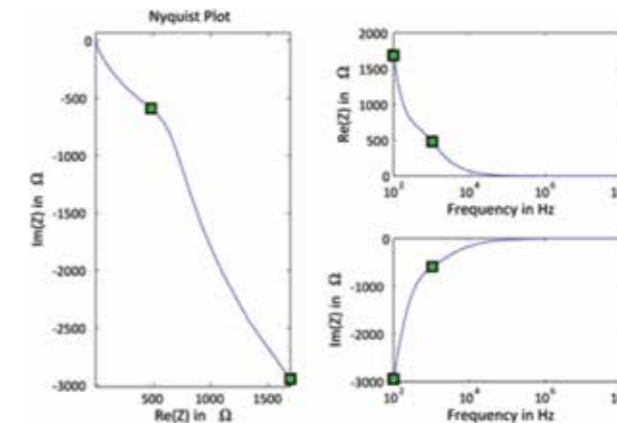


Abb. 3: Darstellung Stützstellen zur Transformation im Arbeitspunktspektrum

Berechnung der Transformationsvorschrift

Wird das Gleichungssystem 3 mit der Normierungsgleichung 7 auf die beiden Stützstellen angewendet, lautet das zu lösende Gleichungssystem:

$$(15) \quad \begin{aligned} a_1 \frac{\partial Z_1}{\partial x_1} + a_2 \frac{\partial Z_2}{\partial x_1} &= 1 \frac{m^3 \Omega}{mol} \\ a_1 \frac{\partial Z_1}{\partial x_2} + a_2 \frac{\partial Z_2}{\partial x_2} &= 0 \frac{s \Omega}{m^2} \end{aligned}$$

Nach den Gleichung 13 und 14 erhält man die vier benötigten Sensitivitäten durch numerische Ableitung als:

$$(16) \quad \frac{\partial Z_1}{\partial x_1} = 1,7685 \cdot 10^6 \frac{m^3 \Omega}{mol}$$

$$(17) \quad \frac{\partial Z_2}{\partial x_1} = 4,947 \cdot 10^5 \frac{m^3 \Omega}{mol}$$

$$(18) \quad \frac{\partial Z_1}{\partial x_2} = 2,782 \cdot 10^5 \frac{s \Omega}{m^2}$$

$$(19) \quad \frac{\partial Z_2}{\partial x_2} = 2,992 \cdot 10^5 \frac{s \Omega}{m^2}$$

Die Lösungen des Gleichungssystems ergibt die Wichtungskoeffizienten $a_1 = 4,172 \cdot 10^{-7}$ und $a_2 = 4,172 \cdot 10^{-7}$.

Die lineare Transformation zur Auswertung des Spektrums ergibt sich, unter Berücksichtigung von Gleichung (6), als:

$$(20) \quad x_{1,geschätzt} = C_{x,geschätzt} = 4,487 \cdot 10^{-7} \frac{mol}{m^3 \Omega} \cdot Z_1 + 4,172 \cdot 10^{-7} \frac{mol}{m^3 \Omega} \cdot Z_2 + 2,567 \cdot 10^{-3} \frac{mol}{m^3}$$

Resultate

Durch die Variation der Diffusionskonstante D und der Ionenkonzentration C_x um $\pm 10\%$ in jeweils 10 Stufen wurden 441 Einzelspektren ähnlich zu Abbildung 1 erzeugt und über die Transformationsgleichung 20 ausgewertet.

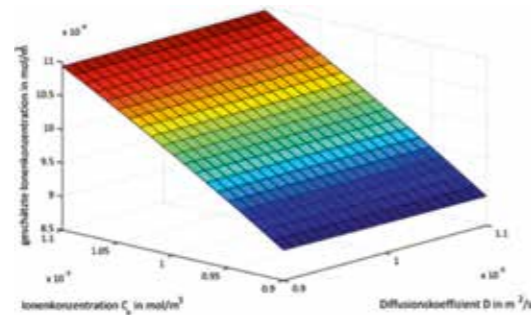


Abb. 4: Dreidimensionale Darstellung des Kennfeldes der Schätzung

Abbildung 4 stellt das Ergebnis der Auswertung als dreidimensionale Grafik dar. Die 441 Ergebnisse der Spektren ergeben eine schwach gekrümmte Fläche, die in guter Näherung einzig um die Achse des zweiten Parameters geneigt ist. In Abbildung 5 ist der gleiche Datensatz als Schar von 21 Kennlinien in blau dargestellt. Jede Kennlinie repräsentiert dabei eine der Variationsstufen der Diffusionskonstanten. Diese 21 Einzelkennlinien verlaufen annähernd deckungsgleich. Somit unterdrückt die Auswertung über die lineare Transformation erfolgreich den Einfluss des zweiten Parameters. Bei starker Variation des zu schätzenden Parameters wird eine Linearitätsabweichung als Abstand von der linearen Sollkennlinie (rot) erkennbar. Wie die mögliche Aufspreizung der Kurvenschar, ist diese Linearitätsabweichung dem Umstand geschuldet, dass eine lineare Näherung nur in der Umgebung des Entwicklungs- oder Arbeitspunktes sinnvoll anwendbar ist.

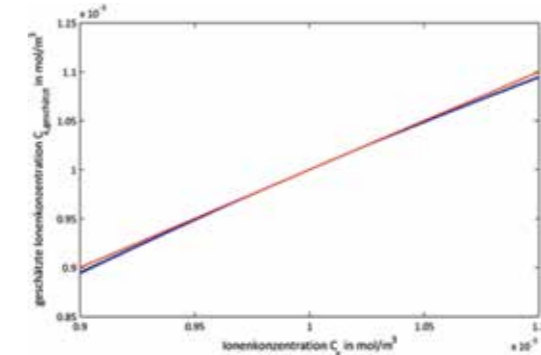


Abbildung 5: Gegenüberstellung von Idealkennlinie (rot) Ausgangskennlinienschar der Parameterschätzung (blau)

Literaturverzeichnis

- [1] P. Büschel, U. Tröltzsch, O. Kanoun, "Use of stochastic methods for robust parameter extraction from impedance spectra", *Electrochimica Acta*, vol. 56 (23), pp. 8069–8077, 2011
- [2] R. J. Kauth, G. S. Thomas "The Tasselled Cap -- A Graphic Description of the Spectral-Temporal Development of Agricultural Crops as Seen by LANDSAT" *LARS Symposia*, pp. 4B41-4B51, 1976.
- [3] G.H.J Broers, M. Schenke, "Electrode processes in molten carbonate fuel cells", *Abhandlungen der sächsischen Akademie zu Leipzig*, vol. 49. Akademie Verlag, pp. 299-315, 1968.

Messeffekt bei der Erkennung von Rissen in glühenden Drähten mit Hilfe von Umlaufspulen

Tino Morgenstern, Hochschule Ruhr West, Mülheim an der Ruhr
 Jörg Himmel, Hochschule Ruhr West, Mülheim an der Ruhr
 Thomas Daube, SMS Meer GmbH, Mönchengladbach
 Olfa Kanoun, Technische Universität Chemnitz
 tino.morgenstern@hs-ruhrwest.de

Kurzfassung

Warmgewalzter Draht wird als Halbzeug für die Herstellung vieler Produkte verwendet. Als Beispiele seien hier Schrauben und die Stahlkarkasse eines Autoreifens genannt. Wegen der sehr hohen Qualitätsanforderungen müssen Produktfehler so früh wie möglich im Herstellungsprozess erkannt werden. Eine optische Inspektion auf Risse durch die Anlagenbediener ist wegen der hohen Transportgeschwindigkeiten von bis zu 120 m/s im Walzprozess nicht möglich. Risse können durch das eingesetzte Vormaterial oder durch den Umformprozess selber verursacht werden. Wirbelstromsensoren eignen sich sehr gut für den Einsatz im Warmwalzwerk. Im Folgenden wird untersucht, wie groß der Einfluss eines Risses im Walzgut auf das Signal eines Wirbelstromsensors ist.

Stand der Technik

Wirbelstromsensoren lassen sich in zwei unterschiedliche Aufbauprinzipien einteilen. Je nach Messaufgabe werden Tastspulensensoren oder Umlaufspulensensoren verwendet [1]. Bei der Qualitätskontrolle von Drähten in der Produktion werden vorwiegend Tastspulensensoren eingesetzt. Diese können dabei auch um den Draht rotierend angeordnet sein [2]. Ein Vorteil von Sensoren mit Tastspulen ist die große örtliche Auflösung und damit eine hohe Empfindlichkeit gegenüber lokaler Fehlstellen, wie zum Beispiel Rissen. Sensoren mit Umlaufspulen erweisen sich dagegen als robust und zuverlässig für den Einsatz im Warmwalzwerk zur Messung der Querschnittsfläche. Sie haben jedoch den Nachteil, dass Änderungen der Querschnittsfläche durch Risse oder andere lokale Fehlstellen einen sehr geringen Einfluss auf die Spulenimpedanz haben.

Lösungsansatz

Im Rahmen des Förderprojektes „Transfer NRW: FH-Extra“ soll eine Risserkennung in einen Querschnittsflächensensor integriert werden. Das hierfür verwendete System basiert auf einem Umlaufspulensensor. Die von der Spule im Stab erzeugten Wirbelströme I_{sec} verlaufen unter Berücksichtigung des Skin效ekts konzentrisch auf der Staboberfläche. Der Riss verändert den örtlichen Verlauf der Wirbelströme an der Oberfläche des Stabes, sodass dies zu einer Veränderung des rückwirkenden magnetischen Feldes führt.

Gegenstand der Untersuchung ist dabei der Einfluss des Risses auf das rückwirkende magnetische Feld. Abbildung 1 zeigt den Querschnitt des Stabes mit der Kontur der Wirbelströme I_{sec} und die Messlinie zur Bestimmung der magnetischen Flussdichte.

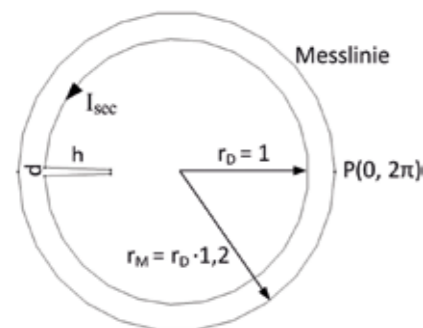


Abb. 1: Schematische Darstellung des Stabquerschnittes

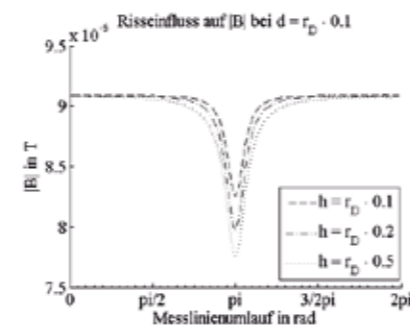


Abb. 2: Magnetische Flussdichte in Abhängigkeit der Risstiefe

In Abbildung 2 ist der Verlauf des Betrages der magnetischen Flussdichte in Abhängigkeit der Ristiefe h bei gegebener Rissbreite d dargestellt. Der Einfluss des Risses auf das rückwirkende magnetische Feld wird mit zunehmender Ristiefe größer. Mit Hilfe einer Simulation wird der zu erwartende Messeffekt abgeschätzt.

Diese Arbeit ist Teil des Förderprojektes:

In-Situ-Messung der Querschnittsfläche von Warmwalzhalbzeugen mit integrierter Risserkennung



EUROPÄISCHE UNION
 Investition in unsere Zukunft
 Europäischer Fonds
 für regionale Entwicklung

Ziel2.NRW
 Regionale Wettbewerbsfähigkeit und Beschäftigung

Literaturverzeichnis

- [1] Stroppe, Heribert & Schiebold, Karlheinz 2011. Wirbelstrom-Materialprüfung. 1. Auflage, Castell-Verlag Wuppertal, 2011
 [2] INSTITUT DR. FOERSTER, 2014: <http://www.foerstergroup.de/CIRCOGRAPH-Sensorsystem.75.0.html> (27.02.2014)

Leistungs-FET als Analogschalter

Dietmar Ehrhardt

Universität Siegen

dietmar.ehrhardt@uni-siegen.de

Kurzfassung

Wir erleben zur Zeit ein Anwachsen der Angebote an Leistungshalbleitern auf der Basis von Siliziumcarbid, Galliumnitrid und dergleichen. Alles Halbleiter, die sich durch kleinen Einschaltwiderstand und geringe Rückwirkungskapazität auszeichnen. Eignen sich diese Halbleiter auch für den Einsatz als Analogschalter?

Einleitung

Im Projekt „In-Situ-Messung der Querschnittsfläche von Warmwalzhalbezeugen mit integrierter Risserkennung“ gibt es die sogenannte „Automatische Kalibrierungsbrücke“ mit der die Brücke zur Reflektionsmessung kalibriert werden kann. Diese „Automatische Kalibrierungsbrücke“ ist derzeit mit Reed-Relais ausgestattet. Versuche mit Analogschaltern scheiterten wegen ihres hohen Einschaltwiderstandes und weiteren parasitären Effekten. Der Nachteil der ansonsten brauchbaren Anordnung mittels Reed-Relais ist, dass deren maximale Schaltfrequenz im kHz-Bereich liegt. Das führt zu Schaltzeiten im ms-Bereich, was den Kalibrierungsprozess unnötig verlangsamt [1]. Klassische Analogschalter scheiden wegen ihrer zu hohen Einschaltwiderstände und der zu hohen kapazitiven Verkopplung zwischen Ein- und Ausgang bei geöffnetem Schalter aus. Kleine Einschaltwiderstände lassen sich mit Leistungs-MOSFETs erzielen. Die Einschaltwiderstände liegen bei Leistungs-MOSFETs in der Größenordnung von ein paar hundert Millionen, was dem Einschaltwiderstand der Reed-Relais in etwa entspricht. Es ergibt sich der in Abbildung 1 dargestellte Aufbau eines Schalterelementes.

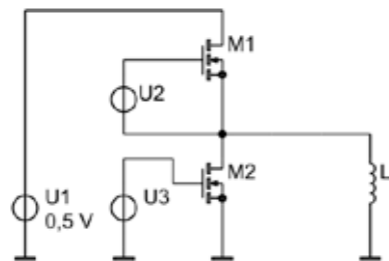


Abb. 1: Struktureller Aufbau der Schalteinrichtung für eine Induktivität

Dieser Aufbau wird für jede der geschalteten Induktivitäten einmal benötigt. Die Spannung U1 bezeichnet das Signal des Netzwerkanalysators, der die Impedanz der Induktivität bestimmen soll. Die Spannung U2 bezeichnet das Ansteuersignal für den Transistor M1 (hier als N-Kanal Enhancement-MOSFET dargestellt) bzw. die Spannung U3 das Ansteuersignal für den Transistor M2 respektive. Der Messablauf gestaltet sich wie folgt: Während der Messung ist M1 durchgeschaltet und M2 ist gesperrt. Damit ist die Induktivität L mit dem Netzwerkanalysator verbunden und die Messung kann durchgeführt werden. Nach der Messung sperrt M1 und trennt somit die Induktivität L vom Netzwerkanalysator. Der Transistor M2 hat die Aufgabe, die Induktivität L während der Messpausen zu entladen, um für jede Messung einen definierten Anfangszustand zu garantieren.

Problem der kapazitiven Verkopplung

Jeder Schalter, egal ob Transistor oder Reed-Relais, hat eine kapazitive Verkopplung zwischen den geöffneten Kontakten. Diese kapazitive Verkopplung führt bei der verwendeten Frequenz von $f = 3 \text{ MHz}$ zwangsläufig zu einem zusätzlichen Strom, der nicht vernachlässigbar ist. Dieser Strom ist natürlich von den verwendeten Schaltern abhängig. Zwei Beispiele sollen das Problem verdeutlichen:

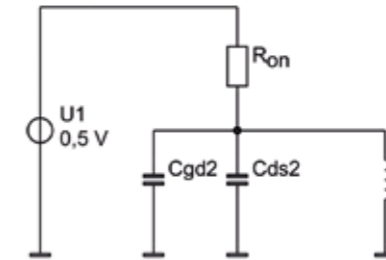


Abb. 2: Kapazitive Fehlmessung bei eingeschaltetem Transistor M1

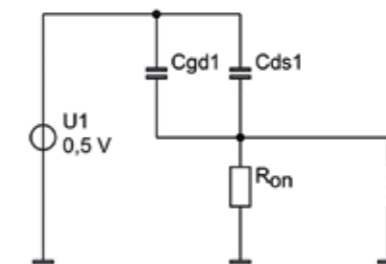


Abb. 3: Kapazitive Fehlmessung bei geschlossenem Transistor M1 und nahezu entladener Induktivität L

Wenn die Schalterelemente falsch ausgewählt werden, dann bestimmen die kapazitiven Ströme die Impedanzmessung. Diese Ströme fließen zwischen Drain und Gate (Cgd) sowie zwischen Drain und Source (Cds) der jeweiligen Transistoren.

Ergebnisse

Die Abbildung 4 zeigt Messwerte, die mit Hilfe eines JFETs vom Typ Semisouth SJD120R085 [2] gewonnen wurden. Obwohl hier ein Transistor gewählt wurde, der sich prinzipiell für diese Anwendung eignen sollte (MOSFETs sind auf Grund ihrer hohen Rückwirkungskapazität gänzlich ungeeignet), zeigen sogar diese Messwerte deutlich die Problematik.

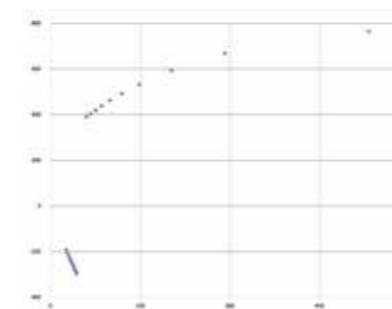


Abb. 4: Messungen der verwendeten Struktur mit Hilfe eines JFET

In der oberen Punktreihe ist der obere Transistor eingeschaltet und der untere Transistor ausgeschaltet. Die Sperrspannung des unteren Transistors wird variiert und steigt nach rechts an. Ähnliches gilt für die untere Punktreihe. Hier ist der untere Transistor an und der obere Transistor ausgeschaltet. Die Sperrspannung des oberen Transistors wird variiert und steigt zum Nullpunkt hin. Die obere Punktreihe stellt induktive Messwerte dar, während die untere Reihe kapazitive Messwerte darstellt. Der ideale Wert der oberen Punktreihe wäre $j188,5 \text{ Ohm}$ bei der verwendeten Frequenz von 3 MHz (entsprechend einer Induktivität von 10 Mikrohenry). Der ideale Wert der unteren Punktreihe wäre ein hochohmiger, reeller Wert ohne kapazitive Anteile. Diese idealen Werte werden mit diesem Transistor nicht erreicht.

Diese Arbeit ist Teil des Förderprojektes:

In-Situ-Messung der Querschnittsfläche von Warmwalzhalbzeugen mit integrierter Risserkennung



EUROPÄISCHE UNION
Investition in unsere Zukunft
Europäischer Fonds
für regionale Entwicklung

Ziel2.NRW
Regionale Wettbewerbsfähigkeit und Beschäftigung

Literaturverzeichnis

- [1] J. Weidenmüller, et al., Rod Shape Testing by High Frequency Eddy Current,
- [2] SJDP120R085, Normally-On Trench Silicon Carbide Power JFET, Datenblatt der Fa. Semisouth

Optische 3D-Vermessung und Analyse von Funktionsoberflächen

Josef Frohn

NanoFocus AG, Oberhausen

rutkowski@nanofocus.de

Mit der konfokal-optischen Oberflächenmesstechnik lassen sich Funktionsoberflächen dreidimensional vermessen und anschließend auf Grundlage klarer 3D-Kennwerte analysieren.

Anhand der Messdaten können technische Oberflächen hinsichtlich Verschleißfestigkeit und Reibungsminderung optimiert und Bearbeitungsfehler sichtbar gemacht werden.

Optische Verfahren für 3D-Flächenmessungen bieten gegenüber herkömmlichen taktilen 2D-Rauheitsmessgeräten eine deutlich höhere Aussagekraft der Messergebnisse und liefern prozesstechnisch wertvolle Ergebnisse.

Neben den klassischen 2D-Rauheitswerten können eine Vielzahl funktionaler 3D-Parameter berechnet und dargestellt werden. Die Messergebnisse können sowohl in Anlehnung an die üblichen 2D-Rauheitsnormen, wie z. B. ISO 4287, als auch anhand der neuen internationalen 3D-Kennwerte gemäß ISO 25178 ausgewertet werden.

Der Vortrag vermittelt einen Überblick über den Stand der Technologie und erläutert anhand praxisnaher Anwendungsbeispiele im Automobilbereich (Zylinderlaufflächen, Lagerschalen, Lackiertechnik) den Einsatz der Systeme in der Entwicklung und produktionsbegleitenden Qualitätskontrolle.

Laserinduzierte Plasmaspektroskopie zur topographischen Elementanalyse dreidimensionaler Strukturen

Christian Beresko, Peter Kohns, Georg Ankerhold
 Hochschule Koblenz, RheinAhrCampus
 ankerhold@hs-koblenz.de

Unter der laserinduzierten Plasmaspektroskopie (LIBS) versteht man ein schnelles, berührungsfreies und minimal zerstörendes Verfahren der optischen Elementanalyse, welches die charakteristischen Emissionsspektren einer lasergenerierten Plasmaquelle auswertet. Ein selbstentwickeltes und sehr kompaktes LIBS-System mit geringer Pulsenergie bis zu 2 mJ und hoher Repetitionsrate bis zu 80 Hz erlaubt es, Oberflächen abzurastern und dabei gleichzeitig eine flächige Elementanalyse in Form eines „Element Mapping“ durchzuführen.

Während des lateralen „Element Mapping“ mit LIBS muss allerdings die Fokusposition stabil auf der zu untersuchenden Probenoberfläche gehalten werden. Aus diesem Grund benötigen dreidimensionale Oberflächenstrukturen eine ständige Neufokussierung. Publierte Methoden nutzen oft zusätzliche Geräte, um den Fokusabstand anzupassen. Dazu zählen unter anderem Kamerasysteme, Lasertriangulation oder auch Interferometrie. Bei scharfen Kanten oder tiefen Bohrungen mit kleinen Durchmessern versagen jedoch diese Verfahren. Die von uns entwickelte Fokussiermethode zur optimalen Probenpositionierung für ortsaufgelöste automatisierte LIBS-Messungen benötigt keine zusätzliche Hardware und zeigt auch keine der bekannten Problematiken [1].

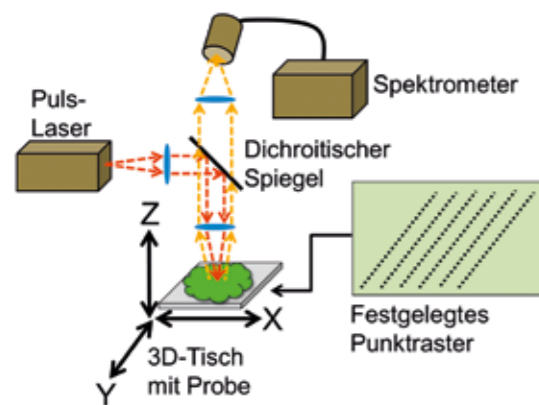


Abb. 1: Experimenteller LIBS-Aufbau mit dichroitischem Spiegel. Die Ortsauflösung des 3D-Tisches beträgt in allen drei Raumrichtungen 10 µm. Das Messraster für die Elementanalyse wird über eine Kontroll-Software vorgegeben.

Eine Regelschleife wertet die gemessenen LIBS-Signale aus: Regelgröße ist dabei die Gesamtintensität des Plasmas, die durch Integration des aufgenommenen LIBS-Spektrums bestimmt wird. Die Position der Probenoberfläche in Ausbreitungsrichtung des Lasers, die durch einen 3D-Tisch verändert werden kann, stellt die Stellgröße dar. Die beste Fokusposition zeigt sich bei einer maximalen Intensität des Plasmaleuchtens.

Verschiedene ortsaufgelöste Messungen an topographischen Proben mit bekannten Elementzusammensetzungen wurden durchgeführt (Abb. 2a). Aufgrund der gut bekannten Legierungszusammensetzung von Euro-Münzen wurden deren Oberflächen mit dem beschriebenen LIBS-Verfahren auf einem fest vorgegebenen Messbereich abgerastert und für jeden Messpunkt sofort eine Elementanalyse über die Kombination aus einer Hauptkomponentenanalyse (PCA) und einem neuronalen Netzwerk (ANN) durchgeführt (Abb. 2b).

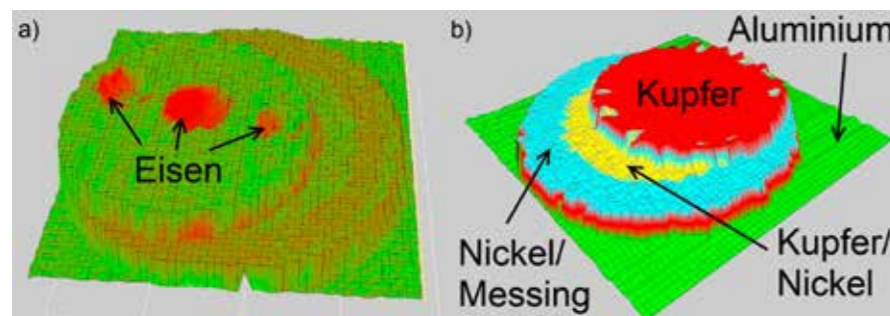


Abb. 2: Topographische Profile von jeweils zwei aufeinanderliegenden Münzen nach einer flächigen Elementanalyse („Element Mapping“) in einem Messraster von 27 mm x 27 mm. (a) Der durch drei Bohrungen freigelegte Münzkern wird als Eisen bei 404,6 nm identifiziert. (b) Elementzuordnung mit Hilfe eines neuronalen Netzwerks.

In weiteren Messungen wurden geologische Steinproben mit stark inhomogener Elementverteilung abgerastert. Die nachfolgende Abbildung 3 zeigt die Oberflächenverteilung von Magnesium an unebenen, mit steilen Kanten durchsetzten Granitbruchstücken.

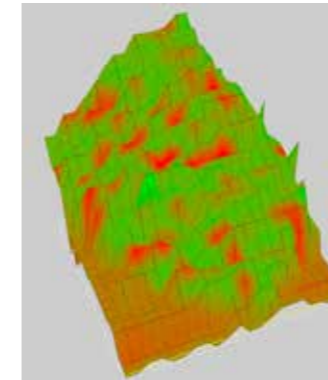


Abb. 3: Topographisches Profil eines Granit-Bruchstücks mit einer Elementanalyse von Magnesium bei 383,8 nm als farblich rot markierte Bereiche (Messraster 20 mm x 24 mm).

Unser Verfahren eignet sich insbesondere für die schonende Elementanalyse archäologischer Fundstücke mit charakteristischen Profilformen (Abb. 4a und 4b). Mit Vergleichsproben ließe sich über die Elementanalyse des Oberflächenbelags sogar auf den Fundort schließen.

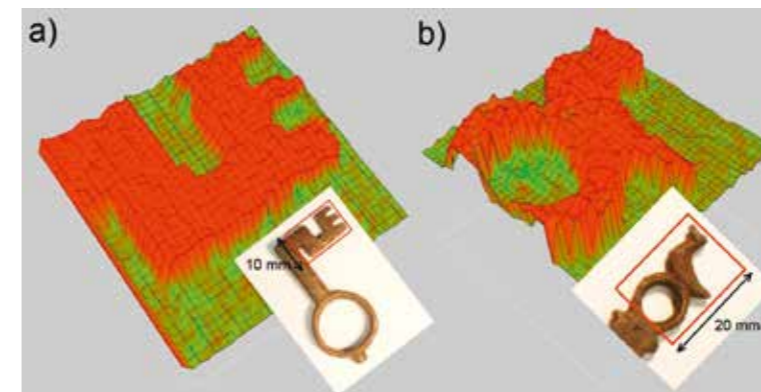


Abb. 4: Topographische Profile eines Bronzeschlüssels (a) und eines Spiegelhalters (b) aus der Zeit etwa 200 n. Chr. mit einer Elementanalyse von Kupfer bei 324 nm als farblich rot markierte Bereiche (Messraster (a) 19,5 mm x 15 mm und (b) 16,5 mm x 15 mm). Die untersuchten Exponate sind eine freundliche Leihgabe der Römervilla Bad Neuenahr-Ahrweiler.

Gefördert durch die Stiftung Rheinland-Pfalz für Innovation.

Literaturverzeichnis

- [1] C. Beresko, P. Kohns, G. Ankerhold, Surface Element-Mapping of Three-Dimensional Structures by LIBS, Proceedings 7th Euro-Mediterranean Symposium on Laser-Induced Breakdown Spectroscopy (EMSLIBS 2013), Bari, Italy (2013); Spectrochim. Acta, Part B (2014) (submitted)

Industrielle Anwendung der Laser-Raman-Spektroskopie an ausgewählten Beispielen

Thomas Dietz, Georg Ankerhold
 Hochschule Koblenz, RheinAhrCampus
 ankerhold@hs-koblenz.de

Die Laser-Raman-Spektroskopie bietet eine berührungsfreie Methode zur optischen Molekülanalyse. Über die aufgenommenen charakteristischen „Fingerprint“-Spektren organischer und anorganischer Substanzen können chemische, biologische aber auch pharmazeutische Produkte sicher unterschieden werden.

Vorgestellt wird ein selbstentwickeltes preisgünstiges Raman-Laborsystem (Abb. 1), das in Verbindung mit einer Hauptkomponentenanalyse (PCA – Principal Components Analysis) für die Identifikation pharmazeutischer Produkte, zur Qualitätssicherung von Lebensmitteln und im Bereich „Nano-Mining“ eingesetzt werden kann.

Das Raman-System mit der Anregungswellenlänge 532 nm und der Dauerstrich-Laserleistung von 110 mW erlaubt es, verschiedene pharmazeutische Produkte mit komplexer Molekülstruktur wie Acetylsalicylsäure (Aspirin), Paracetamol, Acetylcystein (ACC) o.ä. durch die Kombination einer PCA mit einem neuronalen Netzwerk (ANN) eindeutig zu identifizieren (Abb. 2). Neben der sehr kurzen Messdauer von weniger als einer Sekunde gewinnt mit diesem Verfahren vor allem die enorme Datenreduktion komplexer Molekülspektren eine besondere Bedeutung.

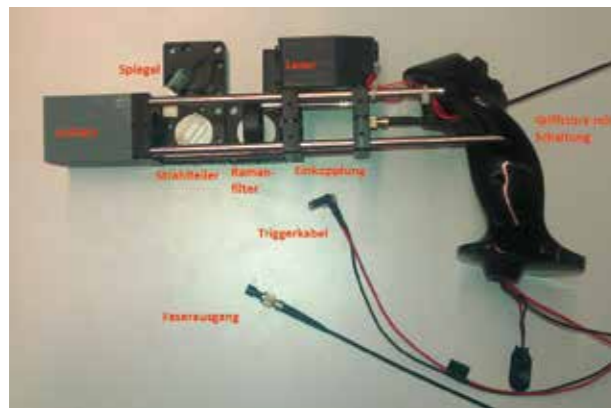


Abb. 1: Portables Raman-Laborsystem.

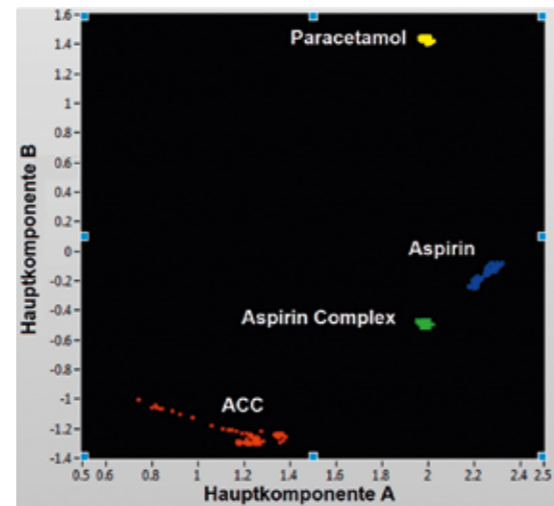


Abb. 2: Hauptkomponentenanalyse (PCA) mit je 100 Spektren pro Probe.

Jeder Punkt der in Abb. 2 dargestellten PCA repräsentiert ein gemessenes Spektrum. Die nachfolgende Abb. 3 zeigt zur Veranschaulichung das typische charakteristische Raman-Spektrum des Medikaments Acetylsalicylsäure (Aspirin).

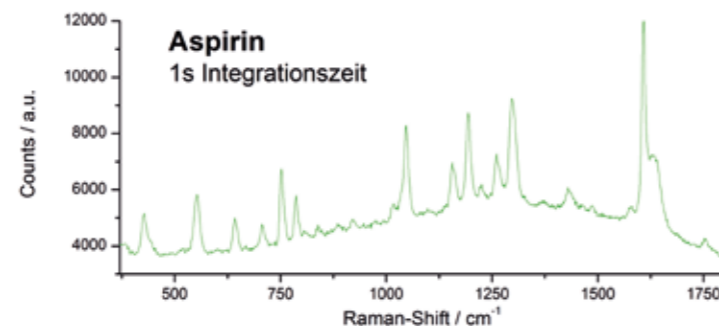


Abb. 3: Raman-Spektrum von Acetylsalicylsäure (Aspirin).

Die visuell gute Trennung der jeweiligen Medikamente in Abb. 2 erlaubt eine schnelle und eindeutige Identifikation mit einem neuronalen Netzwerk, womit dann auch eine automatisierte Erkennung bei industriellen Anwendungen möglich wird. Dazu ist es jedoch notwendig, zuvor mit geeigneten Datensätzen der zu erkennenden Medikamente das einschichtige Netz anzulernen. Bei unseren anschließenden Testmessungen ergab sich eine nahezu fehlerfreie Zuordnung (Tab. 1).

Testspektrum	ACC	Aspirin Complex	Aspirin	Paracetamol
Aspirin	--	--	+	-
Aspirin Complex	--	++	--	--
Paracetamol	--	--	--	++

Tabelle 1: Trefferquote bei der Zuordnung handelsüblicher Medikamente über eine Kombination aus einer Hauptkomponentenanalyse und einem nachfolgenden einschichtigen neuronalen Netzwerk.

Einen weiteren wichtigen Anwendungsbereich findet die Raman-Spektroskopie in der Klassifizierung tierischer und pflanzlicher Lebensmittel. Die berührungslose Untersuchung von Schweinefett oder Schweinefleisch direkt auf der Fleischoberfläche und sogar durch das transparente Verpackungsmaterial hindurch ergibt eine eindeutige spektroskopische Signatur. Es ist mit unserem Laborsystem zudem möglich, verschiedene Fleischarten zu unterscheiden und eine bislang nur qualitative Aussage über den Verderb der Ware anhand der mit der Alterung zunehmenden Hintergrundfluoreszenz zu treffen.

Das nachfolgende Raman-Spektrum in Abb. 4 zeigt, dass neben verschiedenen Fettsäuren auch Alkylketten und Doppelbindungen im Schweinefett klar identifiziert werden können.

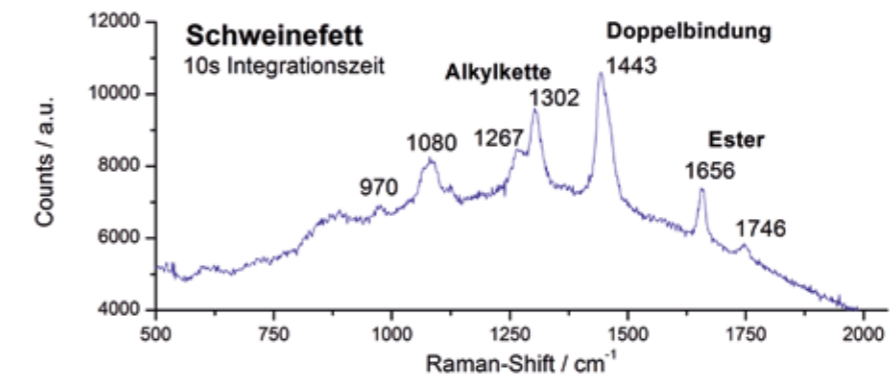


Abb. 4: Raman-Spektrum von Schweinefett.

Die kontrollierte Synthese metallischer Nanopartikel durch lebende Organismen („Nano-Mining“) gewinnt in den letzten Jahren eine zunehmende Bedeutung, da sie eine gute Alternative zu herkömmlichen chemisch-physikalischen Methoden darstellt. Cyano-Bakterien (Anabaena Cylindrica oder auch Blaualgen) sind in der Lage, Schwermetallionen in einem Photosynthese-Prozess aufzunehmen, chemisch zu reduzieren und als Nanopartikel einzulagern. Mit dem vorgestellten Raman-System ist es möglich, in dieser besonderen Bakterienart den Gehalt von Nanopartikeln quantitativ über Kalibrationsproben zu bestimmen (Abb. 5).

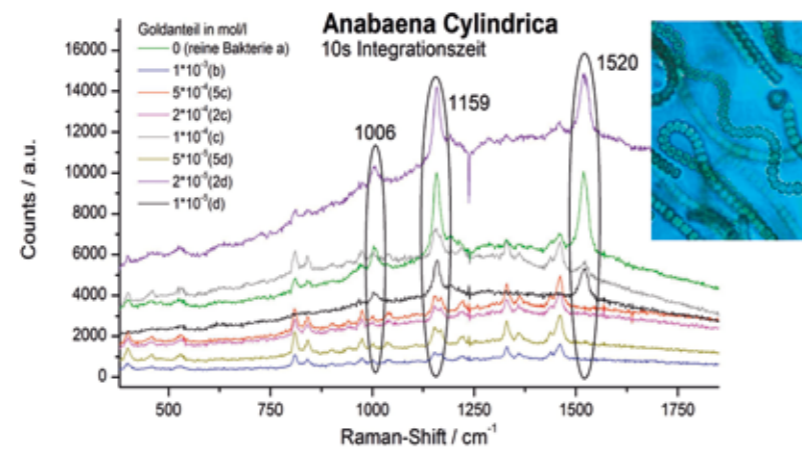


Abb. 5: Raman-Spektrum von Cyano-Bakterien (*Anabaena cylindrica* oder auch Blaualgen) bei verschiedenen Konzentrationen von Gold-Nanopartikeln. Mit zunehmender Au-Konzentration nimmt die Intensität des Raman-Signals bei 1.006 cm^{-1} , 1.159 cm^{-1} und 1.520 cm^{-1} ab.

Trotz der geringen Raman-Streuquerschnitte und des stets auftretenden Einflusses von unvermeidlichem Fluoreszenzlicht lassen sich mit dem beschriebenen preisgünstigen Raman-Laborsystem eine Vielzahl industrieller Anwendungen aufzeigen.

Laserbasierte On-line-Analyse von Biogasen mit einer Raman-Sonde

Sebastian Schlüter^{1,2,3}, Thomas Seeger², Alfred Leipertz³

ESYTEC GmbH, Erlangen¹

Lehrstuhl für Technische Thermodynamik Siegen² (TTS)

Lehrstuhl für Technische Thermodynamik (LTT) und Erlangen Graduate School in Advanced Optical Technologies (SAOT),

Universität Erlangen-Nürnberg, Erlangen³

schlueter@esytec.de

Kurzfassung

Biogas, als nachwachsender Energieträger, spielt bei der Energieversorgung eine immer stärker werdende Rolle. Die Zusammensetzung des Rohbiogas unterliegt jedoch Fluktuationen, die nachgelagerte Prozesse störend beeinflussen können. In dieser Studie wird ein brenngasunabhängiges, auf den Grundlagen der linearen Raman-Streuung basierendes Messsystem vorgestellt, das in der Lage ist, bei geringen Gasdrücken alle relevanten Biogaskomponenten innerhalb einer kurzen Messzeit zu identifizieren und deren Konzentration hochgenau und präzise zu bestimmen. Neben einer Beschreibung des Messprinzips und des Messsystems werden Messungen über mehrere Tage an verschiedenen Messorten an einer Biogas-Anlage für Speisereste vorgestellt.

Einleitung

Für zahlreiche technische Verbrennungsprozesse werden alternative Brennstoffe gesucht. Dies liegt zum einen an der Endlichkeit fossiler Brennstoffe, aber auch an einem gesteigerten Umweltbewusstsein und gesetzlichen Vorgaben. In diesem Zusammenhang wird verstärkt versucht Biogas, das bei der bakteriellen Vergärung von Biomasse in Fermentern entsteht, mit in den Verbrennungsprozess einzubinden. Vorteil ist die hohe Verfügbarkeit von Biogas, da es mit relativ geringem Aufwand aus Abfallprodukten wie Speiseresten oder Ernteüberschüssen gewonnen werden kann. Die Biogaszusammensetzung unterliegt jedoch starken Fluktuationen. So kann der Inertgasanteil (in der Regel CO_2) je nach verwendeten Rohstoffen zwischen 25 Vol.-% und 55 Vol.-% variieren [1]. Betrachtet man die Gaszusammensetzung über einen Zeitraum von mehreren Tagen, so beobachtet man Fluktuation der verbrennungsrelevanten Gaskomponenten von bis zu 12 Vol.-%. Diese Schwankungen liegen in einem für Verbrennungsprozesse relevanten Bereich. Um eine kontrollierte und störungsfreie Verbrennung sicherzustellen ist es erforderlich die Gaszusammensetzung mit einem online Messverfahren zu ermitteln und die Informationen an nachgeschaltete Regeleinrichtungen zu übermitteln. Die lineare Raman-Streuung bietet die Möglichkeit Multispezies-Gasmischungen berührungslos, online und ohne Probenpräparierung in sehr kurzer Zeit und mit hoher Genauigkeit zu vermessen.

Messprinzip

Die Grundlage für das hier verwendete Messprinzip bildet die lineare Raman-Streuung und ist z. B. in [2] und [3] beschrieben. Fokussiert man monochromatisches Laserlicht in ein Gasvolumen kommt es zu einer energetischen Wechselwirkung zwischen den Molekülen und den Photonen und es tritt Raman-Streuung auf, die zu den inelastischen Streulichtphänomenen gezählt wird. Das entstehende Raman-Signal ist im Vergleich zum anregenden Laser in seiner Frequenz verschoben. Die Frequenzverschiebung ist abhängig vom Aufbau und den damit verbundenen Eigenfrequenzen der Gasmoleküle und ist somit eindeutig für die jeweilige Spezies. Die Intensität des Raman-Signals steht in linearer Abhängigkeit zur Moleküldichte (vgl. Gl.(1)):

$$(1) \quad I_i = k I_0 n_i l \left(\frac{\partial \sigma}{\partial \Omega} \right) \Omega$$

Hier ist k eine aufbauspezifische Konstante, I_0 die Intensität des anregenden Lasers, n_i die Anzahl der Moleküle der Spezies i , l die Länge des beobachteten Messvolumen, $\partial \sigma / \partial \Omega$ der differentielle Streuquerschnitt und Ω der Beobachtungswinkel. Bei einer Multispezies Gasmischung gilt das Superpositionsprinzip, die Spektren der einzelnen Komponenten überlagern sich additiv zum Gemischspektrum [4]. Eine quantitative Auswertung ist somit sehr komfortabel durchführbar. Erste Messungen der Erdgaszusammensetzung zeigen die prinzipielle Eignung der Raman-Messtechnik für die online Überwachung [5-7]. Die Auswertung der Raman-Spektren geschieht auf Basis einer Konturfit-Methode. Für jedes gemessene Spektrum berechnet der Algorithmus ein synthe-

tisches Spektrum auf Grundlage einer Stoffdatenbank. Die Auswertzeit beträgt dabei nur wenige Millisekunden. Durch eine einmalige Kalibrierung sind die Streuquerschnitte der zu erwartenden Komponenten bekannt, somit kann ein quantitatives Messergebnis ausgegeben werden. Vorteil dieser Methode ist, dass auch spektral überlappende Banden ausgewertet werden können. Zusätzlich besteht die Möglichkeit ohne großen Aufwand weitere Spezies, die zum Zeitpunkt der Messung nicht erwartet wurden, nachträglich in das System einzulernen, ohne dass die eigentliche Messung wiederholt werden müsste. Als Qualitätsindikator eines Spektren-Fits wird das Differenzenquadrat zwischen Fit und Messung herangezogen. Wird ein vorher festgelegter Schwellwert überschritten gilt die Messung als ungültig. Dieser Indikator kann u. a. dafür genutzt werden unbekannte Spezies im Spektrum anzuzeigen.

Raman-Sonde

Der Sonden-Aufbau besteht aus einem frequenzverdoppelten diodengepumpten Nd:YVO₄-CW-Laser, einer Messzelle mit vier optischen Zugängen, und einem Spektrometer. Das Messsystem ist robust aufgebaut und liefert auch unter widrigen Bedingungen zuverlässig Messergebnisse. Den vielen Vorteilen der Raman Messtechnik stehen die relativ geringe Intensität des Nutzsignals gegenüber, daher lag neben der kompakten Bauform der Fokus auf einem optimalen Signalertrag. Hierzu wurde zum einen eine Multipasskavität in den Sensor integriert. Der anregende Laser passiert das Messvolumen mehrfach, wodurch sich die Beobachtungslänge l (vgl. Gl. (1)) und somit die Intensität des Raman-Signals erhöhen. Zusätzlich wurde auf große Öffnungswinkel der optischen Zugänge der Messzelle geachtet. Das von einer Teleskopoptik aufgefangene Raman-Signal wird durch eine Glasfaser in einen Spektrographen geleitet, wo es in seine spektralen Komponenten zerlegt und auf einen hochempfindlichen CCD-Sensor geführt wird. Somit konnte die notwendige Messzeit für ein Raman-Spektrum für Gase bei Umgebungsdruck auf unter 5 Sekunden reduziert werden. Das Probegas durchströmt die konditionierte Messzelle ohne weitere Probenvorbereitung.

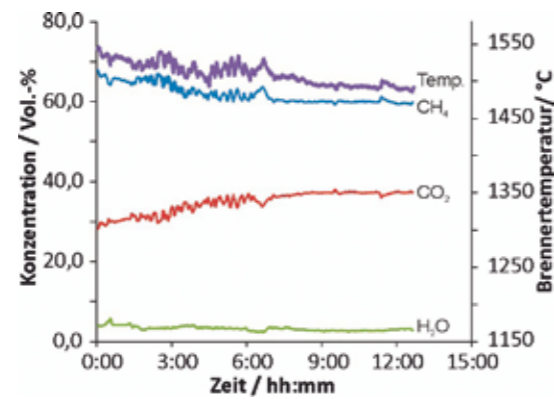


Abb. 1: Biogaszusammensetzung mit deutlichen Fluktuationen.

Messergebnisse

Die beschriebene Sonde wurde an einer Speiseresteverwertungsanlage eingesetzt, um die Gaszusammensetzung online zu überwachen. Es wurde Biogas nach unterschiedlichen Aufbereitungsschritten untersucht und parallel in einem Versuchsofen verbrannt, dabei konnten deutliche Fluktuationen in der Gaszusammensetzung und Verbrennungstemperatur beobachtet werden (vgl. Abbildung 1). In einer Dauermessung über 40 h lieferte die Raman-Sonde störungsfrei Messergebnisse. Dies zeigt die prinzipielle Eignung der Messtechnik auch für den stationären Einsatz. Wechselnde Umgebungsbedingungen wie Sonneneinstrahlung, Temperatur- und Schwankungen der Luftfeuchtigkeit haben die Messungen nicht beeinträchtigt.

Danksagung

Die Arbeiten wurden im Rahmen des IGF-AiF-Forschungsvorhabens „Biogas-Glas“ durchgeführt. Wir danken den beteiligten Partnern (Gas- und Wärme-Institut Essen e.V. (GWI), Hüttentechnische Vereinigung der Deutschen Glasindustrie e.V. (HVG) und Forschungs-Gemeinschaft Feuerfest e.V. (FGF)) und ihren Mitarbeitern für die angenehme und erfolgreiche Zusammenarbeit. Besonderer Dank gilt Frau A. Giese und Herrn M. Martin (GWI), Frau D. Jahn und Herrn H. Wuthnow (FGF) sowie Frau P. Boehm und Herrn B. Fleischmann (HVG) sowie den Betreibern der Biogasanlagen, welche die Messungen erst möglich machten. Das IGF-Vorhaben (AiF-Nr. 397 ZN) der Forschungsvereinigung Hüttentechnische Vereinigung der Deutschen Glasindustrie (HVG) wurde über die AiF im Rahmen des Programms zur Förderung der industriellen Gemeinschaftsforschung und -entwicklung (IGF) vom Bundesministerium für Wirtschaft und Technologie aufgrund eines Beschlusses des Deutschen Bundestages gefördert.

Literaturverzeichnis

- [1] Deublein, D. and Steinhauser, A. 2012. Biogas from waste and renewable resources. Wiley-VCH, Weinheim.
- [2] Leipertz, A. 1989. Nutzung von Laser-Raman-Verfahren in der Verbrennungstechnik. Chemie Ingenieur Technik 61, 1, 39-48.
- [3] Schrader, B. and Bougeard, D. 1995. Infrared and Raman spectroscopy. Wiley-VCH, Weinheim.
- [4] Tobin, M. C. 1971. Laser Raman spectroscopy 35. John Wiley & Sons, New York.
- [5] Schorsch, S., Kiefer, J., Steuer, S., Seeger, T., Leipertz, A., Gonschorek, S., Abröhl, B., und Käß, Martin. 2011. Entwicklung eines Echtzeitanalyse-Systems zur Charakterisierung von Brenngasgemischen in Gasturbinenkraftwerken. Chemie Ingenieur Technik 83, 3, 247-253.
- [6] Kiefer, J., Seeger, T., Steuer, S., Schorsch, S., Weikl, M. C., und Leipertz, A. 2008. Design and characterization of a Raman-scattering-based sensor system for temporally resolved gas analysis and its application in a gas turbine power plant. Measurement Science and Technology 19, 8, 85408.
- [7] Egermann, J., Jonuscheit, J., Seeger, T., und Leipertz, A. 2001. Untersuchung von diodenlaserbasierten Mehrkomponenten-Konzentrationsmesssystemen zur Gasanalyse. Technisches Messen 68, 9, 400-405.

Photolumineszenz als in-situ Prozesskontrolle bei der Epitaxie für LEDs

Christoph Prall, Dirk Rüter
Hochschule Ruhr West, Mülheim an der Ruhr
christoph.prall@hs-ruhrwest.de

Einleitung

Für den Bereich des „solid state lighting“ werden blaue, Gallium-Nitrid-basierte LEDs (GaN-LEDs) benutzt, die eine Phosphorschicht anregen, um ein vom Auge als weiß empfundenes Licht auszusenden.

Die Emissionswellenlänge dieser blauen LED wird im Wesentlichen nur durch den Indium-Gehalt und der Dicke der ternären InGaN-Quantum Well-Schichten (QW) bestimmt. Da der Indium-Einbau während des LED-Wachstums („Run“) unter anderem auch stark temperaturabhängig ist, führen Abweichungen von der gewünschten Wachstumstemperatur bzw. Inhomogenitäten auf der Wafer-Oberfläche unmittelbar zu einer Verschiebung bzw. räumlichen Variation der Emissionswellenlänge. Charakterisiert wird die Emissionswellenlänge traditionell mittels einer ex-situ PL-Messung bei Raumtemperatur NACH der Epitaxie. Im Fehlerfall kann also nicht mehr eingegriffen werden und die gesamte Beschichtungscharge muss u. U. als Ausschuss deklariert werden. In wenigen extremen Fällen kann ggf. nur ein bestimmter Bereich des Wafers für die LED-Produktion verwendet werden, was zu einer Reduzierung der Ausbeute (yield) führt. In Produktionsumgebungen mit hohem Durchsatz wird vor dem Vorliegen der ex-situ PL-Ergebnisse bereits der nächste Beschichtungsdurchlauf gestartet, so dass bei Abweichungen dann sogar eine zweite Charge betroffen wäre.

Es ist daher für die LED-Hersteller höchst interessant, den Indium-Gehalt bzw. die spätere Emissionswellenlänge der Quantum Wells bereits unmittelbar in der Entstehung während des MOCVD-Prozesses bei Wachstumstemperatur zu charakterisieren. Bisher kann dies nur indirekt durch Messung der Wafertemperatur und deren Verteilung über den Wafer erfolgen. Bei transparenten Substraten kann in einigen MOCVD-Anlagen die Wafertemperatur gar nicht direkt gemessen werden, sondern sie muss indirekt aus der Pocketttemperatur und der Waferkrümmung abgeleitet werden. Keines der aktuell etablierten in-situ-Messverfahren kann den In-Gehalt und die Funktionalität der QW direkt bestimmen, da diese Schichten mit ca. 5 nm Dicke sehr dünn sind.

Methode

Das hier vorgestellte in-situ-PL-Verfahren unter Nutzung von Hochleistungspulslasern so wie hoch empfindlichen Spektrometern erlaubt die direkte Messung der Emissionswellenlänge einer LED zum frühestmöglichen Zeitpunkt im laufenden Prozess, unmittelbare Korrekturen und somit mehr Wirtschaftlichkeit und mehr Produktionsausbeute sind hierdurch möglich.

Der prinzipielle Grundgedanke ist nicht neu, allerdings waren die Erfolge wegen der hohen Prozesstemperaturen und geringer Photonenenergien bisher gering. Die Methode wurde nach Vorarbeiten von Claude J. Sandroff und Francois S. Sandroff in den Jahren um 1990 (auf III-V-Materialien, Arsenide und Phosphide [1]) nicht mehr intensiv verfolgt, weil bei den relativ hohen Wachstumstemperaturen um 700-750°C die PL-Signale viel zu schwach sind und keine Analyse mehr gestatten.

Ergebnisse

Als vorläufiges Ergebnis an einem Reaktor-Simulator unter Nutzung von UV-Impuls-Lasern und gekühlten Spektrometern kann gezeigt werden, dass bei geeigneten optischen Aufbauten und auf geeignetem Material (GaN oder auch InGaN) bei Temperaturen bis 1000°C eine ausreichende und prägnante PL-Signalgebung möglich ist und diese Signale auch praxisrelevant ausgewertet werden können. Hierbei zeigen die Ergebnisse eindeutige spektrale Signaturen der GaN und der nur wenige Nanometer dicken InGaN Schichten der Quantum Wells.

Besonders interessant ist hierbei die Möglichkeit, bereits beim ersten Quantum Well (eine LED Struktur hat i.d.R. fünf und mehr QWs) mittels der in-situ-PL die Emissionswellenlänge bei RT zu prognostizieren und bei Abweichung vom Sollwert ab dem zweiten QW die Wachstumstemperatur so zu korrigieren, dass alle weiteren QWs mit der korrekten Emissionswellen-

länge gewachsen werden. Da bei der finalen LED nur die obersten fünf QWs wesentlich zur Emission beitragen, kann so eine Echtzeit-Nachsteuerung (feed-back loop) realisiert werden. Gegebenenfalls muss nach Erkennen einer Abweichung die Zahl der QWs im Wachstumsrezept erhöht werden, was aber durch ein entsprechendes Interface zum MOCVD-Steuercomputer leicht möglich wäre.

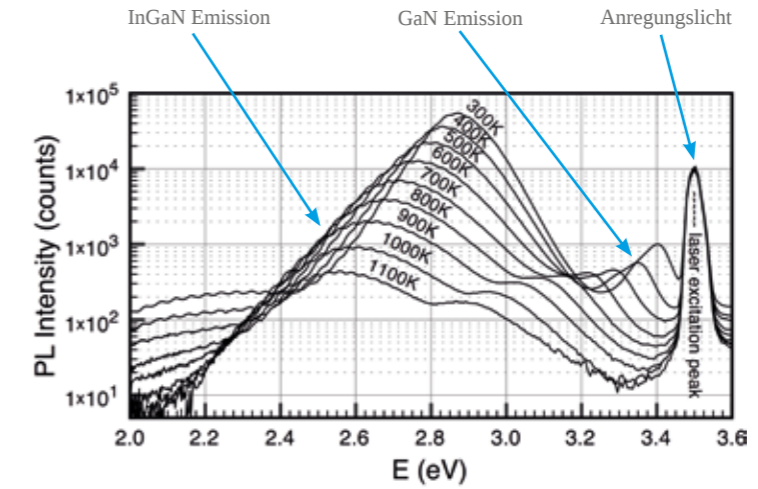


Abb. 2: Vorläufige Ergebnisse der PL-Emission bei Temperaturen von 300 K bis 1.100 K der HRW am Labor-MOCVD-Reaktor-Simulator mit eingelegter InGaN Probe. [2]

Literaturverzeichnis

- [1] Substrate temperature measurement in a molecular beam epitaxy chamber using in situ GaAs photoluminescence monitoring“, Sandroff CJ, Turco-Sandroff FS, Florez LT, Harbison JP, Appl. Phys. Lett. 59, 1215 (1991), siehe auch US-Pat. 5,213,985
- [2] Auszug aus zur Veröffentlichung eingereichten Ergebnissen: „C. Prall, M. Ruebesam, C. Weber, M. Reufer, D. Rüter, Photoluminescence from GaN layers at high temperatures as a candidate for in situ monitoring in MOVPE, J. Cryst. Growth, 2014“

Coriolis Masse Durchflussmessung bei Zweiphasenströmungen

Ralf Storm, Johannes Kunze
KROHNE Messtechnik GmbH, Duisburg
r.storm@krohne.com

Coriolis Masse Durchflussmessgeräte zeichnen sich durch Ihre hohe Genauigkeit und exzellente Reproduzierbarkeit aus. Herausragend ist die Möglichkeit, direkt Massendurchfluss und Dichte zu messen. Die Messung ist dabei prinzipbedingt unempfindlich gegenüber Eigenschaften des Messguts wie zum Beispiel Leitfähigkeit oder Viskosität sowie unabhängig vom Strömungsprofil. Dementsprechend werden Coriolis Masse Durchflussmessgeräte oft in Applikationen eingesetzt, die eine hohe Genauigkeit auch bei schwierigen Prozessbedingungen erfordern.

Ein extremes Beispiel für schwierige Prozessbedingungen sind Zweiphasenströmungen, die eine Herausforderung für alle Durchfluss-Messprinzipien darstellen.

Zweiphasenströmungen können dabei in zwei Klassen eingeteilt werden: Zum einen gibt es quasistationäre Strömungen, bei denen kontinuierlich eine Zweiphasenströmung vorliegt und eine Phase überwiegt. Dies kann auftreten, wenn eine Gasabscheidung nicht oder nur unvollständig erfolgt. Hierbei liegt die Herausforderung in der Messung der dominanten Phase mit ausreichender Genauigkeit.

Die zweite Klasse besteht aus stark transienten Strömungen mit variierenden Anteilen und variabler Morphologie der Phasen, die zum Beispiel beim Anfahren einer Anlage auftreten können. Dies stellt primär eine Herausforderung für die generelle Aufrechterhaltung der Messung dar.

Dieser Beitrag soll zeigen, wie moderne digitale Signalverarbeitung in einem Coriolis Masse Durchflussmessgerät eine kontinuierliche Messung bei Zweiphasenströmung ermöglicht und welche Messergebnisse erzielt werden können. Der Fokus liegt hierbei auf den transienten Zweiphasenströmungen der zweiten Klasse.

Das Messprinzip eines Coriolis Masse Durchflussmessgeräts basiert auf der Interaktion des Messguts mit einer geregelten mechanischen Oszillation im Gerät. Die Zweiphasenströmung dämpft diese Oszillation so stark, dass die zur Verfügung stehende Anregungsleistung nicht ausreicht und deshalb die Schwingungsamplitude abnimmt. Damit verringert sich das Signal-zu-Rausch-Verhältnis gerade dann, wenn sich die Dynamik des Messgrößen Dichte und Durchfluss aufgrund der transienten Verteilung der Phasen erhöht.

Gleichzeitig ändert sich die Resonanzfrequenz des Schwingungssystems aufgrund der Dichteänderung der Zweiphasenströmung. Die Resonanzfrequenz ist zum einen die Messgröße für die Dichtemessung und zum anderen wichtig zur effizienten Anregung des Schwingungssystems. Zusammengefasst bedeutet dies, dass die digitale Signalverarbeitung eine hohe Auflösung und Dynamik aufweisen muss. Die verwendeten Regler für die Regelung in die Resonanz müssen zudem sehr robust sein, da die Parameter der Regelstrecke zeitvariant sind und die Stellgröße beschränkt ist.

Hochintensive Magnet- und Induktionsfelder für Ultraschallerzeugung

Dirk Rüter
Hochschule Ruhr West, Mülheim an der Ruhr
dirk.rueter@hs-ruhrwest.de

Die Ultraschallprüfung von Materialien und Werkstücken ("Prüflinge") auf Zustand oder Fehler ist allgemein anerkannter Stand der Technik in der Industrie. Hierzu werden die Ultraschallsensoren in einen sehr innigen (luftspaltfreien) mechanischen Kontakt zur Werkstoffoberfläche gebracht.

In vielen Anwendungen ist aber die innige Anbringung von Ultraschallsensoren nicht günstig durchführbar. Beispiele für diese häufigen schwierigeren Situationen sind:

- Schnell bewegte oder rotierende Prüflinge
- Prüflinge mit besonders empfindlichen Oberflächen (frisch lackiert, poliert, vergoldet,...)
- Prüflinge unter Hochspannung, oder sehr heiße Prüflinge
- Unebene oder komplex konturierte Prüflinge

Ein lange bekannter Lösungsansatz für metallische Prüflinge sind sogenannte EMATs (Electromagnetic Acoustic Transducer)[1], bei denen ein hochfrequenter Wirbelstrom zusammen mit einem Magnetfeld B aus einem Permanentmagneten zu Lorentzkraften und somit zu Ultraschall in einem metallischem Werkstück führt. Das Verfahren koppelt somit berührungslos und zerstörungsfrei über immaterielle Magnetfelder an das Werkstück an. Dabei werden auch Oxidschichten oder sonstige Beschichtungen durchdrungen. Der Wirkungsgrad ist allerdings sehr schlecht und die erreichten Ultraschallintensitäten bleiben bescheiden, deshalb können nur sehr kleine Abstände (\leq mm) zwischen Sensor und Prüfling praktiziert werden. Allgemein steigt der Wirkungsgrad

$$\eta = \frac{P_{US}}{P_{RF}} = \frac{B_0^2}{Z_M \cdot \mu_0 \cdot \delta \cdot \pi \cdot f}$$

mit der magnetischen Flussdichte B im Quadrat an [2], [3]. Allerdings ist man mit derzeitigen EMATs aus (technischen Gründen) auf etwa höchstens B = 1 Tesla beschränkt.

In diesem Vorhaben wird (ohne supraleitende Magnete) mit gepulsten Flussdichten bis zu etwa B = 10 T gearbeitet, entsprechend verundertacht sich der Wirkungsgrad. Weiterhin liegen die hier vorgestellten Anregungsleistungen kurzzeitig bei vielen Megawatt. Entsprechend können viel intensivere Ultraschallsignale bei MHz-Frequenzen berührungslos in alle Metallsorten eingekoppelt werden, auch über etwas größere Distanzen (mm ... cm). Gerade für größere und rohe Prüflinge, z. B. in der Stahlindustrie, könnten diese Techniken interessant werden. Das elektromagnetische Verfahren wird mit anderen „non-contact“ Ultraschall - Methoden (Hochenergiefunken und laser induced ultrasound [4]) verglichen, es erweist sich dabei als sehr stark.

Literaturverzeichnis

- [1] R. B. Thompson, Physical principles of measurements with emat transducers. In W. P. Mason and R. N. Thurston, editors, Physical Acoustics, volume XIX, pages 157-200. Academic Press, New York, 1990.
- [2] E. R. Dobbs, Electromagnetic generation of ultrasonic waves, In: Mason WP, Thurston RN, editors. Physical Acoustics, vol. X. New York: Academic Press; 1973. p. 127-89.
- [3] E. R. Dobbs, J. D. Llewellyn, Non-destruct. Test. 4, 49-56. (1971)
- [4] C. B. Scruby, Some applications of laser ultrasound, Ultrasonics 1989, Vol 27 July 195-209



HOCHSCHULE RUHR WEST
UNIVERSITY OF APPLIED SCIENCES



WWW.HOCHSCHULE-RUHR-WEST.DE