



U.R.S.I. Landesausschuss in der Bundesrepublik Deutschland e.V.  
Kleinheubacher Tagung 2016  
Miltenberg • Germany • 26. – 28. September 2016

# Kleinheubacher Tagung 2016

Miltenberg, 26. – 28. September 2016

## Book of Abstracts



*Union Radio-Scientifique Internationale*    *International Union of Radio Science*



## Programmstruktur der Kleinheubacher Tagung 2016

Mo., 26.09.16			Di., 27.09.16		Mi., 28.09.16	
Altes Rathaus Bürgersaal	Brauerei Keller Gambrinus-Stube	Brauerei Keller Tagungsraum	Altes Rathaus Bürgersaal	Brauerei Keller Gambrinus-Stube	Altes Rathaus Bürgersaal	Brauerei Keller Gambrinus-Stube
09:00 Begrüßung (Altes Rathaus)			09:00-09:50		09:00-10:20	08:40-10:20
09:20-10:20 C C-01 – C-03	09:20-10:20 A A-01 – A-03		YSA YSA-01 – YSA-02		G H J G-01 – G-04	B B-07 – B-11
10:20 – 10:40 Kaffeepause			09:50 – 10:10 Kaffeepause		10:20 – 10:40 Kaffeepause	
10:40-12:00 C C-04 – C-07	10:40-12:00 A A-04 – A-08		10:10-12:00 In Memoriam		10:40-12:00 D D-04 – D-07	10:40-12:00 B B-12 – B-15
12:00-13:00 Mittagspause			12:00-13:00 Mittagspause		12:00-13:30 Sitzung der U.R.S.I. Kommissionsvorsitzenden	
13:00-15:00 F F-01 – F-05	13:00-15:00 C Special Session C-08 – C-13	13:00-15:00 E E-01 – E-06	13:00-14:40 YSA YSA-03 – YSA-06		13:30-15:30 D D-08 – D-13	13:30-15:30 B B-16 – B-21
15:00 – 15:30 Kaffeepause			14:40 – 15:10 Kaffeepause		15:30 – 16:00 Kaffeepause	
15:30-17:30 C C-14 – C-19	15:30-16:10 F F-06 – F-07 16:10-16:50 K K-01 – K-02	15:30-17:10 E E-07 – E-011	15:10-17:30 C & D C-20 – C-23 D-01 – D-03	15:10-17:10 B B-01 – B-06	16:00 – 16:50 Abschlussfeier	
			18:00 – 20:00 Schiffsfahrt		17:00 – 18:00 U.R.S.I. Mitgliederversammlung	





**Montag 26. September 2016**

**KH2016 – Tagungsprogramm**

**(Bürgersaal)**





**09:20 – 10:20 Uhr: C Radio Communication Systems and Signal Processing**  
Sitzungsleiter: Wolfgang Mathis

**09:20 – 09:40 Uhr:** KH2016-C-01

Seyed Moosavi, Christian Widemann and Wolfgang Mathis  
(Leibniz Universität Hannover, Germany)

**Behavioral Modeling of Nonlinear Transfer Systems with Load-dependent X-parameters**

In this contribution, a possibility to model the behavior of mismatched nonlinear transfer systems is examined, namely the load-dependent X-parameters™. The X-parameters introduced by Verspecht and Root (2006) describe nonlinear microwave 2-port-networks under large signal conditions. Thus, they are an extension of the well-known S-parameters that are used in radio frequency engineering for more than 60 years since they can be measured for high frequencies. In contrast to the S-parameters, the X-parameters are suitable to consider the nonlinear behavior under certain circumstances during the design process of microwave circuits. The X-parameters are based on multi-dimensional spectral describing functions that are linearized in the so-called large signal operating point. By this term, the system's response is meant due to a mono-frequent harmonic large signal excitation. Since additional signal components are considered as small signals that occur at integer multiples of the fundamental large tone. By this means, the influence of the additional small signals on the large signal operating point is superimposed linearly, which is called polyharmonic distortion principle. Thus, this concept reduces the complexity of the underlying describing functions to a dependency of the large signals amplitude. For small signal excitations, the load-dependency of transfer systems is clearly defined and can be described e.g. with different power gains using the S-parameters. Nevertheless, there is no clear definition of the term load-impedance for nonlinear systems due to harmonic distortion and intermodulation. Hence, neither the concepts of load-mismatch nor load-dependency, respectively, are well-defined. However, with the load-pull method there is a possibility to vary the load at each occurring harmonic frequency. By this means, Root and Verspecht defined load-dependent X-parameters. Assuming that load-mismatch only occurs at the large fundamental tone, the X-parameters depend in addition to the large signal on the magnitude and phase of the complex reflection coefficient. In a work of Cai and Brazil, it is stated that only the magnitude of the reflection coefficient is sufficient to define the load dependent X-parameter model. In this work, the inclusion of the load-dependency in an X-parameter simulation environment is described. As a result, the model order reduction approach for load-dependent X-parameters of Cai and Brazil is examined and disproved.





**09:40 – 10:00 Uhr:** KH2016-C-02

Sven Feldkord, Marco Reit, Wolfgang Mathis  
(Leibniz Universität Hannover, Germany)

**Remarks on Digitally Implemented Andronov-Hopf Bifurcations**

Bifurcation based nonlinear amplifiers, especially based on the supercritical Andronov-Hopf bifurcation, have become a focus of attention in physiological modeling due to its resonance behavior with an inherent nonlinear dynamic compression. A special feature of the truncated normal form equation of the Andronov-Hopf bifurcation is the response to a sinusoidal excitation which leads to a sinusoidal output without harmonic distortion. This allows an analytic computation of the input-output characteristic. Therefore, different implementations of bifurcation based amplifiers can be verified by comparison with the analytically computed ideal amplitude response. Analog realizations of Andronov-Hopf bifurcation based systems only approximate the desired behavior. They underlie process variations as well as additional harmonic distortion and strong noise caused by the used electronic components. To overcome these drawbacks, digital approaches have been chosen to solve the differential equations. Since, within a digital system, a differential equation can only be solved numerically, the differential equation has to be transformed into the time-discrete domain by an integration method. Based on the order of the integration method, the transformation causes higher order nonlinearities in the resulting iterative map. This work presents an analysis of the parameter dependencies when applying a commonly used 4th-order Runge-Kutta method to the truncated normal form equation of the Andronov-Hopf bifurcation. The application of the integration method leads to a normal form of the map of the Neimark-Sacker bifurcation with higher order terms. The influence of these additional higher order terms is discussed. It is shown that the amplitude response of Andronov-Hopf bifurcation based systems cannot be fully preserved by a digital implementation. Significant differences occur for high frequencies towards half the sampling frequency as well as for low frequencies. Especially, the low-pass characteristic of the nonlinear amplifier is lost. Since the normal form equation of the Andronov-Hopf bifurcation leads to a Neimark-Sacker type system in the time-discrete domain, we show that it is more convenient to set up and configure the Neimark-Sacker map directly and calculate the related iterations than integrating the differential equation of the Andronov-Hopf bifurcation. As stated before, the latter case causes nonlinear transformations of the design parameters, including higher order terms. The resulting changes of the qualitative behavior are difficult to predict. In contrast to these transformed systems, the characteristics of the digital system can be calculated analytically when implementing a Neimark-Sacker bifurcation based system directly. Furthermore, a rescaled truncated normal form equation of the Neimark-Sacker bifurcation is introduced that exhibits a similar parametric rescaling as the rescaled Andronov-Hopf bifurcation and shows the best approximation of the desired quantitative behavior.



**10:00 – 10:20 Uhr: KH2016-C-03**Martin Schleyer, Dominic Maurath, Heinrich Klar, Friedel Gerfers  
(Technical University Berlin, Germany)**Advanced Design and Characterization Methodologies for Memory-Aware CMOS Power-Amplifier Implementation**

Dieser Beitrag zeigt Untersuchungen und erklärt wie Memory-Effekte bereits im Leistungsverstärker-Design berücksichtigt werden können. Zu diesem Zweck wurde eine „Memory Aware Design“ Entwurfsstrategie konzipiert. Diese hilft durch besseres Verständnis und Identifikation der verschiedenen physikalischen Ursachen die elektro-thermischen Memory-Effekte gezielt zu reduzieren. Hierbei ist ein wichtiger Teil dieser Methodik die Zuordnung charakteristischer Eigenschaften der AM/AM- und AM/PM-Trajektorien im Zeitbereich zu den physikalischen Ursachen, unabhängig von der genauen Topologie der Schaltung. Dies ist auch Voraussetzung für die Übertragung der Entwurfsstrategie auf diverse Verstärker-Topologien.

Durch Algorithmen zur Automatisierung der Zeitbereichsmessungen und optimierte Kalibrierung konnte die Messtechnik erheblich verbessert und erweitert werden. In Ergänzung wird auch ein neuer Ansatz vorgestellt, welcher mit breitbandigen Chirp-Signalen arbeitet. Eine weitere Untersuchung vergleicht die Adaption der Messmethode bei Breitbandanregung mit WCDMA- und LTE-Signale bezüglich Vor- und Nachteile mit herkömmlichen Intermodulations-Messungen.

Als sehr hilfreich zur Untersuchung von elektrischen Memory-Effekten bereits in der Entwurfsphase zeigte sich auch die Übertragung der Konzepte aus der Messtechnik in die Cadence Virtuoso Simulations-Umgebung. Es wird umfassend aufgezeigt wie die Simulationsumgebung mit einer Schnittstelle zur Auswertung der Zeitbereichsdaten ausgestattet ist. Damit können sowohl Messungen als auch Simulationen mit den gleichen Werkzeugen verarbeitet werden, um aussagekräftige Vergleiche zwischen den Ergebnissen erzielen zu können.

Für die gemeinsame Beurteilung elektrischer und thermischer Effekte wurde ein neuartiges elektrisch-thermisches Co-Simulationskonzept in ein Design-Framework integriert. Dieses nutzt erweiterte Transistor-Modelle sowie ein thermisches RC-Netzwerk, um den dynamischen Einfluss der Verlustleistung auf die Transistoreigenschaften abzubilden. Eine Abschätzung für das benötigte RC Netzwerk kann dabei automatisiert aus dem Schaltungslayout gewonnen werden. Mess- und Simulationsdaten aus Zweittonanregungen dienen als Eingangsdaten. Das Modell bildet einzelne potentielle Ursachen getrennt ab und erlaubt somit eine gezielte Manipulation der Quellen. Anhand der Mess- und Simulationsmethoden konnten erste Kompensationsstrategien untersucht werden. Dabei scheint neben der passiven und aktiven Terminierung der zweiten Harmonischen an den Gates der Transistoren auch eine Verbesserung der Symmetrie von differentiellen Verstärkerschaltungen eine effektive Möglichkeit zu sein. Die geradzahligen Harmonischen im Basisband und somit auch die spektrale Asymmetrie des Signals im Hochfrequenzbereich werden hierbei unterdrückt.

Insgesamt ergibt sich mit den erarbeiteten Ansätzen und durch die Entwicklung neuartiger entwurfstechnischen Kompensationsmethoden eine vielversprechende Möglichkeit, Memory-Effekte auf sehr effizientem Wege - und ohne memory-behaftete DPD-Stufe (digital Vorverzerrungsstufe) - zu reduzieren. Damit kann in Zukunft die Integration von CMOS-Leistungsverstärkern bis hin zu Single-Chip-Transceivern als kostengünstige Alternativen zu III-V-basierten Technologien weiter vorangetrieben werden.



**10:40 – 12:00 Uhr: C Radio Communication Systems and Signal Processing**

Sitzungsleiter: Wolfgang Sauer-Greff

**10:40 – 11:00 Uhr: KH2016-C-04**

Philipp Eschlwech, Alois Ascher, Erwin Biebl  
(Technische Universität München, Germany)

**WarehouseSpotter - Optimierte Ortung für Lagerware und Flurförderzeuge mittels RFID und anschließender Sensorfusion**

In der Logistik kommt es durch nicht auffindbare Ware oft zu langwierigen Suchvorgängen welche im besten Fall höhere Kosten in Form des Personaleinsatzes bei der Suche verursachen, im schlechtesten Fall können durch nicht auffindbare Teile ganze Produktionslinien stillgelegt werden. Um dies zu vermeiden muss die Position des gesamten Warenbestandes stets bekannt sein, auch wenn es zu nicht vorgesehenen Warenbewegungen z.B. durch manuelle Hubwägen kommt. Flächendeckende Warenortung ist in der Intra-logistik ein noch nicht gelöstes Problem, bestehende Lösungen sind zu teuer oder zu ungenau und verhindern so einen großflächigen Einsatz von Lokalisierungstechnologie im Warenmanagement. Das Warehouse Spotter Projekt versucht mittels kostengünstigen Standard-konformen UHF-RFID Tags an der Ware und einer Lokalisierungs-Einheit am Flurförderzeug die Warenposition aller so markierten Waren im Lager zu überwachen.

Kern des WarehouseSpotter Projektes ist eine Winkelschätz-Einheit welche den Einfallswinkel des Antwortsignals der UHF-RFID Tags bestimmt. Diese Einheit besteht aus einem Empfangsarray mit zwei Antennen, einem kohärenten Zweikanal Super-Heterodyn-Empfänger, einer Datenerfassungseinheit und der darauf folgenden Signalverarbeitung. Die Trennung von Tag-Antwort und dem anregenden Signal des Lesegeräts erfolgt digital, die Einfallsrichtung wird mit einem Winkelschätz-Algorithmus basierend auf den Phasenunterschieden zwischen den Empfangsantennen bestimmt.

Die Winkelschätz-Einheit ist seitlich an einem Flurförderzeug montiert und wird von einem modifizierten Standard UHF-RFID Lesegerät immer dann aktiviert, wenn eine Kommunikation zwischen RFID-Tag und Lesegerät stattfindet. Werden durch das Lesegerät ständig alle sich im Lesefeld befindlichen Tags abgefragt während das Flurförderzeug durch das Warenlager fährt, so liefert die Winkelschätz-Einheit fortlaufend Einfallswinkel der Tag-Antworten. In der Sensorfusion kann damit eine Warenposition relativ zum Flurförderzeug bestimmt werden. Die absolute Position des Staplers wird entweder über handelsübliche Staplerortungssysteme oder über RFID-Landmarken, also Tags mit fester, bekannter Position, ermittelt. Durch Kombination der Staplerposition und der relativen Warenposition kann eine absolute Positionierung der Waren im Lager erfolgen.

Es wurde ein erster Prototyp, der die beschriebene Funktionalität umsetzt aufgebaut und evaluiert. Dazu wurden Messungen sowohl unter idealisierten, als auch unter realistischen Umgebungsbedingungen wie sie in einem Hochregallager auftreten durchgeführt.





**11:00 – 11:20 Uhr: KH2016-C-05**

Alois Ascher, Philipp Eschlewech, Stefan Nosovic, Johannes Lechner, Erwin Biebl  
(Technische Universität München, Germany)

**Mehrdimensionale Lokalisierung von passiven UHF-RFID Transpondern hinsichtlich Industrie 4.0**

Ein Lokalisierungskonzept für die Positionsbestimmung und das Verfolgen von passiven UHF-RFID Transpondern in Produktion und Logistik soll aufgezeigt werden. Anwendungen bei denen genaue Ortsinformationen im Produktionsprozess benötigt werden nehmen im Hinblick auf Industrie 4.0 einen immer wichtigeren Stellenwert ein. Weiterhin wird es durch den Einsatz von passiven UHF-RFID Transpondern möglich nicht nur die Identifikationsdaten sondern auch weitere Informationen wie zum Beispiel den letzten Verarbeitungsschritt auf dem IC zu speichern, was zu einer größeren Prozesstransparenz führt. Das System besteht hierbei aus einem konventionellen UHF-RFID Reader der die passiven UHF Transponder aktiviert und einem Achtekanal Super-Heterodyn-Empfänger mit angeschlossenem linearen Patch-Array der vom Reader angesteuert wird. Die aufgenommenen Messdaten werden anschließend gefiltert um die Trägerfrequenz aus dem Signal im Zwischenfrequenzbereich zu entfernen. Nach diesem Schritt ist ausschließlich das lastmodulierte Seitenbandsignal der Transponderantwort im Spektrum dominant. Das so vorverarbeitete Empfangssignal wird anschließend zur Winkelschätzung mittels leistungsbasierter und hochauflösender Algorithmen, sowie zur Abstandsmessung verwendet. Das dargestellte Messsystem wird zusätzlich auf Basis von Messungen in einer reflexionsfreien Messkammer, sowie im industriellen Umfeld hinsichtlich seiner Leistungsfähigkeit evaluiert. Hierbei sollen nicht nur eindimensionale Messungen und Verfahren zur reinen Bestimmung des relativen Azimuth-Winkel zwischen Messsystem und Transponder diskutiert werden, sondern ebenso verschiedene Möglichkeiten den Abstand sowie den relativen Elevations-Winkel zu bestimmen. Zur eindimensionalen Lokalisierung werden verschiedene Winkelschätzalgorithmen wie MUSIC, ESPRIT, Barlett Beamformer und korrelative Interferometrie angewendet und miteinander verglichen. Um auch bei Mehrwegesituationen und den damit einhergehenden korrelierten Empfangssignalen noch ein sinnvolle Schätzung zu erhalten werden für verschiedene Algorithmen zusätzlich Smoothing Ansätze umgesetzt. Zur Schätzung des Abstandes werden signalstärke- und winkelschätzungsbasierte Methoden untersucht. Schließlich wird in einem letzten Schritt das bislang verwendete lineare Patch-Array durch ein L-förmiges Patch-Array ersetzt um zusätzlich zu Abstand und Azimuth auch den Elevationswinkel erfassen zu können. Hierzu ist eine Anpassung der verwendeten Winkelschätzalgorithmen und die Verwendung einer zweidimensionalen Array Mannigfaltigkeit notwendig. Auf Basis der aufgenommenen Messdaten sollen die Leistungsfähigkeit sowie die Grenzen der dreidimensionalen Positionsbestimmung von passiven UHF-RFID Transpondern diskutiert werden.





11:20 – 11:40 Uhr: KH2016-C-06

Michał Mika, Mirjam Dannert, Felix Mett, Robert Gates, Harry Weber, Wolfgang Mathis, Udo Nackenhorst  
(Leibniz Universität Hannover, Germany)

### **Modellierung eines elektrostatischen Sensors zur Messung von Torsionsmomenten**

In vielen Anwendungen des Ingenieurwesens ist es von Interesse die Belastungen, wie Torsionsmomente, zu messen. Eine gängige Methode um beispielsweise das Antriebsmoment eines Elektromotors zu bestimmen, sind Dehnungsmessstreifen. Diese werden an einem Bauteil angebracht und ändern infolge der Verformung ihren elektrischen Widerstand. Im Folgenden soll eine alternative elektrostatische Messanordnung vorgestellt werden, welche gegenüber den Dehnungsmessstreifen eine kontaktlose Messung ermöglicht und daher, je nach technischer Ausführung, zu besseren Ergebnissen führen kann, insbesondere, da die Dehnungsmessstreifen im Mikrobereich nur schwer einsetzbar sind.

Der Sensor besteht aus einem Balken mit rundem Querschnitt, welcher an einer Halterung fest eingespannt ist. Das Material für beide Bauteile wird so gewählt, dass es in der elektrischen Modellierung vernachlässigt werden kann. An dem Balken ist zusätzlich ein dünner, dehnbare Elektretstreifen angebracht, welcher über eine konstante Flächenladungsdichte verfügt. Diese Anordnung ist in einer bestimmten Höhe über einer ideal leitenden und -- gegenüber dem Balkenquerschnitt -- sehr großen Platte fest eingespannt. Wird der gesamte Aufbau betrachtet, so kann das durch das Elektret erzeugte E-Feld und folglich das zugehörige D-Feld untersucht werden, welches auf der ideal leitenden Platte eine Ladung influenziert. Wird der Balken durch das zu untersuchende Torsionsmoment belastet, kommt es bei kleinen Auslenkungen zu einer näherungsweise linearen Verdrillung entlang der Balkenachse. Durch die Verformung ändert sich die Lage des Elektrets im Raum und folglich die influenzierte Ladung auf der Platte, welche im Rückkehrschluss auf das zu messende Torsionsmoment schließen lässt.

Um das Funktionsprinzip des Sensors zu untersuchen, wird ein mathematisches Modell anhand der Theorie der elektrostatischen Felder erstellt. Es wird eine Lösungsmethode für die elliptische partielle Differentialgleichung des elektrostatischen Feldes entwickelt. Zunächst ermöglicht der Aufbau eine Vereinfachung des Modells der Messanordnung mithilfe der Spiegelladungsmethode. Anschließend wird für das Ersatzmodell das Potentialfeld unter Anwendung des Kirchhoffschen Integrals bestimmt. Für die Berechnung wird eine Diskretisierung des Raums und des Elektrets vorgenommen, welche schließlich die Bestimmung der influenzierten Ladung auf der ideal leitenden Platte ermöglicht.

Basierend auf diesem Modell wird die praktische Anwendbarkeit der Messanordnung in der Praxis diskutiert.

**11:40 – 12:00 Uhr: KH2016-C-07**Marcus Prochaska<sup>1</sup>, Lisa Stobbe<sup>1</sup>, Frank Freund<sup>2</sup>, Martin Streitenberger<sup>2</sup><sup>1</sup>Ostfalia University of Applied Sciences, Germany,<sup>2</sup>University of Applied Science of Hannover, Germany)**Ein Widerstands/Frequenzumsetzer für die Messung biomedizinischer Größen**

Im Bereich der Messung nichtelektrischer Größen ist die Bestimmung von Temperaturen eine der häufigsten Aufgabenstellungen. Neben Anwendungen im industriellen, fahrzeugtechnischen oder Consumer-Bereich ist die Temperaturmessung auch in der Medizin bedeutend. Für die Diagnose und Überwachung des Therapieerfolgs besitzt die Temperatur als biophysikalische Größe einen besonderen Stellenwert. Hierbei sind neben der Messung von absoluten Temperaturen, wie beispielsweise für die Körpertemperaturbestimmung, insbesondere die Messung von Temperaturveränderungen, z.B. für Atemluftdurchflussmessungen, wichtige messtechnische Aufgaben.

Zur Temperaturmessung kommen häufig Thermistoren mit negativem Temperaturkoeffizienten (NTC) zum Einsatz, die sich durch hohe Sensitivität und Robustheit, geringe Abmessungen sowie niedrige Kosten auszeichnen. Nachteilig ist allerdings die stark nichtlineare Übertragungskennlinie von NTCs. Aus diesem Grund wurden in den letzten Jahrzehnten eine Vielzahl von Linearisierungstechniken entwickelt, wie beispielsweise Linearisierungsnetzwerke bestehend aus ohmschen Widerständen, logarithmische Netzwerke, Operationsverstärker-basierte Multivibratoren, Sigma-Delta-Umsetzer bis hin zu numerischen Linearisierungstechniken.

Im Rahmen dieser Arbeit soll ein Oszillator als Widerstands-/Frequenzwandler vorgestellt werden, der den besonderen Anforderungen von mobilen Anwendungen in der Intensivmedizin Rechnung trägt. Herzstück ist eine astabile Kippschaltung, deren Frequenz durch einen Timingwiderstand festgelegt wird. Zudem wurde eine Topologie gewählt, die zu einer Linearisierung der exponentiellen Thermistorkennlinie führt. Mit der vorgeschlagenen Schaltung kann man entweder direkt ein Übertragungssystem steuern oder in Verbindung mit einem Zähler einen Analog-/Digitalumsetzer realisieren.

Die Funktion des im Rahmen dieser Arbeit vorgestellten Widerstands-/Frequenzwandlers wird mittels der Theorie singular gestörter Systeme begründet. Ausgangspunkt für die Analyse ist ein nichtlineares Schaltungsmodell, mit dessen Hilfe sich Teilsysteme für das schnelle und langsame Systemverhalten ableiten lassen. Damit kann man zum einen die langsame und schnelle Systemdynamik getrennt voneinander analysieren. Zum anderen liefert diese Methodik ein Modell für das Sprungverhalten einer Kippschaltung, was anhand einfacher Schaltnäherungen nicht möglich ist.

Die analytischen Ergebnisse, die mittels Computeralgebra ermittelt wurden, können direkt für das Schaltungsdesign genutzt werden. Dabei besteht die Möglichkeit neben der langsamen auch die schnelle Systemdynamik im Designprozess zu berücksichtigen. Abschließend werden die analytischen Ergebnisse mit Schaltungssimulationen verglichen. Zudem wird die Genauigkeit dieses Linearisierungskonzeptes anhand von Simulationen untersucht.



**13:00 – 15:00 Uhr: F Wave Propagation and Remote Sensing**

Sitzungsleiter: Gerd Wanielik, Madhu Chandra

**13:00 – 13:40 Uhr: KH2016-F-01**

Tullio Tanzi

(Télécom ParisTech Soc, France)

**Tutorial (Lead) Talk in the Commission-F Session:**

**Needs and Requirements for the RADAR Remote Sensing Community in the Context of Disaster Management for Humanitarian Missions**

Disaster Management is a vital application in the field of radar remote sensing. The requirements and challenges of disaster management, particularly in the context of humanitarian missions, posed on the Radar remote sensing systems has now become an important and ever expanding area of remote sensing applications. To date, there is a deficit in the inter-linking between radar remote sensing Engineers and disaster management scientists. This paper will address this issue in the spirit of a tutorial talk. More specifically, the paper will include the following key aspects:

- Main definition and concepts of humanitarian interventions and missions
- Presentation of the typical architecture of a mission scenario
- Data acquisition with focus on the sensor part i.e. the RADAR Instrument in the context of obstacle avoiding and GPR (Ground Penetrating Radars)
- Communications
- Illustration via examples (focused mainly on a new Radar approach)
- Conclusions and perspectives





**13:40 – 14:00 Uhr:** KH2016-F-02

Ingo Klein, Dirk Fischer

(Münster University of Applied Sciences, Germany)

**Polarimetric Multiparameter Intrapulse Modulation for Radar Applications –  
Concept, Measurements and Results**

This paper describes the software-defined polarimetric transmitting-pulse generation and receive-signal evaluation of the Digital Beamforming Weather Radar (DBWR), which is currently being developed at the Münster University of Applied Sciences. The architecture of the DBWR, its signal paths and signal processing, as well as the polarimetric multiparameter intrapulse modulation-techniques of the transmitting-pulse and the possibilities to evaluate received signals are presented. Particular attention is paid to the control measurements of the systems characteristics, the results of field measurements and the supplementary detection capabilities as a benefit of the modulations. In this context, the static digital modulation of the transmitted polarization states at X-Band radar frequency, as well as the dynamic modulation of the polarization states at the output of the digital part of the system are described. Furthermore the technique of evaluating a single radar reflection with its Stokes parameters and the resulting trace on the Poincaré sphere are presented.

The possibilities of modulation includes the intrapulse modulation of the amplitude, frequency, phase and polarization, defined by several arbitrary functions. The modulation of the polarization is defined by the parameters of the polarization ellipse at any point of the transmitting pulse. All modulations can be specified in software, to generate the transmitting-pulse in the simple form of a look up table (LUT) which can be transferred to the signal-processing unit of a System on Chip (SoC) based Field Programmable Gate Array (FPGA). The signal processor is responsible for the subsequent processing, the implementation of the optional phased-array functionalities and the output of the transmitting-signal at an intermediate frequency of 44 MHz. The successive RF-Front-End is responsible for the up- and down-conversion, filtering and amplification of the X-Band-Radar frequencies (9470 MHz).

The raw data of the received signal can be returned to software. With the known modulation of the polarimetric transmit signal, the evaluation of receive signals can be done in various ways to determine the most effective algorithm for its parameters. Every receive signal can be related to a reference pulse in order to find a common measure of comparison. For this purpose a hardware based multiple transreceive-cycle routine has been realized which enables the fast chaining of different modulated pulses on hardware level for single beam directions. Together with a defined reference modulation which is transmitted with each chained pulse-sequence, both the comparability of modulations independent from environmental conditions and the comparability of various measurement cycles are realized.





**14:00 – 14:20 Uhr:** KH2016-F-03

Sadiq Ahmed, Madhukar Chandra

(TU Chemnitz, Germany)

**Design of a Dual linear polarization antenna using Split Ring Resonators at X-Band**

Dual linear polarization microstrip patch antenna configurations are very suitable for high performance satellite, wireless communication, and radar applications. In this paper presents a new method to improve the cross polarization discrimination in dual linear polarization microstrip patch antenna at a frequency of 10 GHz (X Band). Three different designs of a dual linear polarization antenna using metamaterials unit cells are proposed. In the first design, microstrip patch antenna is loaded with two pairs of spiral ring resonators, in the second design, two orthogonal microstrip feed lines are loaded with pairs of split ring resonators, and in the third design, split ring resonator is placed between two microstrip feed lines.

This work has two main objectives: the first is related to the addition of metamaterial inclusions to the antenna structure which allow compensation for an asymmetric current distribution flow on the patch antenna and thus result in symmetrical current distribution on it. This compensation leads to a significant improvement in the cross polarization discrimination in comparison to the conventional dual linear polarized microstrip patch antenna. The simulation shows an improvement of 7.7 dB, 6.3 dB, and 9.8 dB in the four E, H and  $\pm 45^\circ$  planes for the three designs, respectively, in cross polarization discrimination as compared to the conventional dual linear polarized microstrip patch antenna. The second objective of this paper, it presents the characteristic and performance of the design for the spiral and split ring resonators metamaterial unit cells. The antenna system has several salient features including simple structure, and the metamaterial inclusions occupy very small area which makes the proposed metamaterial (spiral and split ring resonators unit cells) more useful for the design of a dual linear polarization microstrip patch antennas. The simulations are evaluated using the commercial full-wave simulator, Ansoft High Frequency Structure Simulator HFSS.





14:20 – 14:40 Uhr: KH2016-F-04

Johannes Hiltcher, Gerd Wanielik  
(TU Chemnitz, Germany)

### Active congestion mitigation using cooperative awareness messages

The upcoming availability of Dedicated Short Range Communications (DSRC) systems in production vehicles gives rise to a plethora of possibilities for optimizing traffic efficiency. Vehicles exchange data in an ad-hoc network with their neighbours, altering the situation awareness of both drivers and autonomous control systems. It has been shown that anticipatory speed planning, enabled by altered situation awareness, can help to avoid a breakdown of traffic flow in the presence of congestion. In this contribution we demonstrate how even basic features of Vehicle-to-Vehicle (V2V) communication can contribute to mitigating traffic jams.

Two factors leading to traffic jams can be identified. The first and most obvious one is an inflow of traffic into an area exceeding the outflow. The second factor is suboptimal speed and distance control, which can eventually lead to a traffic breakdown even if the road capacity is not exceeded. This leads to so-called ghost traffic jams which seem to appear for no apparent. Mitigation strategies are quite simple - in case the road capacity is exceeded, the inflow has to be reduced by slowing down vehicles heading towards the congested area; ghost traffic jams can be avoided by more exact speed control. Both can be implemented using V2V communication and, as we will show, without any specific protocol or additional road-side equipment.

One of the core applications of DSRC is cooperative awareness (CA), realized using so-called CA messages (CAMs). CAMs are specified by the European Telecommunications Standards Institute (ETSI) and broadcast by each vehicle in regular intervals. They contain a vehicle's position and motion parameters. We show that the information contained in CAMs is sufficient for implementing proactive congestion mitigation techniques. By evaluating CAMs, a vehicle is able to perceive congestions before they become apparent to its sensors and hence reduce its speed to adapt to the situation. This adaptation is communicated to following vehicles by the emitted CAMs, thereby propagating the need to reduce speed to decrease the inflow into the congested area, possibly avoiding a breakdown of traffic flow. The limited precision of human drivers in controlling the speed of a vehicle, leading to ghost traffic jams, can be addressed by automated speed control. Mechanisms for adaptive cruise control (ACC) are capable of precisely controlling the speed of a vehicle. Adding the information contained in CAMs, however, reduces the latency of reacting to a decelerating leading vehicle. This mechanism is referred to as collective ACC (CACC) and allows to reduce the inter-vehicle gap, thereby increasing the road capacity in the congested area. CACC can also help attenuating the impact of human drivers' unsteady speed control by adapting the gap to a leading human-driven vehicle to minimize the ego-vehicle's speed variations.

Using a simulator study we demonstrate that our proposed mechanisms can mitigate traffic jams in congested areas. We also evaluate the share of vehicles equipped with DSRC hardware required to benefit from the system. CACC-capable vehicles are considered separately as it is likely that this feature will not be available in every DSRC-equipped vehicle.





**14:40 – 15:00 Uhr: KH2016-F-05**

Stefanie Dagner, David Kühnert, Timo Pech, Gerd Wanielik  
(TU Chemnitz, Germany)

**Versuchsträger zur Entwicklung und Untersuchung hochautomatisierter Fahrfunktionen**

Die Vision des automatisierten Fahrens gibt es fast so lange wie das Automobil. Heutige Systeme setzen auf Signale diverser Sensoren (Radar, Lidar, Kamera, ...) zur Erfassung von Informationen des Fahrzeugumfeldes, um den Fahrer in kritischen Fahrsituationen zu warnen oder durch kurze Eingriffe in die Fahrzeugführung zu unterstützen. Durch eine dauerhafte automatisierte Fahrzeugführung lassen sich die Verkehrssicherheit und der Fahrkomfort weiter erhöhen. Bei einem vollautomatisierten Fahrzeug werden die Längs- sowie die Querführung von einem Autopiloten übernommen. Das Fahrzeug besitzt beim hochautomatisierten Fahren eine eigene „Intelligenz“, welche auch vorausplanen kann, und selbsttätig auch ohne Einwirken eines Fahrers, fährt. Hier wird der Fokus auf die Automatisierung der Querführung des Fahrzeuges gelegt. Zur sicheren Querführung eines automatisierten Fahrzeugs müssen Informationen wie der Fahrbahnverlauf und die Positionierung des Versuchsfahrzeugs innerhalb der Fahrbahn einbezogen werden. Diese Information wird mittels einer Spline-Funktion erzeugt, die aus Vorwissen wie digitaler Karte und der Schätzung der momentanen Fahrzeugposition geliefert. Hieraus ergibt sich die aktuelle Sollwertvorgabe der Fahrzeugführung. Fahrzeuge sind komplexe mechatronische Systeme. Zur Umsetzung eines vollautomatisiert agierenden Autopiloten müssen die Reaktionen des Systems „Fahrzeug“ genauestens bekannt sein. Daher ist eine Parameteridentifikation des Systems notwendig um daraus ein adäquates Modell zu entwickeln. Zur Klärung des Zusammenhangs zwischen Lenkwinkel und Fahrzeugbewegung wurde ein lineares Einspurmodell der Automatisierung vorangestellt. Die Regelung für die Querführung wird daraus abgeleitet. Die Sollvorgabe der Fahrbahn erfolgt durch einen Spline-Funktion, dabei muss auch die Fahrbahnbeschaffenheit als Randbedingung beachtet werden. Auftretende Abweichungen müssen so gering wie möglich ausfallen um eine sichere Fahrt zu gewährleisten. Dies wird durch einen dafür entwickelten Regler gewährleistet. Für die Implementierung der automatisierten Lenkführung wird als geeignete Regelung eine adaptive Regelung empfohlen. Die benötigten Reglerparameter werden von dem Einspurmodell abgeleitet. Die Funktionsfähigkeit des Systems wird durch Versuche am Fahrzeug validiert. Nach der Implementierung der Querführung und der dafür benötigten Regelung, soll diese Komponente parallel zu der automatisierten Längsführung betrieben werden. Das bedeutet, dass diese beiden Komponenten die komplette Fahrzeugführung übernehmen können.





**15:30 – 17:30 Uhr: Radio Communication Systems and Signal Processing**

Sitzungsleiter: Uwe Wasenmüller

**15:30 – 15:50 Uhr:** KH2016-C-14

Amir Laribi<sup>1</sup>, Markus Hahn<sup>1</sup>, Juergen Dickmann<sup>1</sup>, Christian Waldschmidt<sup>2</sup>  
(<sup>1</sup>Daimler AG, Germany, <sup>2</sup>University of Ulm, Germany)

**A Novel Target-Height Estimation Approach Using Radar-Wave Multipath Propagation for automotive Applications**

This paper introduces a novel target height estimation approach using a Frequency Modulation Continuous Wave (FMCW) automotive radar. The main focus of this work is on automated parking scenarios where, based on received radar data, the driving pilot has to decide if a detected target ahead represents an imminent collision threat and therefore breaking has to be initiated or the target is traversable.

The presented algorithm takes advantage of radar wave multipath propagation to measure the height of objects in the vehicle surroundings. A multipath propagation model is presented first, then a target height is formulated using geometry, based on the presented propagation model. It is then shown from Sensor-Target geometry that height estimation of targets is highly dependent on the radar range resolution, target range and target height. The high resolution algorithm RELAX is discussed and applied to collected raw data to enhance the radar range resolution capability. This enables a more accurate height estimation especially for low targets. Finally, the results of a measurement campaign using corner reflectors at different heights are discussed to show that target heights can be very accurately resolved by the proposed algorithm and that for low targets an average mean height estimation error of 0.03 m has been achieved by the proposed height finding algorithm.

The presented work is organized as follows. In Section 1 Height finding is motivated by discussing different driving situations to show that height information of objects in the car's surroundings is of major importance for collision avoidance systems. In Section 2, the multipath propagation model of radar waves is described and a target height approximation is formulated using geometry. In Section 3 the multipath target height estimation using FMCW Radar is discussed and the usefulness of the high resolution algorithm RELAX for the accuracy improvement of the proposed height finding algorithm is shown. In Section 4 the radar measurement setup is described then summarized and the results of the measurements are discussed. Section 5 contains the conclusion.





**15:50 – 16:10 Uhr: KH2016-C-15**Hossein Azodi, Uwe Siart, Thomas F. Eibert  
(TU München, Germany)**Sparse Representation Discretization Errors in Multi-Sensor Radar Target Motion Estimation**

Compressed Sensing (CS) is understood as a set of information and estimation algorithms for compressible signal processing. CS algorithms have been applied widely to multi-sensor radar systems, medical imaging, remote sensing, and many other signal recovery problems in recent years. As the required conditions of the CS are generally fulfilled in the radar applications, it has become one of the standard signal processing tools for the radar applications. Compared with conventional methods, CS may achieve identical detection performance with a reduced number of sensors. It may also provide higher resolution and accuracy.

The perturbation of the measured vectors in radar applications, which occurs due to unavoidable measurement system noise or modeling errors, such as, truncation, rounding, or discretization, can be included as an additive noise to the ideal CS problem.

In this work, the discretization errors as a sort of the modeling errors are studied explicitly. These errors are treated as a separate source for the impairments in an ideal CS problem. Since these errors occur due to the discretization of the solution domain, they cannot be suppressed by improving the system attributes such as the input power or the system gain. Also, in a noiseless system, where measurements are carried out with infinite precision, these errors are still existing.

For analysing the discretization errors, in this work, they are characterized analytically by taking the difference between the optimum solution derived by CS reconstruction algorithm and the uniformly distributed targets in the solution domain. Apart from the analytical form, empirical results of the discretization errors are obtained from a large number of simulations.

The study shows that recovery without considering these errors leads to false or improper results. Including discretization errors helps to reduce the number of the iterations as well as the complexity of the recovery process. The recovery robustness increases by including these errors. Finally, two main recovery algorithms are benchmarked in estimating the states of off-the-grid targets with and without consideration of discretization errors.

**16:10 – 16:30 Uhr: KH2016-C-16**Andre da Silva<sup>1,2</sup>, Stefan V. Baumgartner<sup>1</sup><sup>1</sup>DLR, Germany, <sup>2</sup>German Academic Exchange Service (DAAD), Germany**Novel post-Doppler STAP with a priori knowledge information for traffic monitoring applications**

The road traffic has worsened over time in most cities, and the methods employed for monitoring and counting the vehicles on the roads (e.g., cameras, induction loops, or even people manually counting) are expensive and limited in spatial coverage. Synthetic aperture radars (SAR) provide an effective solution for this problem due to the wide-area coverage and the independence from daylight and weather conditions. Special attention is given in case of large scale events or catastrophes, when mobile internet is unavailable and phone communication is impossible. In this particular scenario, the traffic monitoring with real-time information ensures the safety of the road users and can even save lives. For that reason, this paper presents a novel a priori knowledge-based algorithm for traffic monitoring, where the powerful post-Doppler space-time adaptive processing (PD STAP) is combined with a road network obtained from the freely available OpenStreetMap (OSM) database. The incorporation of a known road network into the processing chain presents great potential for real-time processing, since only the acquired data related to the roads need to be processed. As a result, decreased processing hardware complexity and low costs compared to state-of-the-art systems can be achieved. In addition, it is a promising solution for detecting effectively the road vehicles and estimating their positions, velocities and moving directions with high accuracy. The PD STAP is well-known for its very good clutter suppression, its sensitivity also to low vehicle velocities, and its accurate target position estimation capabilities. The road information is applied after the PD STAP, where the OSM database fused with a digital elevation model (DEM) is applied in order to recognize and to reject false detections, and moreover, to reposition the vehicles detected in the vicinity of the roads. In other words, the distance between the estimated position of the target and its closest road point is measured and compared to a relocation threshold for deciding whether the target corresponds to a true road vehicle or to a false detection. If the first condition is fulfilled, the target is repositioned to its closest road point; otherwise it is discarded. The relocation threshold is computed adaptively for each detection by using an appropriate performance model. The proposed algorithm was tested using real 4-channel aperture switching data acquired by DLR's airborne system F-SAR. In the radar data takes examined so far, the PD STAP detected vehicles as slow as 7 km/h, with an overall position estimation accuracy better than 10 m. Besides, the estimated velocities of the vehicles were in very good agreement with the differential GPS reference data. To sum up, the experimental results revealed a powerful algorithm that detects even slow vehicles and discards most of the false detections, being suitable for many traffic monitoring applications. We will not limit our further investigations to the data takes whose results are shown in this paper. We have a large pool of multi-channel F-SAR data takes containing real highway traffic scenarios with dozens or even hundreds of vehicles.



**16:30 – 16:50 Uhr: KH2016-C-17**

Marvin Sandner, Marcus Prochaska, Kris Rohrmann

(Ostfalia Hochschule für Angewandte Wissenschaften, Germany)

**Detektion von Lichtbögen im 48 V-Bordnetz von Automobilen**

Das momentan in Personenkraftwagen seriell verbaute 12 V-Bordnetz hat sich seit Jahrzehnten bewährt und konnte dem gestiegenen Leistungsbedarf von neuentwickelten Fahrerassistenz- und Komfortsystemen weitgehend gerecht werden. Um Reserven für künftige Innovationen zu schaffen, gab es bereits Ende der 90er Jahre Überlegungen, die Bordnetzspannung für bestimmte Aggregate auf 42 V anzuheben. Nachdem dieses Konzept zwischenzeitlich verworfen worden war, erlangte es vor Kurzem durch das 2009 von der EU verabschiedete Energie- und Klimapakete neue Relevanz. Um den darin festgelegten CO<sub>2</sub>-Flottengrenzwerten gerecht zu werden, soll eine Spannungsebene von 48 V etabliert werden. Diese verspricht in erster Linie einen Mildhybridantrieb mit erhöhter Rekuperationsleistung sowie die Möglichkeit, riemengetriebene Aggregate künftig über elektrische Energie anzutreiben und somit deren Wirkungsgrad erheblich zu verbessern. Eine Herausforderung besteht hierbei jedoch in der Handhabung von Störlichtbögen, die bei der erhöhten Bordnetzspannung auftreten können. Kritisch sind diese, da sie im Gleichstrombordnetz nicht selbst erlöschen und sich bis zu mehreren Sekunden lang stabil halten können. Unterschieden wird zwischen parallelen und seriellen Lichtbögen, wobei nur letztere nicht mit einer Stromerhöhung einhergehen und somit nicht durch Überstromsicherungen abgeschaltet werden können. Bleibt ein solcher Fehler, z.B. in Form einer losen Steckverbindung oder eines Kabelbruchs, unerkannt, kann der Lichtbogen sogar zu einem Fahrzeugbrand führen. Es sind somit zusätzliche Sicherungselemente notwendig, die serielle Bögen detektieren und abschalten können. Bisherige Konzepte zur Detektion und Auswertung in Gleichstromnetzwerken stützen sich größtenteils auf die Eigenschaften des Lichtbogens im Frequenzbereich. Darin zeichnet er sich durch ein 1/f-Rauschen im niedrigen Kilohertz-Bereich aus, wobei sich keine spezifischen Frequenzen im Spektrum abheben. Gemäß des Standards UL 1699B für Solarmodule könnte eine Detektionseinrichtung den erhöhten Pegel z.B. durch einen Bandpass registrieren. Im Automobilbordnetz muss jedoch zusätzlich beachtet werden, dass weitere Signale und deren Spektren wie beispielsweise PWM-Spannungen nicht fälschlicherweise als Lichtbogen erkannt werden dürfen. Diese zusätzliche Herausforderung besteht für Detektionseinrichtungen im Anwendungsbereich Photovoltaik nicht, sodass eine spezifischere Lösung gefunden werden muss. Nach Patent WO 2005060063 A1 kann ein solch breitbandiges Rauschen beispielsweise durch einen per Mikrocontroller gesteuerten Switched-Capacitor-Filter erfasst und ausgewertet werden. In unserem Konzept zeigen wir die Möglichkeiten zur Lichtbogendetektion, die sich bei einer zusätzlichen Modulation der Versorgungsspannung durch ein periodisches Sinussignal ergeben können. Aus dem Zusammenspiel mit der nichtlinearen Kennlinie des Lichtbogens resultieren Verzerrungen und Phasenverschiebungen sowie Oberwellen des angelegten Sinus. Durch ein geeignetes Filter sowie einer Verstärkung der entsprechenden Signale durch einen Lock-In-Amplifier kann ein Lichtbogen im Bordnetz erkannt werden. Auf diesen Ansätzen basierend soll künftig eine geeignete Schaltung entwickelt werden, deren Ziel eine sichere und schnelle Abschaltung von Lichtbögen ist und seine Anwendung vor allem im Bordnetz des Automobils aber auch weiterer Gleichstromnetzwerke findet.



**16:50 – 17:10 Uhr: KH2016-C-18**Fida Saidani, Franz X. Hutter, Joachim Burghartz  
(Institut für Mikroelektronik Stuttgart (IMS CHIPS), Germany)**A comparative study of models for Lithium-Ion batteries**

The high energy density and compactness of lithium-ion (Li-ion) batteries make them the first choice for energy storage in laptops, cameras, mobile phones, and other applications [1]. However, their reliability and lifetime are limited and depend considerably on environmental conditions and history of usage.

Therefore, accurate and effective battery models are needed for monitoring purposes [2, 5]. Being also used in electric and hybrid electric vehicles, higher requirements on battery design and management systems are set to ensure a safe, reliable and cost-efficient operation.

In this work, various Li-ion battery models are evaluated according to their accuracy, complexity and physical interpretability. An initial classification into physical, empirical and abstract models is introduced [5]. Also known as "white", "black" and "grey"- boxes, respectively, the nature and characteristics of these model types are compared. Since the lithium-ion battery cell is a thermo-electro-chemical system, the models are either in the thermal or in the electrochemical state-space [3]. Physical models attempt to capture key features of the physical process inside the cell. Empirical models describe the system with empirical parameters offering poor analytical insight, whereas abstract models provide an alternative representation [1, 5].

In addition, a model selection guideline is proposed based on applications and design requirements. A complex model with a detailed analytical insight is of use for battery designers but impractical for real-time applications and in-situ diagnosis [3, 5]. In automotive applications, an abstract model reproducing the battery behavior in an equivalent but more practical form, mainly as an equivalent circuit diagram, is recommended for the purpose of battery management. As a general rule, a trade-off should be reached between the high fidelity and the computational feasibility [4]. Especially if the model is embedded in a real-time monitoring unit such as a microprocessor or a FPGA, the calculation time and memory requirements rise dramatically with a higher number of parameters.

Moreover, examples of equivalent circuit models of Li-ion batteries are covered. Three equivalent circuit topologies are introduced and compared according to the previously introduced criteria. The dependence on the state of charge and temperature, the modeling technique and the applications are highlighted [5]. The presentation concludes with a summary of the comparative study as well as with the limitations of these models.

1) "The rechargeable revolution: A better battery", R. Van Noorden, "Nature", International weekly journal of science, Volume 507, Issue 7490.

2) X. Hu, S. Li, and H. Peng, "A comparative study of equivalent circuit models for Li-ion batteries," J. Power Sources, vol. 198, pp. 359- 367, 2012.

3) "Verfahren zur Charakterisierung und Modellierung von Lithium-Ionen Zellen", J. P. Schmidt, Dissertation, 2013, Karlsruher Institut für Technologie.

4) T. Huria, M. Ceraolo, J. Gazzarri and R. Jackey, "High fidelity electrical model with thermal dependence for characterization and simulation of high power lithium battery cells", IEEE International Electric Vehicle Conference, Pp. 1-8, 2012.

5) R. Rao, S. Vrudhula and D. N. Rakhmatov, "Battery modeling for energy aware system design", IEEE computer society Journal, Vol. 36, No. 12, Pp. 77-87, 2003.

**17:10 – 17:30 Uhr:** KH2016-C-19

Marian Felder, Jürgen Götze

(TU Dortmund, Germany)

**State of Charge-Klassifizierung für Lithium-Ionen-Batterien anhand von impedanzbasierten Merkmalen**

Eine der größten Aufgaben unserer Generation von Ingenieuren ist es, den Übergang von fossilen Brennstoffen hin zu regenerativen Energiequellen zu meistern. Dies gilt für stationäre Anwendungen genau so wie für den Automotive-Bereich. Aufgrund ihrer hohen Energiedichte werden Akkumulatoren auf Lithium-Ionen-Basis eine maßgebliche Rolle eingeräumt.

Eine in diesem Kontext noch ungelöste Aufgabe ist die genau Bestimmung des aktuellen Ladezustands (SoC), welche für xEVs die Aufgabe einer „Tankfüllstandsanzeige“ übernimmt. Während diese Bestimmung für einen Benzintank eine triviale Aufgabe darstellt, ist dies für Batterien nicht der Fall, da der Ladezustand kein direkt messbarer Parameter ist. Um die Methoden im automotiven Umfeld nutzen zu können, bedarf es nicht-invasive (und damit nicht-destruktive) Methoden basierend auf Technologien aus dem Feld der Informationstechnologie.

Um einer Menge an Eingangsmerkmalen (messbare Parameter) einen Ausgangswert (SoC) zuzuordnen, gibt es eine Vielzahl an Regressionsmethoden. Für alle Methoden ist es wichtig, dass die Eingangsparameter bestmöglich mit dem Ausgangswert korrelieren. Je höher die Korrelation, desto kleiner kann die Anzahl der Eingangsmerkmale gehalten werden und desto höher ist die Genauigkeit der Zuordnung.

Ein geeigneter Parameter für die Bestimmung des Ladezustandes für Lithium-Eisenphosphat-Zellen ist die offene Klemmspannung. Diese ist monoton steigend mit dem SoC, weist jedoch im Bereich zwischen 30 % bis 70 % SoC einen sehr flachen Bereich mit einer Steigung von nur einigen Millivolt je 10 % SoC auf und ist daher nur mittelbar für die Onboard-Erkennung geeignet. Aus diesem Grund müssen andere Merkmale gefunden werden, welche für die Regression heran gezogen werden können.

Als mögliches Maß für die Regression wird der aus dem Bereich der Energietechnik stammende Phasor vorgeschlagen. Der Phasor ist ein komplexer Zeiger, welcher Amplitude und Phasendrehung relativ zur einer Zeitbasis aufzeigt. Um diesen berechnen zu können, wird eine periodische Sequenz im Signal benötigt, auf die der Algorithmus einrasten kann. Dabei hilft die Tatsache, dass die Batterien in Fahrzeugen eingesetzt werden, wo PWM-gesteuerte Bauteile solche Sequenzen produzieren. Eine Möglichkeit, den Phasor zu extrahieren, basiert auf die Taylor-Fourier-Transformation.

In ersten Untersuchungen zeigt sich, dass der Phasor eine gute Korrelation mit dem SoC aufweist und die SoC-Schätzung auf Basis einer Schätzung mithilfe eines Polynoms 2. Grades verbessern kann.



**Montag 26. September 2016**

**KHT2016 – Tagungsprogramm**

**(Brauerei Keller: Gambrinus-Stube)**





**09:20 – 10:20 Uhr: A Electromagnetic Metrology**

Sitzungsleiter: Michael Vogt

**09:20 – 09:40 Uhr: KH2016-A-01**

David Ulm, Thomas Kleine-Ostmann, Thorsten Schrader  
(Physikalisch-Technische Bundesanstalt (PTB), Germany)

**Robuste Schätzung der Lage des Phasenzentrums und Korrektur von Mehrwegeausbreitung bei der Antennenkalibrierung**

Die genaue Kenntnis der Abstrahleigenschaften von Antennen sind in vielen messtechnischen Bereichen von enormer Bedeutung, unter anderem im Bereich der elektromagnetischen Verträglichkeit oder bei der Kalibrierung von Feldstärkemessgeräten. Ab Frequenzen oberhalb 1 GHz erfolgt die Kalibrierung des Gewinns von Antennen üblicherweise in Vollabsorberräumen, wobei im einfachsten Fall von Fernfeld- und Freiraumbedingungen ausgegangen wird. Trotz des Einsatzes von Absorbern ist Mehrwegeausbreitung bei der Kalibrierung von Antennen nicht auszuschließen und stellt oftmals den größten Messunsicherheitsbeitrag dar. Daher existieren zur Abschätzung dieses Einflusses bereits verschiedene Verfahren wie das Antenna Pattern Comparison-Verfahren oder das Free-Space-VSWR-Verfahren, die allerdings zum Teil inkonsistente Ergebnisse liefern.

Hier wird daher, ähnlich dem Antenna Pattern Comparison-Verfahren, eine Möglichkeit vorgestellt, Mehrwegeausbreitung durch Kombination verschiedener Messungen beinahe vollständig zu unterdrücken. Grundidee des Verfahrens ist hierbei die Bildung eines virtuellen Antennenarrays, indem mehrere (komplexwertige) Transmissionsmessungen zu einer von Mehrwegeausbreitung befreiten Transmissionsmessung kombiniert werden. Die Gewichtung der einzelnen Transmissionsmessungen erfolgt derart, dass ein virtuelles Dolph-Tschebyscheff Array gebildet wird, dessen Gruppenfaktor Mehrwegeausbreitung quasi vollständig ausschließt.

Nachdem sowohl die Leistungsfähigkeit des Verfahrens demonstriert als auch die Grenzen des Verfahrens aufgezeigt wurden, wird schließlich gezeigt, wie der Einfluss durch Mehrwegeausbreitung bestimmt wird und wie eventuelle Mängel in der Absorberbelegung identifiziert werden können.

Vor allem im unteren Frequenzbereich ist die Antennenkalibrierung aufgrund der mechanischen Größe der Antenne auf das Phasenzentrum zu beziehen. Daher wird ein robustes Verfahren vorgestellt, mit dem die Lage des Phasenzentrums ermittelt werden kann. Grundidee hierbei ist es, die Abhängigkeit der Phasendrehung vom Drehwinkel der Antenna unter Test auszunutzen, um durch Regressionsanalyse die Position des Phasenzentrums zu bestimmen. Hierbei zeigt sich, dass ein robustes Schätzverfahren wie der Theil-Sen-Schätzer für die Regressionsanalyse am besten geeignet ist.

Zur Validierung dieses Verfahrens wird die Position des Phasenzentrums einer logarithmisch-periodischen Dipolantenne (LPDA) in Abhängigkeit von der Betriebsfrequenz gemessen. Diese Wahl erfolgt aus zwei Gründen: Zum einen lässt sich die Position des Phasenzentrums einer LPDA aus der Position des sich jeweils in Resonanz befindlichen Dipols plausibilisieren, zum anderen existiert für die Lage des Phasenzentrums einer LPDA eine Näherungsformel, mit der die Messergebnisse verglichen werden können.



**09:40 – 10:00 Uhr:** KH2016-A-02

Thorsten Schrader<sup>1</sup>, Jochen Bredemeyer<sup>2</sup>, Christoph Stupperich<sup>3</sup>, Heyno Garbe<sup>4</sup>

(<sup>1</sup>Physikalisch-Technische Bundesanstalt (PTB), Germany, <sup>2</sup>FCS Flight Calibration Services GmbH, Germany, <sup>3</sup>steep GmbH, Germany, <sup>4</sup>Leibniz Universität Hannover, Germany)

### **Hochaufgelöste Messungen des Signal-in-Space von Anlagen der terrestrischen Navigation/Radar**

Als Folge der politisch beschlossenen Energiewende in der Bundesrepublik Deutschland nimmt der Ausbau regenerativer Energielieferanten wie z.B. der Windenergie on- und off-shore stark zu. Die ausgewiesenen Windvorranggebiete werden bevorzugt entweder für Neubauprojekte von Windenergieanlagen (WEA) oder auch für Repowering (Austausch kleinerer Anlagen durch solche mit höheren Türmen, größeren Rotoren und daher größerer Leistung) genutzt. In vielen Fällen konkurrieren jedoch geplante Bauvorhaben von WEA mit den terrestrischen Navigationsanlagen (Drehfunkfeuer, VOR/D-VOR) sowie Radaranlagen der militärischen Luftraumüberwachung, der zivilen Flugführung sowie des Deutschen Wetterdienstes. Bisher wurden zur Abschätzung der Beeinträchtigung und der Standortanalyse Gutachten beauftragt, die jedoch weitgehend auf numerischen Simulationen beruhen. Die technisch notwendigen Vereinfachungen bei der numerischen Analyse sind dabei jedoch nicht immer zulässig, mindestens jedoch kritisch für eine sichere Aussage. Eine messtechnische Validierung fehlt bisher vollständig. Ziel muss es sein, einerseits sowohl den Ausbau von WEA zu unterstützen, andererseits aber auch die notwendige Funktionalität der sicherheitsrelevanten Anlagen sicherzustellen.

Das Projekt WERAN (Wechselwirkung von Windenergieanlagen mit terrestrischer Navigation/Radar) setzt genau dort an, diese bisher bestehende Lücke zu schließen. Der innovative Ansatz dieses Projektes besteht darin, das komplexe Problem der elektromagnetischen Wechselwirkung von WEA und Radar-/terrestrischen Navigationsanlagen in messtechnisch erfassbare Zwischenschritte aufzuteilen und nur physikalische, objektiv bestimmbare Größen zu vergleichen. Dazu soll zunächst der lineare Übertragungskanal der verschiedenen Systeme durch neuentwickelte Messtechnik charakterisiert werden. Anhand des veränderten Signalinhaltes lassen sich dann in der nicht-linearen Signalverarbeitung Aussagen über das tatsächliche Störverhalten von WEA treffen. Die Betreiber der Systeme müssen letztlich entscheiden, welche Störungen sie operationell tolerieren können.

Die neuentwickelte Messtechnik bietet eine hochaufgelöste Messdatenerfassung sowie eine Präzisionsnavigation des Trägersystems (unmanned aerial system in Form eines Oktokopters) im Raum. Damit lassen sich lange Beobachtungszeiten des Übertragungskanals in einem Raumpunkt oder aber ein räumliches Sampling des Übertragungskanals erzielen. Parallel zu den Messungen werden numerische Simulationen an verschiedenen Szenarien mit unterschiedlicher Komplexität durchgeführt und messtechnisch validiert. Dazu werden erste Ergebnisse an UKW-Drehfunkfeuern vorgestellt.



**10:00 – 10:20 Uhr: KH2016-A-03**Karsten Schubert<sup>1</sup>, Jens Werner<sup>1</sup>, Fabian Schwartau<sup>2</sup>(<sup>1</sup>Jade University of Applied Science, Germany, <sup>2</sup>Technische Universität Braunschweig, Germany)**Experimentelles FMCW-Radar zur hochfrequenten Charakterisierung von Windenergieanlagen***Einleitung (Motivation/Problemstellung)*

Im Zuge der Energiewende werden eine Vielzahl von Windenergieanlagen (WEA) errichtet. Im Rahmen des Genehmigungsverfahrens muss dabei im Vorfeld sichergestellt werden, dass weder Flug- noch Wetterradarsysteme gestört werden, damit die hoheitlichen Aufgaben der deutschen Flugsicherung bzw. des Deutschen Wetterdienstes ordnungsgemäß erfüllt werden können. Die derzeit verwendeten Simulationsmodelle, die für Genehmigungsverfahren eingesetzt werden, beruhen auf zahlreichen Annahmen, die bislang nicht messtechnisch verifiziert wurden. Die potentielle Störwirkung von WEA auf Radarsysteme kann somit nicht exakt vorhergesagt werden. Für Genehmigungsverfahren ist jedoch eine zuverlässige Vorhersage aus o.g. Gründen zwingend erforderlich. Es besteht somit ein erhebliches Interesse, zuverlässige Vorhersagemodelle zu entwickeln, die messtechnisch fundiert untermauert sind.

*Wetterradar*

Fernziel ist es, die Auswirkungen von WEA auf C-Band (5,6 GHz) Niederschlagsradare messtechnisch näher zu untersuchen. Dabei werden sowohl boden- als auch luftgestützte Messungen zum Einsatz kommen. Die Niederschlagsradare sind als Pulsradare mit Hochgewinn-Parabolantennen (ca. 1° Strahlbreite) ausgestattet. Sie scannen ihre Umgebung zyklisch in einem Zeitintervall von 5 bis 15 Minuten. Bei einer ausschließlichen Messung der elektrischen Feldstärke am Ort einer WEA ist das Scanintervall des Wetterradars nachteilig, da nur seltene und kurze Ereignisse detektiert werden können. Weiterhin ist der Zugriff auf die Radartechnik des DWD nicht jederzeit möglich. Daher wird hier ein FMCW-Radar verwendet, das andauernde Messungen ermöglicht und große Flexibilität in Bezug auf technische Parameter sowie ständigen Zugriff bietet.

*Eigentliches Messsystem*

Für die Charakterisierung von WEA im C-Band wird ein einfaches, kostengünstiges und universell einsetzbares FMCW-Radar entwickelt. Diese ist modular aufgebaut und kann für verschiedenste Messszenarien schnell angepasst werden. So kann das System u.a. wahlweise als bistatisches oder monostatisches Radar aufgebaut werden. Die verwendete Frequenz liegt im 6 cm Amateurfunkband (5,65 - 5,85 GHz), welches von lizenzierten Funkamateuren genutzt werden kann. Der finale Artikel beschreibt den Aufbau des Radarsystems und technische Probleme sowie die gewählten Lösungsansätze. Weiterhin werden erste Messungen an WEA und anderen Objekten im Feld vorgestellt.

*Ausblick*

Diese Arbeit wird im Rahmen des Jade2Pro Promotionsprogrammes an der Jade Hochschule Wilhelmshaven durchgeführt. Das langfristige Ziel ist, ein statistisches Modell zur Vorhersage der Beeinflussung des Wetterradars durch WEA zu entwickeln. Dabei wird u.a. mit der PTB als Projektkoordinator der WERAN-Studie zusammengearbeitet.

**10:40 – 12:20 Uhr: A Electromagnetic Metrology**  
Sitzungsleiter: Thorsten Schrader

**10:40 – 11:00 Uhr:** KH2016-A-04

Christoph Dahl, Michael Vogt, Ilona Rolfes  
(Ruhr-University Bochum, Germany)

**Fractal Antenna Configurations for MIMO Radar Applications**

Imaging radar systems offer great opportunities for industrial applications, such as volume measurement of bulk solids. Multiple-input multiple-output (MIMO) radar systems can be used to reduce the systems cost by minimizing the number of transmitting and receiving channels. A common MIMO antenna configuration is based on two linear arrays, one for transmitting and one for receiving, which are positioned perpendicularly to each other. The antenna array topology of a MIMO radar can be analyzed by introducing a virtual array, that is formed by a convolution of the transmitting and the receiving array topologies. In the case of two linear arrays, a virtual array with a rectangular shape is formed. As the radiation pattern of the virtual array corresponds with the two-way radiation pattern of the MIMO array, a pencil-shaped beam is formed. In order to optimize the angular resolution and the side lobe suppression for a fixed number of antenna elements, a circularly shaped virtual array is desired for a MIMO radar system. Regarding these aspects, array topologies based on the so-called Fudgeflake fractal and the Gosper island fractal have been investigated. For the first iteration of the Fudgeflake fractal, the topology of the transmitting array consists of three antennas forming an equilateral triangle. The receiving antenna array is a scaled and rotated version of the transmitting array. The resulting topology of the virtual array is the second iteration of the Fudgeflake fractal, consisting of nine virtual antennas. The transmitting array for the first iteration of the Gosper island fractal consists of seven antennas positioned in a hexagonal shape. Also in this case, the receiving array is a scaled and rotated version of the transmitting array and the virtual array is the second iteration of the Gosper island fractal. By combining higher iterations of both fractals, larger MIMO arrays can be formed. The fractal concepts have been combined for a MIMO configuration with 21 transmitting and 21 receiving antennas. The virtual array consists of 441 antenna elements and offers a 60° rotational symmetry. For a half-wavelength antenna spacing, the corresponding two-way radiation pattern has a beam width of 4.6° and a side lobe suppression of 16.3 dB. A comparable perpendicular antenna configuration leads to a rectangular shaped virtual array with 441 elements positioned on a rectangular grid. In comparison with the perpendicular antenna concept, the fractal configuration has a 0.3° better angular resolution and a 3.1 dB better side lobe suppression. The antenna concepts have been compared in a reference scenario using a frequency modulated continuous wave (FMCW) radar system. The virtual arrays of the different proposed concepts have been sampled using a horn antenna. The resulting radar images confirm the advantages regarding the angular resolution and side lobe suppression obtained by using the fractal antenna concept.



**11:00 – 11:20 Uhr: KH2016-A-05**

Christoph Will, Sarah Linz, Sebastian Mann, Fabian Lurz, Stefan Lindner, Robert Weigel, Alexander Koelpin

(University of Erlangen-Nuremberg, Institute for Electronics Engineering, Germany)

**A 24 GHz Waveguide based Radar System using an Advanced Algorithm for I/Q Offset Cancellation**

Precise position measurement with micrometer accuracy plays an important role in modern industrial applications. Herewith, a guided wave Six-Port interferometric radar system is presented. Due to limited matching and discontinuities in the radio frequency (RF) part of the system, the designers have to deal with DC offsets. The offset voltages in the baseband lead to worse relative modulation dynamics relating to the full scale range of the analog-to-digital converters and thus, considerably degrade the system performance. While common cancellation techniques try to estimate and extinguish the DC offsets directly, the proposed radar system is satisfied with equalizing both DC offsets for each of the two differential baseband signal pairs. Since the complex representation of the baseband signals is utilized for a subsequent arctangent demodulation, the proposed offset equalization implicates a centering of the in-phase and quadrature (I/Q) components of the received signal, which is sufficient to simplify the demodulation and improve the phase accuracy. Therefore, a standard Six-Port radar system is extended and a variable phase shifter plus variable attenuators are inserted at different positions. An intelligent algorithm adjusts these configurable components to achieve optimal I/Q offset cancellation.

In this paper the measurement principle of a Six-Port interferometric radar system as well as a detailed system overview of the proposed hardware solution are presented first. Afterward, the proposed algorithm for I/Q offset cancellation is described in detail and explained with the help of demonstrative figures. The algorithm is subdivided into four steps, in which the control voltage settings of the configurable components are successively optimized. Within the first two steps the input power levels of the Six-Port network are equalized by contemporaneously optimizing the transmit power. The third step is the major part of the algorithm, in which the reflections of the transmitted signal at the waveguide transition are compensated. Utilizing an adaptive step size for adjusting the control voltages minimizes the I/Q offset in a fast and accurate way. The final step is a fine-tuning, which cancels out the remaining offset. The functionality of this algorithm is validated by measurements, which are also presented prior to summarizing the paper in a conclusion. Utilizing a target moving on the waveguide during cancellation process achieves best results, but a calibration run with fixed target delivers nearly equal performance. Both measurement setups more than halve the standard deviation as well as the relative error in comparison to an uncompensated measurement setup.



**11:20 – 11:40 Uhr: KH2016-A-06**Denis Djekic<sup>1</sup>, Matthias Häberle<sup>1</sup>, Maurits Ortmanns<sup>1</sup>, Klaus Lips<sup>2</sup>, Jan Behrends<sup>3</sup>, Jens Anders<sup>1</sup>(<sup>1</sup>University of Ulm, Germany, <sup>2</sup>Helmholtzzentrum Berlin, Germany, <sup>3</sup>Freie Universität Berlin, Germany)**Hochohmige, robuste Pseudo-Widerstände mit verbesserter Linearität für die elektrisch detektierte Magnetresonanz**

Die elektrisch detektierte Magnetresonanz (EDMR) ist ein Verfahren zur Charakterisierung von paramagnetischen Übergängen in Materialien. Dabei wird die zu untersuchende Probe einem konstanten Magnetfeld ausgesetzt und von einer Mikrowellenstrahlung angeregt. Die durch Generations- und Rekombinationsprozesse erzeugte Leitfähigkeitsänderung wird mittels einer an der Probe angelegten DC-Spannung als entsprechende Stromänderung ausgelesen. Zur Durchführung von hochaufgelösten, gepulsten EDMR-Experimenten werden daher schnelle, rauscharme Transimpedanzverstärker (TIAs) benötigt. Im Stand der Technik werden viele TIAs mit kapazitiven Rückkopplungselementen realisiert, um einen weiteren Freiheitsgrad bei der Wahl von Bandbreite, Verstärkung und Rauschen zu erhalten, vgl. [1]. Der in [1] vorgestellte mehrstufige TIA verwendet dabei in der ersten Stufe einen Integrator mit kleiner Rückkoppelkapazität für hohe Verstärkung und niedriges Rauschen. Zur Unterdrückung des Gleichstromanteils wurde dort eine Servoschleife implementiert, mittels der der Gleichstrom über einen Widerstand zum Eingang rückgeführt wird. Dieser Widerstand wurde als hochohmiger Pseudo-Widerstand mit einer in schwacher Inversion betriebenen PMOS-Diode realisiert. Ein MOS-Transistor weist in schwacher Inversion eine exponentielle Eingangskennlinie auf, wodurch erhebliche nichtlineare Verzerrungen bei der Großsignalaussteuerung entstehen. Ein weiterer Nachteil ist der proportionale Zusammenhang zwischen Stromrauschleistungsdichte und DC-Strom. Bei entsprechenden DC-Strömen ist der Rauschgrund von erhöhtem Schrotrauschen dominiert. Im Vortrag wird eine verbesserte Implementierung des von Tajalli et al in [2] vorgestellten MOS-Diodenbasierten Pseudo-Widerstands präsentiert. Der Tajalli-Widerstand wurde um eine Schaltung zur Kompensation von Prozessschwankungen erweitert [3]. Der Widerstandswert lässt sich mittels eines Biasstroms über weite Bereiche einstellen. Der vorgestellte Widerstand ist für einen Bereich von 600 kOhm bis 60 MOhm entworfen, wobei auch größere Widerstandswerte erzielbar sind. Eine verbesserte Linearität der Strom-Spannungs-Kennlinie wird erreicht, indem bei konstantem Gesamtwiderstand mehrere Pseudo-Widerstände in Serie geschaltet werden, um die Spannung über einem einzelnen Element zu reduzieren. Mit der Serienschaltung mehrerer Elemente verringert sich zudem das eingangsbezogene Schrotrauschen, da sich zwar die Anzahl der unkorrelierten Rauschquellen erhöht, deren jeweiliger Innenwiderstand jedoch verringert wird. Eine detaillierte Rauschanalyse wird im Vortrag präsentiert. Des Weiteren werden mit steigender Anzahl der Elemente die Auswirkungen von Transistormismatch reduziert. Mit Hilfe der Kompensationsschaltung und der Serienschaltung mehrerer Pseudo-Widerstände wird ein einstellbarer, robuster, rauscharmer hochohmiger Widerstand mit verbesserter Linearität realisiert. Damit eignet sich der vorgestellte Widerstand für die vorgesehene Anwendung als hochohmiger Widerstand im Rückführpfad kapazitiver TIAs für die EDMR, die hohe Anforderungen an das Rauschen, die Geschwindigkeit sowie die Linearität des TIAs stellt.

## Literatur:

- [1] G. Ferrari, F. Gozzini, and M. Sampietro, "Very high sensitivity cmos circuit to track fast biological current signals," in Biomedical Circuits and Systems Conference, 2006. BioCAS 2006. IEEE, Nov 2006, pp. 53-56.
- [2] A. Tajalli, Y. Leblebici, and E. Brauer, "Implementing ultra-high-value floating tunable cmos resistors," *Electronics Letters*, vol. 44, no. 5, pp. 349-350, Feb 2008.
- [3] D. Djekic, M. Ortmanns, G. Fantner, and J. Anders, "A tunable, robust pseudo-resistor with enhanced linearity for scanning ionconductance microscopy," in International Symposium on Circuits and Systems, 2016. ISCAS 2016. IEEE, May 2016.

**11:40 – 12:00 Uhr: KH2016-A-07**Gordon Notzon, Robert Storch, Thomas Musch, Michael Vogt  
(Ruhr-University Bochum, Germany)**Evaluation of Concepts for Network Analysis with Coded Binary Baseband Signals**

In the field of electromagnetic metrology, network analysis is an important task with manifold application of large practical relevance, as for example the identification of inhomogeneities on transmission lines. Baseband systems are mostly using pulsed excitation signals, whose disadvantage is the very limited signal energy and, consequently, the relatively small signal-to-noise ratio (SNR) and dynamic range of the system. Furthermore, the sampling and digitization of pulsed broadband measurement signals is challenging and usually performed by means of sequential sampling, resulting in a further decrease of the SNR for a given measurement time. The utilization of coded binary signals is a good and promising alternative to overcome these limitations by increasing the signal energy with no need to increase the signal's amplitude. Also advantageously with this approach, the digitization of the coded measurement signals can be performed for each time-lag in parallel using a bank of correlation receivers (matched filters). As will be shown in this contribution, the latter can be implemented in hardware using a mixer and a subsequent chain of an analog low-pass filter, analog-to-digital converter, and digital filter, and corresponding system architectures will be discussed.

In order to test the performance of the concept using a maximum length sequence (M-sequence) with a length of 511 chip, a dedicated hardware setup has been realized. A high-speed integrated linear-feedback shift register (LFSR) with a length of 9 bit, driven with an 800 MHz low-noise clock source, is used for signal generation. Measurements have been performed to assess the achievable dynamic range with this approach by evaluating the ratio between the maximum amplitude and the side maxima of the system's response, which is the cross-correlation function (CCF) of the excitation and the measurement signal. To achieve this, the output of the LFSR has been split into two paths using a resistive coupler, and the two resulting signals have been mixed with each other using a double balanced ring modulator. The first signal (+7 dBm) has been directly fed to the local oscillator input of the mixer after amplification by 8 dB, and the second one (-13 dBm) with a varying time-delay given by an adjustable coaxial line phase shifter and after attenuation by 12 dB. In the test setup, a real-time oscilloscope (4 GHz bandwidth, 10 GS/s sampling rate, 8 bit amplitude resolution) has been used for the digitization of the mixer output signal.

As a result from the performed test measurements using the realized hardware correlator, a side maxima suppression of larger 52.5 dB has been found, which is in a very good agreement with the expectations from the theory. Furthermore, a decay of 23 dB of the CCF has been measured for a time-lag equal to one chip period of 1.25 ns. Similar results have been obtained by doing the correlation in digital signal processing after direct digitization of the two mixer input signals using the oscilloscope. In conclusion, the concept of using a binary coded baseband M-sequence for network analysis has been successfully realized and evaluated.

**12:00 – 12:20 Uhr: KH2016-A-08**Matthias Häberle<sup>1</sup>, Denis Djekic<sup>1</sup>, Maurits Ortmanns<sup>1</sup>, Klaus Lips<sup>2</sup>, Jan Behrends<sup>3</sup>, Jens Anders<sup>1</sup>(<sup>1</sup>University of Ulm, Germany, <sup>2</sup>Helmholtzzentrum Berlin, Germany, <sup>3</sup>Freie Universität Berlin, Germany)**Rauscharmer, breitbandiger Transimpedanzverstärker mit hohem Dynamikbereich für gepulste EDMR-Anwendungen**

Mit der elektrisch detektierten Magnetresonanz (EDMR) können in Materialien spinabhängige Ladungsträgerrekombinationsprozesse untersucht werden. Speziell bei Photovoltaikmodulen vermindert eine hohe Rekombinationsrate den Zellwirkungsgrad. Der Einfluss unterschiedlicher Photovoltaik-Materialien und Herstellungsprozesse auf die Rekombination können durch die EDMR miteinander verglichen und optimiert werden [1]. Ein EDMR-Messaufbau besteht aus einer Probe, die einem konstanten Magnetfeld und einer zusätzlichen Mikrowellenstrahlung ausgesetzt wird. Spinabhängige, resonante Prozesse in der Probe ändern deren makroskopische Leitfähigkeit. Durch Anlegen einer DC-Spannung und Auslesen der resultierenden Stromänderung mittels eines Transimpedanzverstärkers kann diese Leitfähigkeitsänderung messtechnisch erfasst werden. Ein EDMR-Experiment kann dabei auf zwei unterschiedliche Arten durchgeführt werden: Je nach Dauer der eingestrahlten Mikrowellenstrahlung unterscheidet man zwischen dem Dauerstrichbetrieb (engl. continuous-wave, cwEDMR) und dem gepulsten Betriebsmodus (pEDMR). Bei der pEDMR wird das Mikrowellensignal im Nanosekundenbereich gepulst und das resultierende Stromsignal gemessen [1],[2]. Als Grundlage für die vorgestellte Ausleseschaltung dient der von Ferrari et al. in [3] implementierte kapazitive Transimpedanzverstärker (TIA). Bei kapazitiven TIAs wird dem als Eingangsstufe verwendeten Integrator ein Differenzierer nachgeschaltet, um einen flachen Amplitudengang innerhalb der Bandbreite zu erreichen. In der Ferrari-Topologie wird ein Rückführpfad mit starkem Tiefpasscharakter verwendet, um eine Überladung der Rückführkapazität des Integrators zu verhindern. Der aus einem analogen Filter und einem Pseudo-Widerstand bestehende Rückführpfad ist in der Lage, große Gleichströme bis zu 100  $\mu\text{A}$  abzuführen. Die Rückführkapazität selbst kann dadurch sehr klein gewählt werden, um so das eingangsbezogene Rauschen sowie die resultierende Transimpedanz zu optimieren. Die vorgestellte Schaltung erweitert die Ferrari-Topologie um schaltbare Rückführkapazitäten im Integrator sowie einen einstellbaren Widerstand im DC-Rückführpfad. Durch diese Programmierbarkeit können Proben unterschiedlicher Leitfähigkeit und dementsprechende Signalamplituden über fünf Dekaden verarbeitet werden. Der einstellbare Bereich der programmierbaren Kapazität liegt dabei zwischen 20 fF und 200 pF und der an [4] angelegte Pseudo-Widerstand kann mit Hilfe eines programmierbaren Biasstroms auf Werte zwischen 600 k $\Omega$  und 60 M $\Omega$  eingestellt werden. Die vorgestellte Schaltung erreicht eine simulierte Bandbreite von 2 MHz und ein eingangsbezogenes integriertes Stromrauschen von 70 pA bei einer Transimpedanz von 100 M $\Omega$ .

## Literatur:

- [1] A. Schnegg, J. Behrends, M. Fehr, and K. Lips, "Pulsed electrically detected magnetic resonance for thin film silicon and organic solar cells," *Phys. Chem. Chem. Phys.*, vol. 14, pp. 14 418-14 438, 2012. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1039/C2CP41258F>
- [2] M. Eckardt, W. Harneit, J. Behrends, and D. Münter, "Compact electrically detected magnetic resonance setup," *AIP Advances*, vol. 5, no. 4, Apr 2015.
- [3] G. Ferrari, F. Gozzini, and M. Sampietro, "Very high sensitivity cmos circuit to track fast biological current signals," in *Biomedical Circuits and Systems Conference, 2006. BioCAS 2006. IEEE, Nov 2006*, pp. 53-56.
- [4] D. Djekic, M. Ortmanns, G. Fantner, and J. Anders, "A tunable, robust pseudo-resistor with enhanced linearity for scanning ionconductance microscopy," in *International Symposium on Circuits and Systems, 2016. ISCAS 2016. IEEE, May 2016*.



**13:00 – 15:00 Uhr: C Radio Communication Systems and Signal Processing**  
**Special Session: Mobile Communications and Internet of Things**  
Sitzungsleiter: Uwe Wasenmüller

**13:00 – 13:20 Uhr: KH2016-C-08**

Reiner Hoppe, Gerd Woelfle  
(Altair Engineering GmbH, Germany)

**Radio Channel Modelling with WinProp for 5G Mobile Communications**

The future information society will rely on 5G mobile communications to provide a wide variety of new applications with diverse requirements. In order to meet these challenges significantly higher mobile data throughputs, much higher number of connected devices, and reduced end-to-end latencies shall be supported as feasible today, at a similar cost and power consumption level. A specific challenge is to provide realistic and high quality wave propagation models that are required for a successful development and optimization of the evolving radio access networks. In order to cope with the expected exceptional growth of wireless communications traffic, both more efficient transmission schemes and additional spectrum allocations are needed. In the context of 5G various scenarios are of interest which range from indoor office over dense urban areas to new applications for the device-to-device communication as e.g. in the vehicular domain to avoid traffic accidents and improve traffic efficiency.

Envisioned transmission schemes, like massive MIMO expanding the MIMO antenna arrays into the z-domain and including more than 16 antennas on the normal base station, put radically new requirements on the channel modelling, especially in the spatial domain. Elevation spread of departure angles (ESD) is the key parameter characterizing a 3D fast-fading channel model. The 3D channel modeling is currently being studied to enable the development of MIMO techniques exploiting both azimuth and elevation dimensions of the channel. For this purpose the WinProp ray tracing models have been used to estimate the ESD behavior in various city environments (e.g. Copenhagen) [1].

In 5G ultra-dense networks with more than 1,000 small power base stations in an area of 1 km<sup>2</sup> in urban areas shall be utilized to provide the required high data rate volumes. For this purpose multi-threading is implemented in WinProp to compute the ray-tracing simulation for a large number of base stations simultaneously. Higher frequencies in the millimeter wave range have the most promising prospects for providing the required additional spectrum. For the application of the sophisticated WinProp wave propagation models towards 5G both the ray tracing and dominant path models have been extended to account for the specificities of the higher frequency bands. This includes the definition of the electrical properties of typical construction materials regarding transmission and reflection for higher frequencies up to 75 GHz as well as the consideration of atmospheric absorption effects like the oxygen absorption at 60 GHz.

The mmWave channel characteristics in urban areas based on a wideband propagation measurement campaign at 73 GHz in New York City are presented in [2]. For the same environment a ray tracing study with WinProp has been conducted, predicting measured statistics such as path loss and angles of arrival. This allows to generalize the measurements for the channel model development, by using the ray tracing model implemented in WinProp to fill the gaps of the measurements. The comparisons between the measured and predicted results show good accuracy, verifying that the WinProp ray tracing model is able to correctly predict the propagation characteristics also at mmWave bands [3].





**13:20 – 13:40 Uhr:** KH2016-C-09

Jonas Kornprobst, Thomas J. Mittermaier, Philipp Schmidbauer, Thomas F. Eibert  
(Technische Universität München, Germany)

**Signal Recovery for Self-Mixing Receivers**

Nowadays, the most common receiver topology is the super-heterodyne receiver, which requires a local oscillator (LO) for coherent down-conversion of a received signal. A possibility to reduce the complexity of the receiver frontend is the self-mixing approach. For this purpose, a square law detector is utilized to down-convert the receive signal from the RF (radio frequency) band to the baseband. Advantages are lower costs and immunity to signal impurities due to phase noise as well as frequency shifts in the RF carrier. This is especially interesting at high frequency, e.g. mm-wave communications, since the LO can be saved. Furthermore, the self-mixing receiver concept can achieve high gain values in an antenna array, where it can make beamforming superfluous.

With the self-mixing receiver, only the amplitude of the complex baseband signal is available after down-conversion. To circumvent this issue, the self-heterodyne and the self-coherent transmit signal schemes are known. These transmit signals consist of a carrier and an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) signal, separated by the OFDM bandwidth. Hence, the receive signal contains the product of the carrier and the OFDM signal as the desired part. However, these transmission schemes have the disadvantage that the transmitted power is only distributed over half of the bandwidth, which is unfavorable in frequency selective channels, if the carrier signal disappears in a fading null. Furthermore, the resulting self-mixed spectrum of the receive signal is not considered completely for signal reconstruction.

In this contribution, we present a novel method to retrieve the complex baseband signal after down-conversion by self-mixing. To do so, restrictions to the transmit signal have to be applied. For the known self-heterodyne signals, we can improve the receive signal strength by employing all received power for the signal reconstruction. Other possible transmit signals, which have different constraints and are suited well for the self-mixing receivers, are presented and analyzed as well. Their advantage is that the transmit power as well as the information is distributed over the whole available bandwidth.







**13:40 – 14:00 Uhr: KH2016-C-10**

Sergiy Melnyk, Abraham Gebru Tesfay, Jason Raphael Rambach, Hans Dieter Schotten  
(Deutsches Forschungszentrum für Künstliche Intelligenz GmbH, Germany)

**Edge Computing for Highly Reliable Low Latency Industrial Wireless LAN**

Industrial communication systems are getting an increasing attention since the German initiative Industrie 4.0 was born. Its main intention is to introduce novel communication concepts like Internet of Things into the industrial area. This shifts manufacturing from highly automated production facilities towards real cyber-physical production systems. Most participants of the manufacturing process should be able to communicate with each other. This includes human-machine interaction as well as machine-to-machine communication or even communication between parts of machines such as sensors and actuators. In our work, we make an emphasis on such future-oriented technologies of human-machine interaction as augmented reality and remote operation of machines. The main goal here is to make human-machine interaction as natural and seamless as possible. One of the major enabling technologies for this is wireless communication providing mobility and flexibility to factory workers as well as manufacturing lines. So, we would like to describe requirements on future communication systems as well as possible techniques to achieve those. Augmented reality (AR) is a technique of putting additional information (augmentations) to live pictures in real time. Applying augmented reality to an industrial environment is believed to be an improvement to factory workers' daily tasks. On the one hand, AR requires a high computation power since comprehensive image processing tasks need to be performed in real time. In order to achieve a good performance, computations should be offloaded to a powerful server. On the other hand, latency should lie below 30ms so as to avoid the occurrence of cyber sickness. Thus, this requires a high throughput and low latency communication channel. For performing safety-critical applications as for example machine control, workers need to be located close to machines, hence their safety is exposed to particular risks. Due to this fact, mobile devices need to be equipped with wireless safety guard functionalities. The basic principle here is sending "Sign-of-Live" messages from the mobile device to machine's programmable logic controller. In this case, low latency and highly reliable connection is necessary to avoid false emergency stops of machines. The comparison of communication systems established in industrial environment shows, that those cannot simultaneously meet the requirements on bandwidth, latency and reliability. This makes the research on new communication solution necessary. The proposed system is based on 802.11 standard and uses a three-band approach to overcome aforementioned problems. Usage of 60-GHz band makes very high data rates possible, whereas combination of 2.4- and 5-GHz communication improves reliability of the system. A further step to improve latency is cross layer optimisation. Offloading computations to a central cloud server provides additional latency due to multihop backbone connection. This can be improved by introducing edge computing concept into the communication system. Its main idea is to relocate storage and computation tasks offloaded by a client to the edge of a network close to the client. Edge computing seems to be a promising concept to overcome backbone network drawbacks such as high latency, network congestions and, as a result, unreliability of the network and drop of application's performance.



**14:00 – 14:20 Uhr: KH2016-C-11**Daniel Fraunholz, Joerg Schneider, Simon Duque Antón, Christoph Lipps, Hans Dieter Schotten  
(Deutsches Forschungszentrum für Künstliche Intelligenz GmbH, Germany)**Honeypots for Industrial IoT Applications**

IIoT is one of the big technology progresses in the 21st century. For industrial applications this progress brings advantages in economic efficiency and is therefore the key technology for highly-developed countries considering their production costs. The number of Internet of Things (IoT)-devices is expected to grow up to 50 billion devices by 2020 [6]. According to a study [16], IIoT will generate about \$11 trillion of global GDP by 2030. A key development of IIoT is the fusion of physical and virtual systems, creating so-called cyber-physical (production) system (CP(P)S). Therefore, the digital world obtains an increasing impact on the physical world. The design of IIoT, implicates some new security risks that had been unknown for many years in industrial environments. Ad-hoc interconnectivity is a key driver of IIoT. This functionality is attended by an increased attack surface, since devices need to be open for requests from the outside. Additionally, most communication will use wireless technologies, which are inherently open for access to the data transmitted. Attacks on the wireless channel are especially critical in case of real-time constraints of the transmission. In an industrial context, realtime requirements are omnipresent. An emerging threat of IIoT is the possibility to cause physical damage by manipulating the digital world. Current defense mechanisms, e.g. Firewalls and Intrusion Detection System (IDS) are not suitable to ensure a certain security level in respect to zero day exploits, encrypted communication, inside attacks and volatile attack signatures. To overcome this threats HPs are an eligible solution. But available industrial HPs can often be fingerprinted and bypassed by attackers. This paper presents IIoT threats and the capacities of the HP technology to improve the security level. In section II, an overview of current attackers plus threats and risks for the IIoT-landscape is depicted. Section III gives a short introduction to existing defense mechanisms and concepts for traditional Supervisory Control and Data Acquisition (SCADA)-security plus the possibility of application in an IIoT-context. Subsequently, HPs, their potential, drawbacks and possible employments are illustrated in section IV. Finally, a conclusion is drawn in section V.



**14:20 – 14:40 Uhr:** KH2016-C-12

Josua Arndt , Lukas Krystofiak, Vahid Bonehi, Ralf Wunderlich, Stefan Heinen  
(RWTH Aachen, Germany)

**Implementation of envelope detection based wake-up-receiver for IEEE802.15.4 WPAN with commercial components**

Personal area networks applications like lightning control, monitoring temperature, moisture etc. or IoT (Internet of Things) devices can demand a fast reaction for example in lightening systems. If the user activates the light it has to react in milliseconds as we are used to the light switching on instantly. For those applications the receiver has to be always on to listen to the channel. In beacon-enabled networks a fast reaction time can be achieved by a big duty-cycle, resulting in a high beacon number to send and the end devices have to wake up frequently, what results in a high energy consumption. In most scenarios where the transmission time is short compared to the idle listening time for a data transmission, most power is consumed by the receiver. But in wireless networks with sensor nodes with batteries or standby devices the idle power consumption is crucial. In low latency systems there is a need for low power wake-up receiver (WuRx) that reduces the power consumption when the node is idle, but keeps it responsive. This work presents a WuRx designed out of commercial components to investigate the needs of an WuRx when embedded in Personal area networks (WPAN) system in a real environment setup including WLAN an LTE communication and considering interferer rejection. The calculation necessary for the attenuation of those interferers is explained in detail. Furthermore, a system design is presented that fulfills the requirements for this environment. It supports a low data rate OOK modulation to reduce complexity and consume less energy than a high data rate modulation like BPSK or O-QPSK which needs an LO. The WuRx is build up on PCB out of commercial components to investigate the needs of a system that includes a WuRx and uses the IEEE802.15.4 transmitter to generate the wake-up frame and to gain insight for an integrated design. Challenges will be discussed and solutions presented. An overview of the requirements will be given and basics of path loss and link budget calculations are presented. The system setup, filter design and resulting link budget is presented and the measurements of the WuRx are shown.



**14:40 – 15:00 Uhr:** KH2016-C-13Maximilian Wölfel<sup>1</sup>, Ulrich Bochtler<sup>1</sup>, Thomas F. Eibert<sup>2</sup>(<sup>1</sup>Hochschule Aschaffenburg, Germany, <sup>2</sup>TU München, Germany)**Hochintegriertes Messsystem für TETRA-Versorgungsmessungen im Objekt**

Der Ausbau des deutschen Digitalfunknetzes TETRA (Terrestrial Trunked Radio) für Behörden und Organisationen mit Sicherheitsaufgaben (BOS) führt auch in der hausinternen Kommunikation zu neuen Herausforderungen. Im Einsatzfall muss die nachrichtentechnische Infrastruktur von Objekten von öffentlichem Interesse eine einwandfreie Kommunikation sicherstellen. Nach den Richtlinien der Bundesanstalt für den Digitalfunk der Behörden und Organisationen mit Sicherheitsaufgaben (BDBOS) sind umfangreiche Abnahmemessungen der Anlagen notwendig. Die klassische Aufzeichnung des Received Signal Strength Indicators (RSSI) ist nicht mehr ausreichend, da das digital modulierte Signal aufgrund von Mehrwegeausbreitung oder Gleichkanalstörungen trotz ausreichender Empfangsleistung nicht mehr verwertbar werden kann. Die neuen Anforderungen an die Abnahmemessung benötigen eine leistungsfähige innovative Messtechnik, die sowohl den RSSI, die Modulationsqualität in Form vom Vektorfehler, Zellparameter sowie das Umbuchverhalten erfasst und standortreferenziert aufzeigt. In dieser Arbeit werden Anforderungen an diese Messtechnik herausgearbeitet und anschließend die Realisierung eines Prototyps vorgestellt. Die Gegenüberstellung des Vektorfehlers und des Bitfehlers ermöglicht eine schnelle Schätzung des Signal-Rauschabstandes des empfangenen Signals. Ist die interne funktechnische Versorgung eines Objektes durch das umgebende Funkfeld nicht gewährleistet, ist der Eigentümer des Objekts verpflichtet, eine entsprechende Infrastruktur zur Sicherstellung der Kommunikation zu installieren (BDBOS, 2016). Verschiedene Realisierungsmöglichkeiten wurden hierfür entwickelt. Neben dem Betrieb von autarken Basisstationen, Gleichwellensystemen und Direct-Mode-Operation- (DMO) Anlagen gehört zum präferierten Lösungsvorschlag der BDBOS die Anbindung einer externen Basisstation über einen Trunked-Mode-Operation (TMO) Repeater. Das Downlink-Signal einer angrenzenden Basisstation wird über eine Richtantenne empfangen, kanalselektiv verstärkt und beispielsweise über Schlitzkabel in das Gebäude eingeschleust, umgekehrt wird die gleiche Technik im Uplink angewandt. Bei der Installation und Abnahme eines solchen Systems müssen mehrere Faktoren berücksichtigt werden. Kann die Überlagerung des zeitverzögerten Ausgangssignal des Repeaters mit dem eigentlichen, möglicherweise immer noch empfangbaren Signal der angebotenen Basisstation zur Auslöschung der Modulation führen? Bucht sich ein Mobilgerät im Gebäude aufgrund differierender Feldstärken auf eine andere Basisstation um? Inwieweit können weitere umliegende Basisstation bei Ausfall des Repeaters Redundanz garantieren? In welche Himmelsrichtung muss die Antenne justiert werden, um die anzubindende Basisstation bestmöglich zu empfangen? Die BDBOS schlägt vor, zur Auswahl einer Anbindestation eine Panoramamessung durchzuführen, bei der mit einer Richtantenne in 30-Grad-Schritten auf dem Dach des Objekts das umliegende Feld abgetastet wird. Aufgrund der Messergebnisse ist laut BDBOS die beste Zelle an die Objektversorgung anzubinden. Nach der Installation des Systems wird im Gebäude selbst das Signal bezüglich seiner Bit-Fehler-Rate (Bit-Error-Rate (BER)) und seiner Empfangsleistung bewertet.



**15:30 – 16:10 Uhr: F Wave Propagation and Remote Sensing**

Sitzungsleiter: Dirk Fischer, Markus Peichl

**15:30 – 15:50 Uhr: KH2016-F-06**

Sadiq Ahmed, Madhukar Chandra  
(TU Chemnitz, Germany)

**Design of a Dual Linear Polarization Antenna using CRLH-TL Metamaterials**

Dual linear polarization antennas with low cross polarization have been widely used for synthetic aperture radar and wireless communication applications. This paper presents a novel design of a dual linear polarization single microstrip patch antenna with low cross-polarization discrimination (XPD) and high isolation between two input ports. The proposed design has a very simple antenna structure with rectangular microstrip patch fed by two hybrid orthogonal feeds to construct dual linear polarization at a frequency of 10 GHz. The first feed is a metamaterial line printed on the first substrate coplanar to the microstrip antenna. In addition to its function as a feed line, metamaterial line also works as phase shifter. And the second feed is an aperture coupled microstrip line which is printed on the bottom of the second substrate layer. This work has two main objectives: the first is to generate different values of phase shifts ( $0^\circ$ - $90^\circ$ ) using composite right left transmission line CRLH-TL metamaterial symmetric design in order to investigate the cross-polarization discrimination and isolation between the two ports for a dual linear antenna at the frequency of 10 GHz. It is found that at a phase shift of  $40^\circ$ , the best co-to-cross-polarization discrimination (34 dB) and highest isolation between the two input ports for dual linear antenna (-30 dB) is obtained. This method results in significant improvement in co-to-cross polarization discrimination at the phase shift of  $40^\circ$  in comparison to the conventional design. The simulation, in this regard, reveals an improvement of 7 dB in the four E, H, and  $\pm 45^\circ$  planes. The second objective of this paper, it presents the characteristic and performance of symmetric design of CRLH-TL metamaterial unit cell. Also, to be reported are the effect of phase shift on other characteristics such as gain and bandwidth. The simulations are evaluated using the commercial full-wave simulator, Ansoft High Frequency Structure Simulator HFSS.



**15:50 – 16:10 Uhr: KH2016-F-07**Madhukar Chandra<sup>1</sup>, Tullio Tanzi<sup>2</sup>(<sup>1</sup>TU Chemnitz, Germany, <sup>2</sup>Télécom ParisTech Soc, France)**Propagation Issues Relevant to the Design of a Drone-Borne GPR**

In this paper, we shall address the electromagnetic wave propagation issues that will critically determine the feasibility of a drone-borne ground penetrating radar sensor for humanitarian applications, particularly in the context of disaster management.

Frequency and polarization dependent scattering, attenuation and dispersion of radar signals penetrating into the sub-surface region will determine the applicability of a drone-mounted radar sensor capable of registering radar echoes for observing and monitoring sub-surface features. The functionality of the radar will thus be assessed in dependence of key radar parameters that include the central radar frequency, the modulation depth, and the mode of radar operation (pulsed FM, FM-CW), the antenna type, and the available power-budget.

In the analysis to be presented, the radar equation, together with the aforementioned propagation effects, will be used to simulate the signal strength of radar echoes under different conditions arising from the chosen key-radar parameters and the assumed physical properties of the sub-surface earth medium. The analysis to be presented will indicate whether or not drone-borne ground penetrating radar is a feasible system and if it could be constructed with the technologies available today.

The main challenges addressed in this contribution are the estimation of propagation-loss and wave-dispersion in the sub-surface medium. These features are the key constraints on the performance of a GPR system. In this regard, a realistic range of values of the electrical properties of soil and water volumes will be drawn from open literature. In the area of hardware realization, the key problem will be to have a final radar-unit weighing no more than a few kilograms that can be mounted, powered, and flown on a small copter-type-based carrier (drone) capable of autonomous operation.

The main application of the sought ground-penetrating drone-mounted radar would be to detect not only the sub-surface environment but also to possibly detect human beings buried under debris generated by landslides or the collapse of buildings. Is this mission impossible?



**16:10 – 16:50 Uhr: K Electromagnetics in Biology and Medicine**

Sitzungsleiter: Lars Ole Fichte

**16:10 – 16:30 Uhr: KH2016-K-01**

Nils Kielian, Sebastian Böhmelt, Michael Dudzinski, Marco Rozgic, Lars Ole Fichte, Marcus Stiemer (Helmut-Schmidt-Universität, Hamburg, Germany)

**3D FEM Simulation der Polarisierung und des Transmembranpotentials biologischer Zellen im Radiofrequenzbereich**

Der Stoffwechsel biologischer Zellen kann durch äußere elektrische Felder wesentlich beeinflusst werden. Zum einen wird die Energie des elektrischen Feldes aufgenommen, welche in der Zelle in Wärme umgewandelt wird. Ein Maß für die Absorption der Energie ist die specific absorption rate (SAR). Wird ein bestimmter Schwellwert überschritten, kommt es zur Denaturierung von Proteinen und der Zellstoffwechsel wird beeinträchtigt. Zum anderen wird das Transmembranpotential (TMP) verändert. Das TMP einer nicht befeldeten Zelle entsteht durch eine ungleiche Verteilung von Ionen inner- und außerhalb der Zelle. Dabei spielt das TMP eine wichtige Rolle in der Fähigkeit der zelleigenen pH-Wert Regulierung. Dies geschieht durch aktive und passive Transportmechanismen in der Zellmembran. Wird nun ein elektrisches Feld an die Zelle angelegt, wird die Zellmembran polarisiert, wodurch das TMP geändert wird. Dadurch werden die Transportmechanismen der pH-Wert Regulierung und der damit verbundene Zellstoffwechsel beeinflusst. Das Ziel dieser Arbeit ist die Bestimmung der Polarisierung, des TMPs und der SAR einer Zelle in Abhängigkeit von ihren geometrischen Eigenschaften anhand einer numerischen Simulation. Biologische Zellen besitzen typischer Weise eine sehr dünne und schlecht leitende Zellmembran. Wird die Zelle nun einem äußeren elektrischen Feld ausgesetzt, kommt es zu einer Verschiebung von Ladungsträgern an den Grenzflächen der Zellmembran, wodurch sich ein kapazitives Feld bildet. Der Frequenzbereich dieses Effektes liegt bei 10 kHz - 100 MHz, welcher auch als  $\beta$ -Dispersionsbereich bezeichnet wird. Um die Dynamik der kapazitiven Felder zu beschreiben, wird eine Modellgleichung verwendet, die aus den Maxwellgleichungen im elektroquasistatischen Fall resultiert. Zur Lösung dieser Modellgleichung wird eine numerische Simulation eingesetzt, die auf der Methode der Finiten Elemente (FEM) basiert.

Für die Simulation wird ein vereinfachtes 3D-Zellmodell verwendet, welches auf das Zellinnere, die Zellmembran und die extrazelluläre Elektrolytlösung reduziert ist. Dabei besitzt das Zellinnere einen Radius im Mikrometerbereich, wobei die Zellmembran nur wenige Nanometer dick ist. Dieser Größenunterschied führt zu numerischen Problemen, sodass neben der FEM ein iterativer Gebietszerlegungsalgorithmus zum Einsatz kommt. Dieser erlaubt es, die einzelnen Gebiete separat zu berechnen und über Randbedingungen für das elektrische Feld, die elektrische Fluss- und die elektrische Stromdichte zu koppeln. Prinzipiell, lässt sich die Methode mit beliebigen Geometrien und beliebig vielen Gebieten durchführen, sodass auch komplexere Zellmodelle berechnet werden können als derzeit in der Literatur betrachtet werden.

Mit dem entwickelten Iterationsverfahren konnte der  $\beta$ -Dispersionsverlauf für verschiedene Zellgeometrien qualitativ und quantitativ simuliert werden. Darauf aufbauend, wurden Parameterstudien durchgeführt, wobei die Lage einzelner Zellen verändert, die Außenraumgeometrie des Zellmodells variiert, die Form der Zelle von einer Kugel zu unterschiedlichen Ellipsoiden abgewandelt und die Membrandicke geändert wurden. So konnten das TMP und die SAR der Zellen ermittelt und deren Abhängigkeit von Zell- und Feldeigenschaften dargestellt werden. Weiterhin ist es gelungen, erste Simulationen mit einem idealisierten Zellkern durchzuführen.



**16:30 – 16:50 Uhr: KH2016-K-02**Robert Hollan<sup>1</sup>, Lars Ole Fichte<sup>1</sup>, Claas Hendrik Schlie<sup>1</sup>, Michael Dudzinski<sup>1</sup>, Sebastian Böhmelt<sup>1</sup>, Maxim Goponenko<sup>1</sup>, Holger Beneke<sup>1</sup>, Antje Dietzler<sup>2</sup>, Kerstin Grutza<sup>2</sup>, Thomas Kleine-Ostmann<sup>3</sup>, Thorsten Schrader<sup>3</sup>, Henning Hintzsche<sup>4</sup>, Helga Stopper<sup>4</sup>, Andreas Lamkowski<sup>5</sup>, Michael Abend<sup>5</sup>, Matthias Port<sup>5</sup>, Marcus Stiemer<sup>1</sup><sup>1</sup>Helmut-Schmidt-Universität, Hamburg, Germany; <sup>2</sup>Bundeswehr Institute of Occupational and Environmental Health, Germany; <sup>3</sup>Physikalisch-Technische Bundesanstalt, Germany;<sup>4</sup>Institut für Pharmakologie und Toxikologie, Universität Würzburg, Germany;<sup>5</sup>Institute of Radiobiology, Munich, Germany)**Elektromagnetische Befeldung biologischer Proben in Modenverwirbelungskammern**

Mobile Kommunikationsmittel sind ein wesentlicher Bestandteil des Alltags, ihre Nutzung innerhalb der Informationsgesellschaft wird weiter zunehmen. Eine Vielzahl an Geräten nutzt hierbei elektromagnetische Strahlung unterschiedlicher Frequenzen, insbesondere die Hauptfrequenzbänder zwischen 800 und 2.600 MHz. Dabei ist die Art und Verteilung der alltäglichen individuellen Strahlungsexposition hinsichtlich Intensität, Ausbreitungsrichtung, Polarisierung, Frequenzen und Wellenform volatil. Sie hängt von zahlreichen Faktoren ab und lässt sich allein durch Frequenzspektren und Feldstärken nur unzureichend charakterisieren. Die Intensität der resultierenden elektromagnetischen Exposition in biologischem Gewebe wird basierend auf der thermischen Wirkung anhand der spezifischen Absorptionsrate angegeben (SAR-Wert). Um Auswirkungen bei geringeren Strahlungsintensitäten zu identifizieren, sind Befeldungsexperimente unterhalb der auf die bekannten thermischen Effekte abgestellten Grenzwerte erforderlich. Als Modell zur Identifikation nicht-thermischer Wirkungen nichtionisierender elektromagnetischer Strahlung bieten sich unterschiedliche Zellsysteme an. Hieran kann die Reaktion auf den Stimulus „elektromagnetisches Feld“ über die Genexpression und weitere zelluläre Signalwege bis hin zu biologischen Endpunkten (gegebenenfalls Apoptose und Nekrose) verfolgt werden. Die in-vitro-Befeldung menschlicher Zellkulturen stellt besondere mikrobiologische und elektrotechnische Anforderungen an den Versuchsaufbau. Insbesondere muss der Befeldungsaufbau eine Klimatisierung der Zellosumgebung ermöglichen (Temperatur, Luftfeuchtigkeit, CO<sub>2</sub>-Gehalt), damit elektromagnetische Effekte unabhängig von anderen Umwelteinflüssen studiert werden können. Andererseits dürfen die Vorrichtungen zur Klimatisierung nicht die Feldeigenschaften nachteilig beeinflussen. In diesem Vortrag wird die systematische Entwicklung einer Modenverwirbelungskammer (MVK) dargestellt, mit der menschliche Zellkulturen unter definierten Umweltbedingungen reproduzierbar einem Ensemble elektromagnetischer Wellen ausgesetzt werden. Letzteres ist, wie für MVKs typisch, nur durch seine statistischen Momente beschreibbar. Darin ähnelt die Befeldungssituation einer typischen Alltagsexposition, ist aber darüber hinaus bei geeigneter Einstellung und Kalibrierung der Kammer statistisch reproduzierbar. Die Vereinbarkeit von Klimatisierung und elektromagnetischer Umgebung sowie die Notwendigkeit eines Positioniersystems für den Prüfling (Device-under-test, DUT) im Prüfvolumen bei moderater Kammergröße ist problembehaftet: Die Realisierung wellenabhängiger Mindestabstände des DUTs von Kammerwänden und Antennen sowie die Vermeidung einer ungleichmäßigen Bestrahlung des Prüfvolumens wird vorausgesetzt. Es wurden daher effiziente Bauformen identifiziert und bei Feldstärken zwischen 110 und 290 V/m für diese jeweils die Feldverteilung und -homogenität im Prüfvolumen in Anlehnung an DIN EN 61000-4-21 (VDE 0847-4-21) untersucht. Die Feldbeeinflussung durch das DUT-Positionierungssystem wurde anhand von zwei verschiedenen Konzepten untersucht, deren Bauform variiert und der Materialeinfluss abgeschätzt. Weitere konstruktive Maßnahmen zur Vermeidung einer ungleichmäßigen Bestrahlung von Teilen des Prüfvolumens wurden erprobt und bewertet. Damit die Zellen einer definierten Dosis elektromagnetischer Strahlung ausgesetzt werden können, erfolgte eine Kalibrierung der Kammer anhand der thermischen Strahlungswirkung auf die Zellkulturen. Es wurden Befeldungen zwischen 0 und 4 W/kg durchgeführt. Ferner wurde eine effiziente Ansteuerung des Modenrührers ermittelt, weitere Parameter der gewünschten Befeldung und Messwertaufnahme identifiziert und der Versuchsaufbau weitgehend automatisiert. Zur Erprobung des neuen Systems wurden exemplarisch bei einer Frequenz von 1950 MHz Suspensionszellkulturen befeldet. Dabei erfolgte die Bewertung der biologischen Wirkung der Feldexposition zunächst anhand von Apoptose- und Nekroseraten als Endpunktindikatoren zur Identifizierung kritischer Feldparameterbereiche. Daran konnte gezeigt werden, dass das System nun für systematische Studien, die zelluläre Signalwege detailliert untersuchen, zur Verfügung steht.





**Montag 26. September 2016**

**KH2016 – Tagungsprogramm**

**(Brauerei Keller: Vortragsraum)**





**13:00 – 15:00 Uhr: E.1 Couplings in Cavity Resonators and Mode Stirred Chambers**

Sitzungsleiter: Sergey Tkachenko

**13:00 – 13:20 Uhr: KH2016-E-01**

Sergey Tkachenko, Jürgen Nitsch, Moustafa Raya, Ralf Vick  
(Otto-von-Guericke-University, Magdeburg, Germany)

**High-frequency electromagnetic field coupling with mutually perpendicular transmission lines with geometrical symmetry in rectangular resonators**

Investigation of em coupling to antennas and transmission lines inside resonator-like objects is one of the most challenging task in modern electromagnetic compatibility Numerical methods (like MoM, TLM, etc.) which are usually applied for the solution of this group of problems are applicable for specific cases only and they are computationally intensive. In contrast to that, analytical and semi-analytical methods are applicable on general cases, and allow to make a fast analysis of the problem. Such methods: the Method of Small Antenna, Method of Analytical Regularization for Thin Wire Line and the Method of Symmetrical Lines are developed in our research group during last one and half decade. The first two methods are based on different approximations used in mathematical physics. Unlike them, the third method is exact. As usual in theoretical physics, an exact solution for the system "transmission line in resonator" can be found for a high-symmetrical system where wire and cavity have the same symmetry. For a rectangular resonator the wire is conducted parallelly to four walls of the resonator and connects two opposite walls. This system allows an exact analytical solution by a spatial Fourier transformation for any kind of excitation, including lumped sources (or loads, which can be considered as controlled voltage sources). This method is quite general and was applied to symmetrical wires inside cylinders of general form, including the practically important case of the right circular cylinder. In the present paper we consider the problem of electromagnetic field coupling to mutually perpendicular wires in a rectangular resonator, which can be solved by the Method of Symmetrical Lines described above. The current in the wires again is determined using spatial Fourier series. Due to the symmetry of wires the basic functions (cosines) of the series coincide with the Green's function of the empty cavity, however, for the perpendicular wires these functions are different. The problem can be reduced to a system of linear equations with dimension  $2M_{\max} \times 2M_{\max}$ , where  $M_{\max}$  is a number of eigen-modes of the resonator, which are taken into account. Therefore, it is possible to build an exact fast analytical "solver" for arbitrary excitations (lumped or distributed) for this problem. The loads at the terminals of the line can be introduced as controlled voltage sources. The knowledge of the current can be used to calculate the scattered electromagnetic field inside the resonator. The method yields a good agreement with direct numerical calculations. Using the developed method one can investigate (within a reasonable time) the statistical properties of induced currents and fields for the case of stochastically arranged symmetrical lines in rectangular resonators.



**13:20 – 13:40 Uhr: KH2016-E-02**Stefan Parr<sup>1</sup>, Stephan Chromy<sup>1</sup>, Stefan Dickmann<sup>1</sup>, Martin Schaarschmidt<sup>2</sup>(<sup>1</sup>Helmut Schmidt University Hamburg, Germany, <sup>2</sup>Bundeswehr Research Institute for Protective Technologies and NBC Protection Munster, Germany)**Effects of Aperture Size on Q Factor and Shielding Effectiveness of a Cubic Resonator**

The EMC properties of a cubic metallic shield are affected intensely by its resonances. At the resonant frequencies, the shielding effectiveness (SE) collapses, which results in high field strengths inside the shield. The resonant behavior is mainly determined by its Q factor. In this paper, the effects of aperture size on Q factor and SE of an electric large, cubic shield are analyzed.

The Q factor can be dominated by four different loss mechanisms: losses by currents in the shield's walls, by absorbing materials inside the shield, aperture losses and losses due to antenna measurements inside the shield. Here, the effect of the aperture size on the Q factor is investigated. Therefore a method is developed to extract the Q factor from the resonant behavior in time-domain. The analyzed model is a cubic, metallic shield with a circular aperture. The exciting signal is a pulse modulated sinus at the first resonant frequency of the shield. The corresponding TEM wave is emitted with a log-periodic antenna. The electric field strength inside the shield is measured with a D-DOT sensor. The Q factor is calculated from the time constant of the decaying field inside the shield. It is determined for different aperture sizes and the results are compared with theory.

The aperture size also has an effect on the shielding effectiveness (SE). The electric SE of the resonator model is measured with a Network Analyzer. Hereby, the concept of the transient shielding effectiveness is used. As an interfering signal, the Dirac delta function with a constant spectral density is assumed. The shield model with the D-DOT sensor inside is placed inside a GTEM cell and the S-parameters are measured in the frequency range from 100 MHz to 2 GHz. The electric transient SE is calculated for different aperture sizes. The results show a minimum value, where the field coupling into the shield has its peak. This "worst-case" aperture is approximately at the size of one third of the resonator dimensions.



**13:40 – 14:00 Uhr:** KH2016-E-03

Xiaotang Bi<sup>1</sup>, Miroslav Kotzev<sup>1</sup>, Matthias Kreitlow<sup>2</sup>, Frank Gronwald<sup>1</sup>

(<sup>1</sup>Universität Siegen, Germany, <sup>2</sup>Bundeswehr Research Institute for Protective Technologies and NBC Protection Munster, Germany)

**Circuit simulation of HPEM-induced transient responses at nonlinear loads**

The effects of high power electromagnetic (HPEM) sources on electric and electronic systems have been the subject of many studies during the last decades. The corresponding physical models focus on the formulation and solution of electromagnetic boundary value problems. Most of these models employ linear constitutive equations such that the usual methods of classical electrodynamics can be used for their solution [1, 2]. The presence of electronic elements, however, implies that nonlinear effects may also need to be taken into account. In a recent study, a measurement setup has been proposed which allows providing evidence for nonlinear effects that are due to transient HPEM excitation of a canonical system. Additionally, it was possible to correlate the corresponding measurement to numerical full wave simulations in time domain [3]. It is the aim of this contribution to extend these results by the addition of circuit models and simulation. Circuit analysis does clearly provide advantages for the analysis of nonlinear electric responses with respect to transient excitation in terms of computation speed and physical insight. In the present context one may follow the general strategy to split the circuit modelling into a linear and a nonlinear part. The linear part can be treated by standard methods that relate to the circuit modelling of linear antennas [4]. Here, the required lumped circuit elements can be extracted by usual numerical full wave methods. The modelling of the nonlinear part essentially requires obtaining suitable circuit models of the nonlinear electronic elements that, in the present study, are given by diodes. These models need to take into account parasitic effects at higher frequencies. Combining both linear and nonlinear parts, appropriate circuit models are presented and analyzed by means of a standard SPICE circuit simulator. The results allow to approximately reproduce the previously obtained measurement and full wave simulation results and to provide an improved physical understanding.

[1] K.S.H. Lee (ed.): "EMP Interaction: Principles, Techniques, and Reference Data", revised printing, (Taylor & Francis, Washington D.C., 1995).

[2] F.M. Tesche, M.V. Ianoz, and T. Karlsson: "EMC Analysis Methods and Computational Methods" (John Wiley & Sons, New York 1997).

[3] M. Kotzev, M. Kreitlow, and Frank Gronwald: "Transient Excitation of Nonlinearly Loaded Resonators and Observation of System Responses in Time Domain", to appear in: EMC Europe, Wroclaw, Poland, September 5 - 9, 2016.

[4] C.A. Balanis: "Antenna Theory: Analysis and Design", 3rd ed., (Wiley, New Jersey, 2005).



**14:00 – 14:20 Uhr: KH2016-E-04**Julia Schiffner<sup>1</sup>, Marco Rozgic<sup>2</sup>, Ines Barbary<sup>2</sup>, Michael Dudzinski<sup>2</sup>, Sebastian Böhmelt<sup>2</sup>, Lars Ole Fichte<sup>2</sup>, Marcus Stierner<sup>2</sup>(<sup>1</sup>Heinrich Heine Universität Düsseldorf, Germany, <sup>2</sup>Helmut-Schmidt-Universität Hamburg, Germany)**Untersuchung der statistischen Eigenschaften der Felder in Modenverwirbelungskammern mittels numerischer Simulation**

Elektromagnetische Modenverwirbelungskammern (MVK) werden für unterschiedliche Testverfahren der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) eingesetzt, z.B. Störfestigkeits-, Strahlungs- oder Schirmdämpfungs-Tests. Gegenüber anderen Verfahren (Freifeld, Absorber-Halle) sind MVK-basierte Methoden kostengünstig, da mit weniger Messvariationen alle relevanten Parameter erfasst werden können: Durch Variation des Kammervolumens (hier mittels Modenrührer) entsteht ein Ensemble von (komplexen) elektrischen Feldvektoren mit kartesischen Komponenten, deren Real- und Imaginärteil sich als Realisierungen von Zufallsvariablen auffassen lassen. Sind diese - wie aus theoretischen Betrachtungen im Idealfall folgt - allesamt normalverteilt mit Erwartungswert null und räumlich konstanter, kammerpezifischer Varianz, sind reproduzierbare Tests möglich, die alle relevanten Befeldungsparameter abdecken. Hierbei ist nicht ein einzelner Feldstärkewert reproduzierbar, wohl aber die durch die Verteilung bestimmten Eigenschaften des Ensembles. Allerdings ist unklar, ob die Feldverteilung einer gegebenen Kammer diese Normalverteilungsannahme erfüllt, selbst wenn Sie nach der Norm IEC 61000-4-21 kalibriert wurde. Insbesondere bei kleinen Kammer fehlen noch valide Aussagen über die Feldverteilung und -homogenität im Prüfvolumen. Solche Aussagen wären aus technologischer Sicht wünschenswert, da nach Steigerung der Genauigkeit auch ein Einsatz zur Kalibrierung (miniaturisierter) Antennen möglich wird. Ziel dieser Präsentation ist daher, eine große Datenbasis durch Simulationsrechnungen zu generieren, diese statistisch auszuwerten und so den Einfluss diverser Parameter auf die Kammereffizienz zu bewerten. Zunächst werden Größen definiert, die die Validierung der Wirksamkeit einer MVK ermöglichen. Diese decken die Forderungen der Industrienorm IEC 61000-4-21 ab, gehen aber dahingehend weiter, dass unterschiedliche Kammerkonzepte hinsichtlich ihrer Qualität verglichen werden können. Beispielsweise wird die räumliche Varianz des gemittelten elektrischen Feldes im Prüfvolumen für verschiedene Anzahlen von Stirrpositionen betrachtet. Eine andere Größe ist die Kammergüte, die entscheidend für die maximale E-Feldstärke  $E_{max}(P_0)$  ist, die in der Kammer mit einer bestimmten Leistung  $P_0$  erzielt werden kann. Die Implementierung der Verfahren zur Berechnung dieser Kenndaten erlaubt die Analyse großer Datenmengen und kann sowohl zur Analyse von Simulationsdaten als auch von experimentellen Daten eingesetzt werden. Anschließend wird die Berechnung simulierter Felddaten einer MVK diskutiert. Sowohl eine auf Nédélec-Kantenelementen basierende Finite-Elemente-Formulierung als auch eine Randelementmethode (EFIE) werden verwendet und hinsichtlich ihrer Vor- und Nachteile verglichen. Zunächst konzentriert sich die Analyse auf unbeladene Kammern, beide Ansätze können aber ohne Schwierigkeiten auf den Fall mit Testobjekt erweitert werden. Schließlich wird der Einfluss unterschiedlicher Parameter auf die oben definierten Kenngrößen analysiert. Konkret sollen Erkenntnisse zu folgenden Fragen gewonnen werden:

- Kann in einer kleinen MVK durch günstige Einstellung aller Parameter (Leitfähigkeit, Stirrform und -position, Antenneneigenschaften etc.) erreicht werden, dass Real- und Imaginärteil jeder kartesischen Komponente des elektrischen Feldes stets als Realisierungen einer normalverteilten Zufallsvariable mit Erwartungswert null betrachtet werden können?
- Wo liegt das Optimum bei der Leitfähigkeit des Kammermaterials? Welcher Wert liefert für den jeweiligen Einsatzzweck der Kammer den besten „Trade-off“ zwischen Kammergüte und Feldverteilung im Prüfvolumen?
- Kann anhand des Abklingverhaltens der kumulierten räumlichen Varianzen das Auftreten einer Least Usable Frequency (LUF) nachgewiesen werden?

Ferner wird auch die Bedeutung dieser Fragen für das Funktionieren einer MVK erörtert und der Zusammenhang zu ergodischen Systemen untersucht. Die Wirkung des Auftretens zusätzlichen Rauschens soll ebenfalls diskutiert werden. Die durch Simulation ermittelten Daten sollen im nächsten Schritt mit experimentellen Daten verglichen werden.

**14:20 – 14:40 Uhr: KH2016-E-05**Claas Hendrik Schlie<sup>1</sup>, Michael Dudzinski<sup>1</sup>, Lars Ole Fichte<sup>1</sup>, Stefan Potthast<sup>2</sup>, Frank Sabath<sup>2</sup>, Marcus Stierner<sup>1</sup><sup>1</sup>Helmut Schmidt University Hamburg, Germany,<sup>2</sup>Bundeswehr Research Institute for Protective Technologies and NBC Protection Munster, Germany)**Konstruktive Beeinflussung charakteristischer Größen einer Modenverwirbelungskammer zur klassischen Nutzung und zur Leistungsspektroskopie**

Dieser Vortrag berichtet über ein Forschungsprojekt, dessen Ziel der Aufbau einer Wissensbasis ist, die es erlaubt, den Einfluss einzelner konstruktiver Details einer Modenverwirbelungskammer (MVK) auf ihre Leistungsfähigkeit im jeweils gewünschten Einsatzbereich zu beurteilen. Neben den klassischen Anwendungen, wie Immunitäts-, Emissions- und Schirmdämpfungs-Tests, soll auch ein möglicher Einsatz einer MVK zur Leistungsspektroskopie berücksichtigt werden.

Das Ziel eines MVK-Einsatzes zur Leistungsspektroskopie ist die berührungslose Bestimmung elektrotechnischer Eigenschaften eines unbekanntes Bauteils, wie z.B. Resonanzfrequenzen und zugehörige Dämpfung. Hierzu werden in Abhängigkeit von der Anregungsfrequenz die effektiv absorbierten Wirkleistungen einer leeren Kammer und einer mit einem Prüfling (Device Under Test, DUT) beladenen MVK bestimmt und erstere von letzterer subtrahiert. So kann die in den Prüfling einkoppelnde frequenzabhängige Leistung bestimmt werden. Anderen Messverfahren zur Untersuchung der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) vorgeschaltet, kann dieses Verfahren eine erhebliche Zeit- und Kostenersparnis bewirken, da die nachfolgenden Untersuchungen auf die identifizierten kritischen Frequenzen reduziert werden können.

Generell bieten MVKs eine effiziente und kostengünstige Alternative zu anderen Messverfahren (z.B. mit Absorberhallen): Durch Geometrievariation, die z.B. mit Hilfe eines in der MVK verbauten Stirrers (Modenrührers) erzeugt werden, entstehen elektrische Felder, die im Idealfall im statistischen Mittel bezüglich Feldrichtung und Polarisation gleichverteilt sind. Die Amplitude des gemittelten Feldes ist idealerweise im Testvolumen der Kammer räumlich konstant. Somit ist es nicht erforderlich, Lageparameter des DUTs zu verändern, da die variierten Felder alle kritischen Befeldungsparameter, d.h., insbesondere den „Worst-Case“, enthalten.

Wie gut die Eigenschaften einer idealen Kammer von einer realen Kammer approximiert werden, hängt von den Details ihrer Konstruktion und des Messablaufes ab. Zu diesen Details zählen u.a. das Kammermaterial, Wandeigenschaften, Stirrergeometrie und -aufhängung, seine Betriebsparameter, die verwendeten Antennen, ihre Position und Ausrichtung, die Qualität von HF-Dichtungen und HF-Anschlüssen, etc.

Zur Beurteilung konstruktiver Details bedarf es geeigneter Messgrößen, die die anwendungsspezifische Leistungsfähigkeit einer MVK charakterisieren: Von genereller Bedeutung ist z.B. die Feldhomogenität im Testvolumen, quantifiziert durch die räumliche Varianz über alle Stirrerpositionen gemittelter Felder. Eine weitere charakterisierende Größe ist die elektrische Güte der Kammer (oder alternativ der Kammerkalibrierfaktor). Sie charakterisiert den eingestellten „Trade-off“ zwischen hohen Feldstärken und guten Gleichverteilungseigenschaften der Kammer. Beim Einsatz einer MVK zur Leistungsspektroskopie ist das Signal-Rausch-Verhältnis der auszuwertenden Spektren eine weitere Größe, die die Leistungsfähigkeit der Kammer charakterisiert.

Im Rahmen des dargestellten Projektes werden Messtechniken zur genauen Erfassung dieser Größen entwickelt. Zur Ermittlung der Feldhomogenität wird z.B. ein 3D-Positioniersystem konstruiert, welches es ermöglicht, eine große Anzahl von Positionen zu vermessen, um sowohl statistisch valide Verteilungsaussagen als auch einen Vergleich mit Simulationsergebnissen zu ermöglichen. Da dieses Positionierungssystem nicht zu signifikant unterschiedlichen Feldern führen darf, als in der leeren oder beladenen Kammer auftreten, wurde der Einfluss verschiedener Konzepte (Bauform, verwendete Dielektrika, etc.) durch Leistungsabsorptions- und Feldverteilungsmessungen in der MVK abgeschätzt. Bei der Bauform ist entscheidend, ob die Bauteile des Positioniersystems durch Verschattung einen positiven oder negativen Einfluss auf die E-Feld-Verteilung haben.

In Hinblick auf die Bewertung von MVK-Konzepten zur Leistungsabsorptionsmessung sollen Filter entwickelt werden, die den Rauschanteil identifizieren, damit eine Bewertung konstruktiver Maßnahmen zur Rauschminderung möglich wird. Diese Filter werden ebenfalls zur Signalauswertung verwendet.

**14:40 – 15:00 Uhr: KH2016-E-06**Jens Storjohann, Ines Barbary, Lars Ole Fichte, Marcus Stierner  
(Helmut Schmidt University Hamburg, Germany)**Ein neuer Typ einer Modenverwirbelungskammer**

Modenverwirbelungskammern (im folgenden MVK abgekürzt) dienen als Prüfumgebungen neben Schirmkabinen, GTEM- oder Crawford - Zellen als Prüf- und Testumgebungen für die Durchführung von EMV-Tests. Die wesentlichen Parameter für die Nutzung einer MVK werden dabei von ihrer Geometrie bestimmt. Wesentlich für Modenverwirbelungskammern (MVKs) ist neben der als Hohlraumresonator ausgebildeten Grundstruktur und der Einspeisung von HF-Leistung der „Modenrührer“.

Gebräuchlich sind drehbare Blechstrukturen, die von einem außerhalb der MVK befindlichen Schrittmotor angetrieben werden. Alternativ ist die Verwendung eines sich kontinuierlich drehenden Stirrers oder der Aufbau der Kammer aus sich bewegenden leitfähigen Wänden möglich. Aufgabe des Modenrührers ist die Beeinflussung des in der MVK entstehenden Wellenfeldes, damit ein Untersuchungsobjekt (DUT) bei Drehung des Modenrührers im zeitlichen Mittel möglichst gleichmäßig von allen Richtungen elektromagnetischen Wellen ausgesetzt wird. Von den durch die Auflösung des Schrittmotors bedingt hohen Zahl von Winkelpositionen werden nur die ausgenutzt, die ein zu den anderen Zuständen hinreichend unkorreliertes Wellenfeld bewirken. Der internationalen Norm IEC 61200-4-21 können messtechnische Verfahren entnommen werden, die auf eine hinreichende Unkorreliertheit hindeuten.

Dies legt nahe, als Modenrührer Strukturen einzusetzen, die nur eine kleine Zahl von Zuständen annehmen können, die aber präzise definiert und optimal gewählt sind. In diesem Vortrag wird der Einsatz von klappbaren Blechen (Klappen) beschrieben. Diese drehen sich in Scharnieren, die im gegenwärtigen experimentellen Aufbau an den Seitenwänden verschiebbar befestigt sind. Um für spätere Anwendungen ein Prinzip zu erhalten, das gasdicht gestaltet werden kann, werden die Klappen über magnetische Kupplungen angetrieben. Diese bestehen aus zwei gleichartigen Hälften, die innerhalb und außerhalb der Kammer angeordnet sind. Damit verzichtet man auf Achsendurchführungen, die Leckage sowohl für elektromagnetische Wellen als auch Fluide verursachen können. Die Magnetkupplungen werden durch (im Vergleich zu Schrittmotoren) günstige Stellmotoren betrieben, die extern gesteuert werden und einen vollständig automatisierten Betrieb ermöglichen.

Mit heuristischen Symmetrie-Betrachtungen werden die gewählten Klappenpositionen analysiert. Die heuristischen Argumente werden mit Ergebnissen feldnumerischer Berechnungen verglichen.

## 15:30 – 17:10 Uhr: E.2 Modelling and Evaluation Techniques of Electromagnetic Interference

Sitzungsleiter: Marcus Stiemer

15:30 – 15:50 Uhr: KH2016-E-07

Yury Kuznetsov<sup>1</sup>, Andrey Baev<sup>1</sup>, Michael Haider<sup>2</sup>, Johannes Russer<sup>2</sup>, Peter H. Russer<sup>2</sup>  
(<sup>1</sup>Moscow Aviation Institute, Russia, <sup>2</sup>Technische Universität München, Germany)

### Cyclostationary characterization of electromagnetic interference with spread spectrum clocking

Spread spectrum clocking (SSC) is used for data transmission in modern synchronous digital systems in order to comply with electromagnetic compatibility (EMC) regulations. In a synchronous digital system, a single clock signal is delivered to all subsystems, where actions within each subsystem only occur during the clock periods (Kao and Hsieh, 2009; Kawamoto et al., 2014). Due to the periodic nature of a clock signal, its bandwidth is very narrow. In an ideal rectangular clock signal, in fact all the signal energy is concentrated at a single frequency and the higher order harmonics. Radiated electromagnetic interference (EMI) originating from clock signals therefore also radiates all its energy at a very narrow frequency band. The peak radiation power in such a scenario can easily reach the limits defined by EMC regulations.

When measuring the near-field emissions from the PCB under test, the existence of the spreading spectrum effects need to be taken into account for correct signal processing of the measured time domain data. It is known that data containing emissions reveal the cyclostationary properties of their second-order stochastic characteristics. But in the case of SSC the cyclic frequencies of the correlation functions become dependent on time lag, which in the case of time-continuous functions could be described by a Generalized Almost Cyclostationary model (Russer et al., 2015a, b). But after the uniform discretization the stochastic process could lose the properties of the continuous one. The possible way for overcome this problem is the de-spreading of the clock signal at the preprocessing stage of the algorithm for revealing cyclostationary properties of the measured EMI data.

The comparison of the modeling and measurement results shows the good agreement between the characteristics of the composed model for the SSC signal and corresponding characteristics evaluated from the near-field measurements of the EMI from the Spartan 6 FPGA electronic device. The proposed model can be used for the prediction of spectral characteristic of any measured and approximated frequency modulation function using for the implementation of the SSC. It can be also effectively used for the necessary de-spreading procedure of the measured near-field time domain EMI data.

Kao, Y. H. and Hsieh, Y. B.: A Low-Power and High-Precision Spread Spectrum Clock Generator for Serial Advanced Technology Attachment Applications Using Two-Point Modulation, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 51, 245-254, doi:10.1109/TEMC.2008.2012115, 2009.

Kawamoto, T., Suzuki, M., and Noto, T.: 1.9-ps Jitter, 10.0-dBm-EMI Reduction Spread-Spectrum Clock Generator With Autocalibration VCO Technique for Serial-ATA Application, *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, 22, 1118-1126, doi:10.1109/TVLSI.2013.2257901, 2014.

Russer, J. A., Russer, P., Konovalyuk, M., Gorbunova, A., Baev, A., and Kuznetsov, Y.: Analysis of Cyclostationary Stochastic Electromagnetic Fields, in: *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, 2015, pp. 1452-1455, IEEE, 2015a.

Russer, J. A., Russer, P., Konovalyuky, M., Gorbunova, A., Baev, A., and Kuznetsov, Y.: Near-Field Propagation of Cyclostationary Stochastic Electromagnetic Fields, in: *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, 2015, pp. 1456-1459, IEEE, 2015b.





**15:50 – 16:10 Uhr:** KH2016-E-08

Karsten Wiedmann, Tobias Weber

(University of Rostock, Germany)

**Optimising the Wireless Power Transfer over MIMO Channels**

In wireless power transfer systems, the efficiency of the power transfer is an important figure of merit. In order to optimize and/or assess wireless power transfer systems, the maximum transfer efficiency of a given channel has to be investigated. This gives rise to an optimization problem since the maximum power transfer efficiency and the maximum achieving stimulus, i.e. the source and load matching, are not a-priori known in general.

In this contribution, the optimization problem is solved for general MIMO channels in closed form. In more detail, the MIMO channel is modelled as a multiport and the power transfer efficiency is defined as the ratio of the dissipated power in the load at the receiver over the total transmitted power at the transmitter side. The obtained ratio is then transformed to a Rayleigh quotient using network theory. Solving the corresponding generalized eigenvalue problem yields both the extreme values of the Rayleigh quotient and the stimuli that achieve these extrema. As will be discussed, the different solutions correspond to the power transfer over the MIMO channel in different directions.

The multiport used to model the MIMO channel is assumed to be passive and linear but no further assumptions are necessary. The discussed method can be applied for both nearfield and farfield scenarios. Furthermore, input reflections at the ports and antenna couplings at the antenna arrays can be explicitly taken into consideration, which is in contrast to optimization strategies that describe the MIMO channel by means of an unidirectional channel model. The aforementioned benefits reveal the generality of the new approach.

In this contribution, the proposed method will be applied to the analysis of different MIMO channels, e.g. SIMO, MISO, 2x2-MIMO, in order to demonstrate the method. As will be shown, the analysis is simplified significantly if the multiport features certain properties, e.g., symmetry. Thanks to the reduced complexity, basic insights in the wireless power transfer over MIMO channels can be gained.



16:10 – 16:30 Uhr: KH2016-E-09

Juergen Nitsch<sup>1</sup>, Sergey Tkachenko<sup>1</sup>, Ronald Rambousky<sup>2</sup>, Martin Schaarschmidt<sup>2</sup>  
(<sup>1</sup>Otto-von-Guericke-University, Magdeburg, Germany, <sup>2</sup>Helmut Schmidt University Hamburg, Germany)  
**Singularity Expansion Method for Thin Wires in the Transmission-Line Super Theory**

There are several different methods to calculate the complex natural frequencies of a straight wire or scatterer. A newer and clearer representation one can find in [1]. Up to now, the most exact method is the numerical solution of the integral equation for the current along the conductor. Since this solution procedure is quite complicated many other approximations have been developed and applied in the past. One of these newer procedures has been published in [2]. The essential point of the Singularity Expansion Method (SEM) analysis for conductors, antennas, and scatterers is that the induced current on the structure in the frequency region can be represented as sum of expressions which contain the natural frequencies and modes of the structure. This is similar to the representation of the response behaviour of a conventional circuit in a pole-residue analysis. In [3] a numerical analysis of the Pocklington integro-differential equation for a straight wire shows that - similar to a spherical antenna - complex natural frequencies occur in layers, arranged with increasing imaginary parts ( $j\omega$ ) of the frequencies. The presented investigations in this paper are new and quite different from known papers. The research is extended to non-uniform radiating conductors and follows as far as possible an analytical treatment. The first calculation of the SEM poles uses the known matricant for the given conductor configuration. With the aid of the matricant the current and potential are expressed along the conductor. In this equation the chosen boundary conditions have to be inserted and the resulting equations rewritten to a new matrix equation only for the current at the beginning and at the end of the conductor. The condition that this new matrix equation has non-trivial solutions requires that the determinant of the corresponding matrix vanishes. This equation relates matricant elements and its solution results in the wanted poles. For low frequencies this equation represents the known pole representation of classical transmission-line theory. A second method to obtain the poles uses the generalized definition of reflection coefficients for forward and backward running waves along the inhomogeneous conductors, again in terms of the matricant elements [4]. The essential aspect here is that the current can be written in terms of the known reflection coefficients with a denominator which contains zeros for certain frequencies, the wanted SEM poles. To find these poles a perturbation calculation is applied. Finally, numerical calculations and experimental results for simple line configurations complete the theoretical analysis.

#### References

- [1] Tesche, F.M., D.V. Giri, "On the Natural Oscillation Frequencies of a Straight Wire", IN 621, 2011
- [2] Myers, J.M., S.S. Sandler, and T.T. Wu, "Electromagnetic Resonances in a Straight Wire", IEEE Trans AP, vol.59, No. 1, Jan. 2011
- [3] Tesche, F.M., "On the Analysis of Scattering and Antenna Problems Using the Singularity Expansion Technique", IEEE Trans on AP, vol. AP-21, pp. 53-62, Jan. 1973
- [4] Nitsch, J., Rambousky, R., Tkachenko, S., "Introduction of Reflection and Transmission Coefficients for Non-Uniform Radiating Transmission Lines", IEEE Trans. on EMC, 2015, Vol. 57, pp. 1705-1713



**16:30 – 16:50 Uhr: KH2016-E-10**

Sven Fisahn, Sebastian Koj, Heyno Garbe

(Leibnitz Universität Hannover, Germany)

**Estimating the Reliability of Real Systems Against Electromagnetic Interferences**

Modern electronic systems are of particular importance to many aspects of our daily live such as security, medicine, economy, traffic, communication or armed forces. Since civil as well as military systems are composed of many interconnected electronic components and subsystems, they must be highly reliable against various types of electromagnetic interferences in order to avoid malfunctions. Especially if the functionality of such a system is critical to security, a malfunction could lead to unexpected consequences. Thus, the knowledge of the reliability of electronic systems against electromagnetic interferences is of a great interest. Due to the complexity of an electronic systems with many individual components and interconnections, it is almost impossible to solve this problem analytically as a whole. Furthermore, the enclosure of the overall system as well as the possible existing enclosures or housings of individual subsystems also have to be taken into account, which does not simplify the overall problem. One approach to deal with this problem is the application of the zone concept in order to analyze and estimate the reliability of a given system. The formal description of the zone concept is called electromagnetic topology (EMT) [1]. In a first step, the problem is described qualitatively. Therefore, the space occupied by the system is divided into individual volumes which are surrounded by surfaces. The interactions between these volumes are described by an interaction graph (interaction sequence diagram). In a second step, the graph can be transferred into a general matrix equation, which is a form of the Baum-Liu-Tesche (BLT) equation. Since this methodology is very powerful and suited for the analysis as well as for the design of complex electronic systems, it is sufficient in most cases to use only the qualitative description (volume/surface topology and related interaction graph) in order to estimate the reliability of an electronic system against electromagnetic interferences (EMI).

In this contribution, the estimation of the reliability of real electronic systems against intentional electromagnetic interferences (IEMI) will be presented by means of a generic microcontroller board within an enclosure. Therefore, the principles of the EMT like the volume/surface topology and interaction graph will be treated first. Secondly, the topological description for the system will be derived and discussed in detail. After this, the reliability of the system will be estimated for different IEMI threats like the nuclear electromagnetic pulse (NEMP) and ultra-wideband (UWB) impulses as well as high power microwaves (HPM). Additionally, measurements will be carried out in order to verify the estimated reliability mentioned above respectively to work out and discuss the limitations of the described estimation method.



**16:50 – 17:10 Uhr: KH2016-E-11**Ines Barbary<sup>1</sup>, Reiner Pape<sup>2</sup>, Sebastian Lange<sup>3</sup>, Thomas Kleine-Ostmann<sup>2</sup>, Lars Ole Fichte<sup>1</sup>, Thorsten Schrader<sup>2</sup>, Martin Schaarschmidt<sup>3</sup>, Marcus Stiemer<sup>1</sup><sup>1</sup>Helmut-Schmidt-Universität Hamburg, Germany, <sup>2</sup>Physikalisch-Technische Bundesanstalt, Germany, <sup>3</sup>Bundeswehr Research Institute for Protective Technologies and NBC Protection Munster, Germany)**Simulationsbasierte Bewertung der Qualität von EMV-Testumgebungen**

Verfahren zur Untersuchung der EMV (Elektro-Magnetische Verträglichkeit) stützen sich auf Testumgebungen, die die Möglichkeit bieten, ein DUT (Device Under Test) elektromagnetischen Feldern mit bekannten Eigenschaften auszusetzen. Dabei soll das DUT das Feld möglichst wenig beeinflussen. Unterschiedliche Testumgebungen können verwendet werden, wie z. B. OATS (Open Area Test Site), Absorberräume (Semi- oder Full-Anechoic Chamber) oder Modenverwirbelungskammern (MVK). Hinsichtlich der Genauigkeit ist das OATS die maßgebliche Referenz für EMV-Messungen. Ein OATS, für das nachgewiesen wurde, dass es die Eigenschaften eines halben Freiraumes, der von einem perfekt leitfähigen Boden begrenzt wird, (Norm CISPR 16-1-5) sehr gut annähert, kann zur Kalibrierung anderer OATS oder Absorberräume verwendet werden.

Jedoch weist ein OATS mehrere Nachteile auf: Tatsächlich können Wetteränderungen, umgebende elektromagnetische Felder, Reflexionen an Masten etc. Messungen auf einem Freifeld beeinflussen. Wenn ein OATS als Referenz benutzt wird, um weitere Testumgebungen oder Antennen zu kalibrieren, werden Fehler aufgrund dieser Einflüsse fortgepflanzt.

Das Ziel dieser Arbeit ist, mit Hilfe einer Computersimulation (Computerprogramm Protheus, Multilevel Fast Multipole Methode) alle Effekte, die Messungen auf einem Freifeld stören könnten, einzeln zu modellieren und ihre Einflüsse zu quantifizieren. Eine Antennen- oder EMV-Testumgebungs-Kalibrierung, die im Sinne der Norm CISPR 16-1-5 ausreichend genau ist, erfordert, dass die Summe aller Effekte, die die Einfügungsdämpfung (Kehrwert des Betrags des S-Parameters  $S_{21}$  in dB) zwischen zwei Dipolantennen auf einem Freifeld für Frequenzen zwischen 30 und 1000 MHz beeinflussen könnten, bei horizontaler Dipolpolarisation unterhalb 0,7 dB und bei vertikaler Polarisation unter 1,2 dB liegt.

Dazu wird eine Übertragungsstrecke zwischen zwei resonanten Dipolantennen im Abstand von 10 m auf einem realen Freifeld für 24 vorgegebene Frequenzen zwischen 30 und 1000 MHz studiert. Die Höhe der Antennen wird entsprechend der Norm CISPR 16-1-5 eingestellt. Die Dipollänge wird mit Hilfe verschiedener Computerprogramme berechnet. Hierbei zeigen sich programmabhängig deutliche Unterschiede. Wird anschließend mit dem gleichen Programm die Einfügungsdämpfung berechnet, entstehen oftmals wieder sehr ähnliche Resultate. Dies stützt die Hypothese, dass die Einfügungsdämpfungen der zur Beurteilung des Freifeldes laut Norm zu untersuchenden Übertragungsstrecken insofern stabil ist, dass sie mit geometrisch unterschiedlichen Antennen gemessen werden kann, solange die Resonanzfrequenz übereinstimmt. Hierdurch wird das Vorgehen gemäß Norm gerechtfertigt.

Die Stabilität dieser Einfügungsdämpfungen bei Variation weiterer Parameter wird ebenfalls bewertet: Geringe Fehler in der Polarisationssebene (bis  $\pm 5$  Grad), im Abstand zwischen den Dipolantennen (bis  $\pm 4$  cm) und in den Längen der Dipolantennen (bis  $\pm 4$  mm) haben keinen signifikanten Einfluss. Einen größeren Einfluss auf die zu bestimmenden Einfügungsdämpfungen (bis  $\pm 4$  dB) zeigen Form, Material und insbesondere der Abstand der Antennen zu nahen Objekten (Masten, Baluns etc.). Außerdem zeigt der Rand eines endlichen Freifeldes einen Einfluss bis  $\pm 0,5$  dB für niedrige Frequenzen (30 bis 40 MHz) bei vertikaler Polarisation. Unter Berücksichtigung der numerischen Genauigkeit der Simulation konnte mit den hier entwickelten Methoden insbesondere gezeigt werden, dass ein exemplarisch untersuchtes Freifeldmodell nicht das Kriterium der Norm erfüllt. Ein Vergleich mit Messungen wird folgen.

Volatile Effekte (Wetter, umgebende elektromagnetische Felder etc.) sollen zukünftig in der Simulation berücksichtigt werden. Die Simulation soll so als Werkzeug zur Bewertung geplanter oder existierender EMV-Testumgebungen nutzbar gemacht werden.



**Dienstag 27. September 2016**

**KH2016 – Tagungsprogramm**

**(Bürgersaal)**





**09:00 – 09:50 Uhr: Young Scientist Award**

Sitzungsleiter: Madhukar Chandra

**09:00 – 09:25 Uhr: KH2016-YSA-B-01**

Yves Hackl<sup>1</sup>, Peter Scholz<sup>1</sup>, Wolfgang Ackermann<sup>2</sup>, Thomas Weiland<sup>2</sup>

(<sup>1</sup>PHOENIX CONTACT Electronics GmbH, Germany; <sup>2</sup>Technische Universität Darmstadt, Germany)

**Die MagPEEC-Methode in der Magnetoquasistatik**

Die vorgestellte Arbeit beschäftigt sich mit der effizienten numerischen Modellierung magnetischer, passiver Bauteile. Praktische Beispiele sind Drosseln oder Transformatoren, welche in unterschiedlichen Bauformen und Leistungsklassen in der heutigen Elektronik eingesetzt werden.

Dafür wird die klassische PEEC-Methode um die Berücksichtigung magnetischer Materialien auf Basis einer Oberflächenintegraldarstellung des Magnetisierungsstroms erweitert. Die klassische PEEC-Methode basiert auf Arbeiten von Albert Ruehli aus den frühen 1970er Jahren und wurde in den vergangenen Jahrzehnten hinsichtlich verschiedener Aspekte stetig weiterentwickelt. Darunter fällt unter anderem die Erweiterung um eine Formulierung für nicht-orthogonale Gitterstrukturen und dielektrische Materialien. In den letzten Jahren stieg jedoch die Anzahl der Veröffentlichungen hinsichtlich einer Kopplung der klassischen PEEC-Methode mit magnetischen Materialien, in denen unterschiedliche Ansätze verfolgt wurden. In der vorgestellten Arbeit wird basierend auf dem Ansatz einer zusätzlich diskretisierten Oberflächenintegralgleichung an den magnetischen Materialien eingegangen und einzelne neue Aspekte herausgearbeitet. Die entwickelte Methode wird MagPEEC-Methode genannt und diese wird in zwei unterschiedlichen Formulierungen vorgestellt. Es ergibt sich eine direkt aus den gekoppelten Integralgleichungen hergeleitete Darstellung, welche die Basis der eingeführten Methode bildet. Bei der Nutzung dieser Formulierung ergeben sich jedoch wohlbekannte Auslöschungsfehler bei mehrfach zusammenhängenden Gebieten, welche durch die zweite vorgestellte Formulierung umgangen werden. Simulationsergebnisse beider Formulierungen -- die Grundsätzliche und die speziell für mehrfach geschlossene Gebiete -- werden anhand eines praktisch relevanten Beispiels einer stromkompensierten Drossel mit Messergebnissen verglichen. Die Geometrie der Drossel entspricht einem Ringkern aus magnetischem Material, welcher mit zwei gleichsinnig gewickelten Spulen durchsetzt ist. Sind die Wicklungen parallel geschaltet, ergibt sich innerhalb des Ringkerns eine hohe magnetische Flussdichte, wodurch sich der Betrag der Torimpedanz der Parallelschaltung der Spulen erhöht. Diese Betriebsart wird als Gleichtaktbetrieb bezeichnet, wohingegen im Gegentaktbetrieb die beiden Wicklungen in Reihe geschaltet sind, sich die magnetische Flussdichte innerhalb des Kerns nahezu aufhebt und sich der Betrag der Torimpedanz verringert. Diese beiden beschriebenen Betriebsarten der stromkompensierten Drossel ergeben unabhängig voneinander zwei passende Beispiele für die Untersuchung der beiden Formulierungen der vorgestellten MagPEEC-Methode, woran die Simulationsergebnisse mit Messergebnissen verglichen werden können.

Die vorgestellte Arbeit beginnt mit der Wiederholung der grundlegenden Integralgleichungen der klassischen PEEC-Methode, wonach eine Herleitung der aus der magnetoquasistatischen Approximation resultierenden Oberflächendarstellung an magnetischen Materialien folgt. Im Anschluss ist auf Basis der gekoppelten Formulierung die neu eingeführte numerische Methode vorgestellt. Dazu werden die aus der Elektrodynamik resultierenden Gleichungen mittels der Galerkin-Methode diskretisiert und auf aus der Literatur bekannte numerische Auslöschungsfehler aufmerksam gemacht, wodurch sich eine weitere Formulierung der Methode erschließt. Beide Formulierungen werden anhand eines praktisch relevanten Beispiels einer stromkompensierten Drossel gegenüber Messergebnissen evaluiert, wobei die Übereinstimmungen im Rahmen der Fertigungstoleranzen liegen.





**09:25 – 09:50 Uhr:** KH2016-YSA-B-02

Philipp Jorkowski, Rolf Schuhmann

(Technische Universität Berlin, Germany)

**Higher order sensitivity analysis of periodic 3D eigenvalue problems for electromagnetic field calculations**

An algorithm to perform a higher order sensitivity analysis for electromagnetic eigenvalue problems is presented. The basic idea follows standard perturbation theory for eigenvalues (Nelson, AIAA Journal Vol.14, No. 9, 1976) and extends the calculation of eigenvector and eigenvalue derivatives for large matrices in the context of electromagnetic field simulation. By computing the eigenvalue and eigenvector derivatives, the Brillouin Diagram for periodic structures can be calculated. The discrete model is described using the Finite Integration Technique (FIT) with periodic boundaries. Therefore, the discretization method (FIT) and the formulation of the electromagnetic eigenvalue problem with periodic boundaries are shortly reviewed. A sensitivity analysis will be performed with respect to the phase shift between the periodic boundaries. From the first order and higher order derivatives of the eigenvalues with respect to the phase angle an approximation of the dispersion curve can be derived. This requires to solve the basic eigenvalue problem (EVP) only once, at a given expansion point, and additionally a small number of linear systems with a constant matrix. We show the basic principle to calculate the higher derivatives, by starting with the first order and applying this derivative for higher orders. These formulas for the eigenvalue and eigenvector derivative require knowledge of the matrix derivatives, which will shortly be discussed. In our case, the analytical derivative of the matrix is available. Additionally, the EVP will be extended, to obtain a full rank matrix, which is required for our algorithm. For validation, we perform a simulation of a realistic 3D model with periodic boundaries. Therefore a reference is calculated by solving multiple eigenvalue problems in a classical parameter sweep. Furthermore, the eigenvalue derivatives are compared to reference values using finite difference (FD) formulas. We discuss the numerical effort and some implementation issues of the method. Our simulation results show a good agreement to the references.





**13:00 – 14:40 Uhr: Young Scientist Award**

Sitzungsleiter: Madhukar Chandra

**13:00 – 13:25 Uhr: KH2016-YSA-C-03**

Harry Weber, Wolfgang Mathis  
(Leibniz Universität Hannover, Germany)

**Eine selbstkonsistente Carleman Linearisierung zur Analyse von Oszillatoren**

Die Analyse nichtlinearer dynamischer Schaltungen ist bis heute eine herausfordernde Aufgabe, da nur selten analytische Lösungen angegeben werden können. Daher wurden eine Vielzahl von Methoden entwickelt, um eine qualitative oder quantitative Näherung für die Lösungen der Netzwerkgleichung zu erhalten. Oftmals wird beispielsweise eine Kleinsignalanalyse mit Hilfe einer Taylorreihe in einem Arbeitspunkt durchgeführt, die nach den Gliedern erster Ordnung abgebrochen wird. Allerdings ist diese Linearisierung nur in der Nähe des stabilen Arbeitspunktes für hyperbolische Systeme gültig. Besonders für die Analyse des dynamischen Verhaltens von Oszillatoren treten jedoch nicht-hyperbolische Systeme auf, sodass nach dem Theorem von Hartman und Grobman das lineare System nicht zur Beschreibung in der Nähe des Arbeitspunktes verwendet werden kann.

Eine weitere Möglichkeit, ein nichtlineares Gleichungssystem in ein lineares System zu überführen, bietet die Carleman Linearisierung. Carleman zeigte, dass gewöhnliche nichtlineare Differentialgleichungen mit polynomiellen Nichtlinearitäten in ein unendliches System von linearen Differentialgleichungen überführt werden kann. Wird das unendlichdimensionale Gleichungssystem für numerische Zwecke nach einer vorgegebenen Dimension abgebrochen, kann bei Oszillatoren der Übergang in eine stationäre Schwingung (Grenzzyklus) nicht wiedergegeben werden.

In diesem Beitrag wird eine selbstkonsistente Carleman Linearisierung zur Untersuchung von Oszillatoren vorgestellt, die auch dann anwendbar ist, wenn die Nichtlinearitäten keinen Polynomen entsprechen. Hierzu wird die in der Physik bekannte Methode von Kerner verwendet, die eine äquivalente Transformation zwischen nichtlinearen und polynomiellen Differentialgleichungen ermöglicht. Dabei wird allerdings die Dimension des Gleichungssystems erhöht.

Anstelle einer linearen Näherung um einen Arbeitspunkt, erfolgt mit Hilfe der selbstkonsistenten Carleman Linearisierung eine Approximation auf einem vorgegebenen Gebiet. Da es jedoch mit der selbstkonsistenten Technik nicht möglich ist, das stationäre Verhalten von Oszillatoren zu beschreiben, wird die Berechnung einer Poincaré-Abbildung durchgeführt. Mit dieser ist eine anschließende Analyse des Oszillators möglich, wie beispielsweise die Berechnung der Amplitude der Oszillation. Der vorgestellte Ablauf wird abschließend anhand eines Anwendungsbeispiels illustriert und die Ergebnisse mit einer Simulation in Spectre Cadence verglichen.







**13:25 – 13:50 Uhr:** KH2016-YSA-F-04

Muriel Pinheiro, Andreas Reigber, Alberto Moreira

(German Aerospace Center (DLR), Germany)

**Large-baseline InSAR for precise topographic mapping: a dual-baseline framework for TanDEM-X interferometric data**

The global Digital Elevation Model (DEM) resulting from the TanDEM-X mission provides information about the world topography with outstanding precision. In fact, performance analysis carried out with the already available data have shown that the global product is well within the requirements of 10 m absolute vertical accuracy and 2 m relative vertical accuracy for flat to moderate terrain. The mission's science phase took place from October 2014 to December 2015. During this phase, bistatic acquisitions with across-track separation between the two satellites up to 3.6 km at the Equator were commanded. Since the relative vertical accuracy of InSAR derived elevation models is, in principle, inversely proportional to the system baseline, the TanDEM-X science phase opened the doors for the generation of elevation models with improved quality with respect to the standard product. However, the interferometric processing of the large-baseline data is troublesome due to the increased baseline and volume decorrelations and very high frequency of the phase variations. Hence, in order to fully profit from the increased baseline, more sophisticated algorithms for the interferometric processing, and, in particular, for the phase unwrapping have to be considered. This paper proposes a novel dual-baseline framework for the unwrapping of the large-baseline interferograms. The approach is based on a region-growing solution and aggregates the dual-baseline redundancy to the spatial growing of unwrapped regions. In this way, it can benefit from both the dual-channel and the contextual information in an efficient manner. Results from an experiment consisting of two large-baseline datasets acquired during the TanDEM-X science phase are discussed, validating the proposed phase unwrapping methodology. In order to further increase the retrieved level of details, the experimental DEM is constructed on a 6 m x 6 m, i.e., it contains 4 times more samples than the standard TanDEM-X product. The comparison of the derived DEM with an available airborne laser reference corroborates the increased quality obtained with the large-baseline data.



13:50 – 14:15 Uhr: KH2016-YSA-F-05

Bessem Baccouche<sup>1</sup>, Patrick Agostini<sup>1</sup>, Falco Schneider<sup>1</sup>, Wolfgang Sauer-Greff<sup>2</sup>, Ralph Urbansky<sup>2</sup>, Fabian Friederich<sup>1</sup>

(<sup>1</sup>Fraunhofer Institute for Physical Measurement Techniques, Germany, <sup>2</sup>University of Kaiserslautern, Germany)

### **A Modified Range Migration Algorithm for Near-Field 3D Terahertz Imaging with Sparse Multistatic Line Arrays**

The use of the effective aperture of sparse multistatic transmit/receive-arrays (Tx/Rx-array) reduces the number of required transmitters and receivers and preserves the array's imaging quality. This approach is widely used in the fields of radar and ultrasonic imaging. In the field of terahertz imaging there is a growing interest for this approach. Sparse multistatic Tx/Rx-arrays in combination with digital beam forming (DBF) techniques offer an optimal approach to reduce costs, hardware complexity and the required measurement time of the system. In order to achieve a real-time operation computational efficient DBF algorithms are mandatory.

The range migration algorithm (RMA) guarantees a high computing efficiency, since its mainly implemented using Fast Fourier Transforms (FFT). This is widely used for synthetic aperture radar (SAR) imaging and is established for monostatic and bistatic configurations. Existing RMAs are not directly applicable in the case of sparse arrays. In our contribution we use the effective aperture of a sparse line multistatic (Tx/Rx-array) to derivate a modified RMA for 3D imaging in the array's near-field. A 2D sampling schema is generated using the array's aperture in combination with a synthetic aperture generated by the movement of the object under test. A stepped frequency continuous-wave (SFCW) waveform is used for range focusing. 3D image reconstruction from simulated data with the novel algorithm shows a good agreement with the so called backprojection (BP) algorithm with a computational saving in the order of  $O(N^2)$  for an image with  $N^3$  pixels.

Furthermore the reconstruction of a glass fiber reinforced plastic (GFRP) sample with pre-built defects from measurements using an imaging system with 12 transmitters and 12 receivers and a SFCW waveform with a modulation bandwidth of 35 GHz from 75 GHz to 110 GHz shows that using the modified RMA, we can achieve the same defect detection rate as the BP algorithm.

**14:15 – 14:40 Uhr: KH2016-YSA-G-06**Daria Kotova<sup>1,2</sup>, Maxim Klimenko<sup>1</sup>, Vladimir Klimenko<sup>1</sup>, Fedor Bessarab<sup>1,2</sup>, Yuriy Korenkov,  
Veniamin Zakharov<sup>2</sup>(<sup>1</sup>WD IZMIRAN, Russia, <sup>2</sup>I. Kant BFU, Russia)**Influence of ionospheric response to stratospheric warming on HF radio wave propagation**

Understanding the relation between the lower atmosphere and thermosphere/ionosphere system through mesosphere is a very important scientific objective for knowledge of upper atmosphere physics and forecast of the ionosphere and HF radio wave propagation. We present the results obtained by joint using two models: HF radio wave propagation model and the Global Self-consistent Model of the Thermosphere, Ionosphere and Protonosphere. The GSM TIP was developed in WD IZMIRAN. The numerical model of radio wave propagation with different carrier frequencies based on geometric optics approximation. In this model the solution of the eikonal equation for each of the two normal modes is reduced using the method of characteristics to the integration of the six ray path equation system for the coordinates and momentum. All model equations of this system are solved in spherical geomagnetic coordinate system by the Runge-Kutta method. We obtained the model simulation results of various HF radio ray-traces in three-dimensional inhomogeneous ionosphere during a major Sudden Stratospheric Warming (SSW), which took place on January 23-27, 2009. This event was very strong and long-lasting. This period was characterized by low solar ( $F_{10.7} \sim 70$ ) and geomagnetic ( $K_p < 3$ ) activity. The SSW effects were simulated with different low boundary conditions at the height of 80 km in the GSM TIP model: (1) by setting the stationary perturbations  $s = 1$  of the temperature and density at high latitudes; (2) by setting the global distribution of the neutral atmosphere parameters, calculated in the different atmosphere models. It is shown that the selected low boundary conditions don't allow fully reproduce the observed variation in the ionospheric parameters during SSW 2009 event. Further, using the observational data of the vertical plasma drift velocity obtained by Jicamarca ISR, we set in the GSM TIP model the additional electric potential that allowed to reproduce the zonal electric field ( $E \times B$  vertical plasma drift) and observed SSW effects in the low-latitude ionosphere. The change in zonal electric field is key mechanism driving the ionospheric response at low latitudes, but our model results don't completely reproduce the variability in zonal electric fields at low latitudes. The model calculation results show that during SSW event there has been a drop in radio ray-paths of the electron density in the northern crest of the equatorial anomaly, which affected the increase in the number of radio waves, leaving the ionosphere. 2009 SSW event was led to the deterioration of the radio communication at the trough region of the equatorial ionization anomaly. During SSW the calculation results have revealed a slight increased attenuation (5%), primarily due to the changes in the composition of the neutral thermosphere during warming. A comparison of the ordinary and extraordinary modes of HF radio ray paths were done. The reflection of extraordinary wave mode happens at lower altitudes with great attenuation. There is a decline of the electron density at the time of SSW and leaving the ionosphere of the ordinary wave mode.



**15:10 – 17:10 Uhr: Gemeinsame Sitzung:  
C Radio Communication Systems and Signal Processing und  
D Electronics and Photonics**

Sitzungsleiter: Dirk Killat und Wolfgang Sauer-Greff

**15:10 – 15:30 Uhr: KH2016-C-20**

Johannes Wagner, Maurits Ortmanns  
(University of Ulm, Germany)

**Designing CT Sigma-Delta Modulators using [www.sigma-delta.de](http://www.sigma-delta.de)**

Continuous-time (CT) Sigma-Delta modulators are the state-of-the-art for many different fields of application as they show a high performance and offer inherent filtering capabilities. Current design methods show several limitations. Classically, a discrete-time (DT) Sigma-Delta modulator is designed at first and afterwards transformed to its continuous-time (CT) counterpart. Also table based approaches are used or already existing designs are modified. Non-ideal behavior, however, can not easily be addressed. The experience and the hereby necessary demanding knowledge about filter structures and transformations have a huge influence on the result.

In order to make the design process easier and at the same time faster, the freely available automated design tool [www.sigma-delta.de](http://www.sigma-delta.de) can be utilized. It relies on a heuristic search based on a genetic algorithm. The parallel implementation on a GPU allows very short calculation times in the range of seconds. This allows an iterative design process. The user interface is realized in a platform independent way with web-technologies.

Currently, the design tool supports Sigma-Delta modulators up to fourth order. It is possible to consider finite GBW and finite DC gain during the optimization process and compensate for them. The internal swings can be limited as well. Different combinations of feedback and feed-forward paths are just as possible as the inclusion of local resonators and proportional paths of the integrators. Furthermore, every DAC in the feedback paths supports individual waveforms, a loop delay and the coupling type to the respective integrator. In this way it is possible to realize different excess-loop-delay (ELD) compensation techniques. Additionally, for the STF, a constraint mask can be set and the tool optimizes the coefficients for it while maximizing the SNR and taking the other constraints into account. This feature again separates the tool from the state-of-the-art. The optimization result presented by the tool consists of the SNR, internal swings, spectrum, STF and the filter coefficients.



**15:30 – 15:50 Uhr: KH2016-C-21**Marco Mader, Jochen Briem, Markus Groezing, Manfred Berroth  
(University of Stuttgart, Germany)**Development of a Highly Linear Operational Transconductance Amplifier for a High-Q Bandpass Filter in a 130 nm CMOS Technology**

This paper presents a highly linear, fully differential operational transconductance amplifier (OTA) in a 130 nm CMOS technology for a high-Q bandpass filter (BPF) for a 27 MHz wireless receiver for a sensor system-in-foil [1]. The circuit is based on a differential stage, with the main focus on stabilizing the transconductance  $g_m$  over an input range of about 200 mVpp,se. The achieved  $g_m$  variation is around 0.1 ‰. The specified Q-factor of the BPF of around 200 and a maximum tolerance of the center-frequency of about 10 % of the filter bandwidth fBW restrict the maximum non-linearity of the OTA to around 0.5 ‰. To keep the transconductance constant, a positive feedback and source degeneration are used. For the degeneration, an ohmic resistance RDG is used. The positive feedback loop contains a second differential pair, which instead of the main differential pair is connected to the input voltage. The sources of those input transistors are connected to the sources of the main differential transistors and RDG. The drains of the input transistors are connected to active p-MOS loads and each to the gate of a second independent p-MOS-load, which is responsible for the gate-biasing of the main differential pair. This feedback loop keeps VGS of the main transistors nearly constant over a wide input range. Due to the feedback loop and RDG, the OTA's  $g_m$  is kept very constant. The OTA's  $g_m$  is determined by RDG and the MOSFETs'  $g_m$ . Determined by periodic steady state (PSS) simulations, the attained SNDR is greater than 80 dB for an input voltage of 200 mVpp,diff. The common mode (CM) level of the differential output signals is controlled by the CM feedback. The current consumption of the amplifier is approx. 300  $\mu$ A. The suitability of the proposed OTA is verified by simulations of a 27 MHz filter consisting of these OTAs with different transconductances and load capacitors. A transient simulation of the filter proves that the output signals are in phase with the input signals. Besides PSS, DC and transient simulations, Monte Carlo simulations are done. Effects of process and mismatch variations can be compensated by an offset control feedback and the CM feedback. It is shown, that the parasitic elements of the layout have no significant influence on the OTA-behavior. The results show, that the developed highly-linear OTA is clearly able to meet the requirements for a 27 MHz BPF with a Q-factor of around 200 for an input signal range of up to 200 mV.

**15:50 – 16:10 Uhr: KH2016-C-22**

Stefanie Lehmann, Friedel Gerfers

(Technische Universität Berlin, Germany);

**Channel Analysis for a Multipoint Memory Architecture in DDR5-SDRAM using LR-DIMM**

Dieser Beitrag gibt einen Überblick über die Kanalcharakteristika bei der Datenübertragung zwischen dem Prozessor und einem DDR5 Load-Reduced Dual Inline Memory Module (LR-DIMM). Die Übertragungsraten für das DDR5 Interface liegen mit bis zu 6.4Gbit/s doppelt so hoch wie beim DDR4 Standard. Dementsprechend ist das Verständnis des Übertragungskanals kritisch für die Entwicklung von Entzerrschaltungen, die notwendig sind um die geforderte Bit-Error-Rate (BER) zu erreichen. Mögliche Ansätze und Verhaltenssimulationen zur Entzerrung der Signale werden vorgestellt.

DDR5-SDRAM stellt die nächste Generation dynamischer Speichertechnologien dar. Die Datenübertragungsraten zwischen CPU und SDRAM sollen schrittweise auf bis zu 6.4 Gbit/s pro Kanal erhöht werden, so dass die Übertragungseigenschaften des physikalischen Kanals im Folgenden analysiert werden.

Der DDR5 Standard folgt den vorher gehenden Standards (DDR<sub>x</sub>) mit einer Multipoint-Speicherarchitektur. Diese single-ended Kanalarchitektur dominiert die gesamten Kanaleigenschaften, so dass neben der Kanaldämpfung und Reflexionen insbesondere Crosstalk die Performance des LR-DIMM bestimmt. Die Tiefpasscharakteristik des Kanals dämpft das Empfangssignal und führt zu Intersymbol-Interferenz (ISI). Dadurch ist das Augendiagramm am Empfänger des LR-DIMM für einen langen Kanal nahezu geschlossen, so dass eine entsprechend hohe Bitfehlerrate vorliegt. Mit den bisher verwendeten linearen Equalizertechnologien zur Entzerrung kann das Symbolübersprechen aufgrund erhöhter Störungspegel nicht kompensiert werden. Zudem kann ein Symbol durch seinen Vorlauf (Pre-Cursor) ein folgendes Symbol zusätzlich stören. Dies macht den Einsatz eines Finite-Impulse-Response-Filters (FIR-Filter) auf der Transmit- oder Receive-Seite erforderlich. Weiterhin können Reflexionen auftreten, die mehrere Datenbits nach Eintreffen des Pulses Störungen verursachen.

Ein Decision-Feedback-Equalizer (DFE) stellt somit eine interessante Alternative zu klassischen analogen Equalizertechnologien dar. In dieser Arbeit werden Verhaltenssimulationen eines optimierten eingebetteten Decision-Feedback-Equalizers vorgestellt, der die auftretenden Störungen im Übertragungskanal soweit kompensiert, dass die notwendige Bitfehlerrate erreicht wird. Mithilfe von dynamisch einstellbaren DFE-Elementen (so genannten Floating-Taps) können auch zeitlich lange Reflexionszeiten kompensiert werden. Anhand von Bitstream-Simulationen kann die Augenöffnung mit und ohne DFE bestimmt werden. Der Einfluss eines FIR-Filters zur Kompensierung eines Pre-Cursors wird ebenfalls anhand einer Verhaltenssimulation aufgezeigt.

Die Kombination des FIR-Filters mit dem DFE führt zu einer erheblichen Verbesserung des Augendiagramms. Die Spezifikationen zur Auslegung des DFE und des FIR-Filters werden an Hand von Simulationen verifiziert.

**16:10 – 16:30 Uhr: KH2016-C-23**

Matthias Herrmann, Norbert Wehn

(University of Kaiserslautern, Germany))

**Towards Ultra-High Throughput MIMO-BICM Systems**

Achieving ultra-high data rates, i.e. several tens to hundreds of gigabits per second, is currently one of the big challenges for researchers in the field of wireless communication. An approach to achieve the required spectral efficiencies for such high-rate communication is the utilization of multiple antennas on transmitter and receiver side. Such a system is denoted as Multiple Input Multiple Output (MIMO) system. A well-known concept to combine MIMO spatial multiplexing, in which each antenna transmits one individual data stream, with channel coding is MIMO bit-interleaved coded modulation (MIMO-BICM). Depending on the channel properties the gain in spectral efficiency can be as high as the number of individual streams and thus the number of antennas. The higher spectral efficiency of a MIMO-BICM system comes at the cost of an increased computational complexity in the baseband signal processing of the receiver. This overhead results from an additional MIMO detection unit in the receiver which is required to separate the individually transmit data streams and to provide likelihood estimations on each bit for the channel decoder. Channel decoders with throughputs of up to several hundred gigabits per second have been reported in literature [1]. However only few publications deal with corresponding ultra-high throughput architectures for MIMO detection. We present a new hardware architecture that is based on fixed-complexity sphere detection (FSD). Like the more widely known conventional sphere detection algorithm the FSD belongs to the class of tree-search based detection algorithms. This class of algorithms bases upon the property that the MIMO detection problem can be formulated as the problem of finding the shortest path in a tree. There are two drawbacks in conventional sphere detection: the sequential search strategy and the varying number of nodes to be processed. This makes conventional sphere detection unfeasible for high-throughput hardware implementations. In contrast to conventional sphere detection the FSD performs an exhaustive tree-search on a subtree which is defined by a fixed number of nodes per branch and layer of the tree. This approach eliminates the two mentioned problems of conventional sphere detection. The communications performance of the FSD strongly depends on the size of the subtree and ranges between successive interference cancellation (SIC) (one node per layer) and optimal sphere detection (full tree-search). We present an investigation on the trade-off between communications performance and implementation complexity for different sizes of the subtree. In order to achieve ultra-high throughput we “unfold” the FSD subtree in hardware. Therefore we show that every node of the tree can be represented by a set of algorithmic operations: interference reduction, enumeration and metric computation. Then we map all processing steps as algorithmic kernels into hardware. The result is a fully parallel, deeply pipelined MIMO detector that is able to process one MIMO receive vector per clock cycle.

## References

[1] P. Schläfer, N. Wehn, M. Alles, T. Lehnigk-Emden, “A new dimension of parallelism in ultra high throughput LDPC decoding,” in IEEE Workshop on Signal Processing Systems, Taipei, 2013.

**16:30 – 16:50 Uhr: KH2016-D-01**Stefan Bramburger, Benny Zinke, Dirk Killat  
(Brandenburg University of Technology, Germany)**Interpolationsalgorithmus für asynchrone Signale**

Ein Ansatz die Energieeffizienz von ADCs zu verbessern ist der asynchrone Betrieb. Das bedeutet, dass der Wandler mit einer signalverlaufsabhängigen variablen Rate arbeitet und somit in bestimmten Zeitbereichen die Leistungsaufnahme reduziert werden kann. Dieses Verfahren bietet sich bei Systemen an, bei denen das zu wandelnde Signal Phasen mit geringer Amplitudenänderung hat, wie dies bei biomedizinischen Signalen oder im Battery-Management der Falls ist. Der Nachteil beim asynchronen Betrieb ist die variable Datenrate, die eine nachfolgende Synchronisierung erfordert. Die Lösung hierfür ist eine Interpolation des Signalverlaufes, die als Interpolation im Zeitbereich oder als Signalrekonstruktion im Frequenzbereich erfolgen kann. Es gibt verschiedene Interpolationsmethoden, die sich in Komplexität des Rechenalgorithmus und der Qualität des rekonstruierten Signals unterscheiden. Dieser Beitrag beschäftigt sich mit einer Signalrekonstruktion im Frequenzbereich, dem sogenannten Adaptive-Weight Conjugate-Gradient Toeplitz Interpolationsalgorithmus (ACT-Algorithmus). Dieses iterative Verfahren konvergiert relativ schnell, erfordert jedoch einen hohen mathematischen Aufwand. Im Beitrag wird gezeigt, wie das Verfahren für einen kontinuierlichen Datenstrom angewendet wird. Ein besonderes Augenmerk liegt dabei auf die Interpolation von Signalverläufen mit zeitweise konstanter Abschnitte (z.B. bei Rechtecksignalen) und die gewichtete Überlagerung von rekonstruierten FFT gewandelten Signalabschnitten zu einem zeitkontinuierlichen Signal.

**16:50 – 17:10 Uhr: KH2016-D-02**Matteo Pagin, Michael Haas, Joachim Becker, Maurits Ortmanns  
(University of Ulm, Germany)**Adapting Delta Compression for Efficient Neural Data Reduction in Brain-Computer-Interfaces**

In this work we analyze the effectiveness of a serial delta compression scheme for reducing data rate of neural signals in brain implanted systems. Due to their location neural implants have limited power budget in order not to damage the surrounding tissues. In an implant with a wireless communication link the data rate needs then to be reduced to meet the power requirements since the transmitter power consumption is often a dominating factor. A digital delta compression scheme for multichannel implants which reduces the number of registers and offers more flexibility compared to the canonical scheme is presented and analyzed. Firing rates in the order of 10Hz are observed for neurons, thus making neural signals sparse. The sparsity can be exploited using a delta compressor: differences between ADC samples are taken and a threshold is applied to zero all elements below a certain value. The result is that high amplitude spikes from neurons are kept while low amplitude noise is thresholded. Eventually Huffman encoding can be used to reduce the number of bits to be transmitted. The method takes advantage of temporal sparsity of spikes, the drawback is the need of storing previous samples for every channel. E.g. in a 100 channels implant with 16 bit precision this results in 1600 flip-flops necessary to store previous values and compute differences for every channel. Delta compression can be adapted to subtract samples belonging to different channels, making the storage of only one value required. If the channels are recorded by probes close to each other their spatial correlation is exploited by delta compression, resulting in an effective data reduction and power saving. It is shown here that for close channels compression is even boosted, while if the channels are far from each other or noisy their correlation decreases and the compression is slightly less effective. Effectiveness of the approach is validated using publically available recorded data sets and comparing signal reconstruction and compression for the two architectures. These have been also synthesized in a 180nm technology to simulate power consumption. The canonical scheme is consuming 220 $\mu$ W and delta compression on different channels only 32 $\mu$ W thus providing 85% power reduction. With appropriate channel multiplexing the compression can actually be increased using channels that present high degree of correlation. If it's not the case the compression is slightly worse than canonical delta compression but highly reducing the power in the compressor.





17:10 – 17:30 Uhr: KH2016-D-03

Andreas Herkle, Joachim Becker, Maurits Ortmanns  
(University of Ulm, Germany)

**Physical Unclonable Functions based on A/D-converter's differential non-linearities**

Our presented work is a novel approach of deriving Physical Unclonable Functions (PUF) from correction circuits measuring and digitizing non-linearities of data converters. The often digitally available correction data can then be used to generate a fingerprint of the chip. An overview of the general concept is presented and then specifically evaluated on an existing Delta-Sigma modulator whose outermost feedback DAC mismatches are greatly influencing the overall performance and thus need correction. A mixed-signal cross-correlation based estimation and correction scheme reveals the intrinsic mismatches, more precisely the relative differential non-linearities introduced by the DAC's unit sources. By controlling an auxiliary DAC correcting the feedback DAC's output, the correction coefficients are mainly used to linearize the Delta-Sigma modulator. We analyzed these coefficients further regarding their capabilities of enabling identification for chips. The before mentioned correction scheme corrects the feedback currents based on the DAC's INL, which is saved in a Lookup-Table on the chip as 16 values of a width of 8 bit. While the INL approach is advantageous for the correction, entropy analysis prove it to be a bad choice for identification due to the obviously correlated values. Also, the intra Hamming distance (HD) as the indicator of the readouts stability is determined to a value of over 5% at nominal conditions, as the INL sums up all noise induced fluctuations in the single DNL values. At the cost of reducing the number of identification bits from 128 to 80, utilizing the available union of the single DNL values instead of the INL, the intra-HD already shrinks to 3.5% and the entropy of the ID improves greatly. From there, two different approaches were investigated to improve the results even more. The first one is to only take advantage of the sign of the different coefficients and masking unstable bits which are very close to a value of 0. Near perfect entropy metrics are achieved as the Gaussian distribution of the mismatches is shaped into an equal distribution. Secondly, noise influence almost vanishes as the intra-HD shrinks to 0.01%, but at the cost of reducing the identification bits even further to a total number of 16. The next approach of applying Gray encoding the values holds the amount of 80 bits but gets rid of the effect that single flipping LSBs also flip bits of higher order, resulting in a greatly reduced intra-HD of 1.56%. By customizing the Gray encoding, an entropy reducing bias in the bit distribution is prevented. Finally when evaluating the influence of environmental conditions, it was found that DNL values are drifting from their nominal reference at 25°C and 1.2V. But regarding the readout stability at these conditions, both the intra- and the inter-HD are stable, thus highly reducing effort needed for error correction. In conclusion, 80 highly stable identification bits can be obtained from the exemplarily used Delta-Sigma modulator.





**Dienstag 27. September 2016**

**KH2016 – Tagungsprogramm**

**(Brauerei Keller: Gambrinus-Stube)**





**15:10 – 17:10 Uhr: B Fields and Waves:  
Numerical Methods**  
Sitzungsleiter: Rolf Schuhmann

**15:10 – 15:30 Uhr:** KH2016-B-01  
entfällt

**15:30 – 15:50 Uhr:** KH2016-B-02

Rolf Baltès, Ortwin Farle, Romanus Dyczij-Edlinger  
(Saarland University, Saarbrücken, Germany)

**Eine Methode zur Transformation von Frequenzbereichsdaten in den Zeitbereich unter Berücksichtigung frequenzabhängiger Materialien**

Elektrische Schaltungen bestehen häufig aus komplexen - oftmals elektrisch großen - linearen Teilstrukturen, in denen elektrisch kleine nichtlineare Bauelemente eingebettet sind. Die Simulation der linearen Teilstrukturen auf der Ebene elektromagnetischer Felder erfolgt zweckmäßigerweise im Frequenzbereich (FB). Zu den Vorteilen der FB-Simulation gehören die einfache Behandlung frequenzabhängiger Materialien, resonanter Strukturen sowie elektrisch kleiner Details. Im gegenständlichen Fall wird die Methode der finiten Elemente (FE) zur Simulation im FB verwendet. Sie zeichnet sich durch eine hohe Flexibilität bei der Modellierung komplexer geometrischer Strukturen und Materialien aus. Die Simulation der nichtlinearen Komponenten hingegen muss im Zeitbereich (ZB) erfolgen. Um dennoch von den Vorteilen der FB-Simulation der linearen Teilstruktur zu profitieren, kommt effizienten Verfahren zur Transformation der FB-Daten in den ZB eine wichtige Bedeutung zu.

Bestehende Methoden konstruieren zumeist eine Näherung für den Frequenzgang der Übertragungsfunktion aus diskreten Frequenz-Stützstellen und transformieren diese in den ZB. Diese Vorgehensweise benötigt eine hohe Anzahl von FE-Lösungen sowie einen nachträglichen Passivierungsschritt.

Im Gegensatz hierzu beruht der von den Autoren verfolgte Ansatz nicht auf der Transformation der Übertragungsfunktion. Die Idee ist viel mehr, das hochdimensionale FE-System mit Hilfe eines selbst-adaptiven Verfahrens der projektionsbasierten Modelordnungsreduktion (MOR) zu vereinfachen und das resultierende niedrigdimensionale reduzierte Modell direkt in den ZB zu transformieren. Diese Methodik ist passivitätserhaltend und führt auf ein garantiert kausales, schnell auswertbares ZB-Modell in Zustandsraumdarstellung; der nachträgliche Passivierungsschritt entfällt. Ein weiterer Vorteil des Verfahrens ist, dass die elektromagnetischen Felder in jedem Zeitpunkt rekonstruierbar sind. Da das zugrunde liegende FE-Modell in einer Streuparameter-Formulierung vorliegt, weist das resultierende ZB-Modell zudem keine inneren Resonanzen auf.

Die aktuelle Arbeit erweitert den Ansatz auf frequenzabhängige Materialien, deren magnetische und dielektrische Eigenschaften Debye- oder Lorentz-Verhalten aufweisen, und deren elektrische Leitfähigkeiten dem Drude-Modell genügen. Der Vortrag behandelt den Beweis der Passivität des FB-Modells sowie das Einbringen der unterschiedlichen Materialmodelle in das ZB-Modell. Dieses liegt in Zustandsraumdarstellung vor und kann als Netzwerkmodell in handelsübliche Schaltungssimulatoren eingelesen werden.



**15:50 – 16:10 Uhr:** KH2016-B-03

Alexander Sommer, Rolf Baltes, Romanus Dyczij-Edlinger  
(Saarland University, Saarbrücken, Germany)

**Parametrische Nahfeld-zu-Fernfeld Transformation mittels offline- und online-effizienter Empirischer Interpolation**

Für viele Anwendungen der Kommunikations- und Radartechnik wird die Richtcharakteristik phasengesteuerter Gruppenantennen über breite Frequenzbereiche sowie unterschiedlichste Steuerungs- und Beobachtungsrichtungen benötigt. Wird die Methode der finiten Elemente (FE) zur Fernfeldberechnung herangezogen, führt dies im Allgemeinen zu hohem Rechenaufwand. Der Grund hierfür kann wie folgt beschrieben werden: Da typische Gruppenantennen aus einer hohen Anzahl an Einzelantennen bestehen und damit elektrisch große Strukturen darstellen, weisen die resultierenden FE-Systeme hohe Dimension auf. Zudem führt die Abdeckung breiter Frequenzbereiche auf eine hohe Anzahl an Frequenzabstapunkten, an denen das FE-System unter Zuhilfenahme eines direkten oder iterativen Verfahrens gelöst werden muss. Darüber hinaus resultiert die Berücksichtigung diverser Beobachtungsrichtungen in einer hohen Anzahl an Abstapunkten im Fernfeld, für die jeweils eine separate Nahfeld-zu-Fernfeld-Transformation (NF-FF) pro betrachteten Frequenzpunkt durchgeführt werden muss.

Um den Rechenaufwand zu verringern, hat sich ein zweistufiges Ordnungsreduktionsverfahren bewährt: In einem ersten Schritt wird ein reduziertes Modell für das Nahfeld konstruiert, das an jedem betrachteten Frequenzpunkt schnell ausgewertet werden kann. Der zweite Schritt zielt darauf ab, die Kosten für die NF-FF-Transformation zu reduzieren. Zu diesem Zweck wird mithilfe der Empirischen Interpolationsmethode (EIM) eine affine Approximation des NF-FF-Operators konstruiert. Numerische Untersuchungen zeigen, dass sich mittels der EIM die Kosten für die Auswertung des NF-FF-Operators in beliebigen Parameterpunkten erheblich reduzieren lassen: Das Verfahren ist online-effizient. Hingegen ist die einmalig durchzuführende Konstruktion der EIM-Näherung, der Offlineteil, sehr rechenintensiv. Dies trifft insbesondere dann zu, wenn die betrachteten Strukturen elektrisch groß werden.

Die im vorliegenden Beitrag vorgestellte Variante der EIM löst dieses Problem: Das konventionelle Verfahren basiert im Offlineteil auf einer Greedy-Strategie, bei der in einem iterativen Prozess die gesuchten Interpolationspunkte durch Auswerten eines Fehlerindikators bestimmt werden. Hierzu wird der Fehlerindikator in jedem Schritt des Verfahrens sowohl für eine dichte Abtastung des Parameterbereichs als auch für alle zu berücksichtigenden Auswertepunkte des Feldgebiets berechnet. Das neue Verfahren nutzt sowohl für den Parameterraum als auch für das Feldgebiet einen randomisierten Ansatz, der es ermöglicht, die Anzahl an Parameter- und Feldpunkten während des Offlineteils des Verfahrens gering zu halten. Numerische Ergebnisse zeigen, dass sich die Offlinezeit der EIM und damit die Konstruktion des affinen NF-FF-Operators um bis zu zwei Größenordnungen reduzieren lässt.

**16:10 – 16:30 Uhr:** KH2016-B-04Jennifer Dutiné<sup>1</sup>, Markus Clemens<sup>1</sup>, Sebastian Schöps<sup>2</sup><sup>1</sup>Bergische Universität Wuppertal, Germany,<sup>2</sup>TU Darmstadt, Germany)**Numerical Techniques for the Acceleration of Semi-Explicit Time Integration of Eddy Current Problems**

The spatially discretized magnetic vector potential formulation of eddy current problems forms a differential algebraic equation system (DAE) of index 1. The infinitely stiff DAE can only be integrated in time using implicit time integration methods. The nonlinear characteristics of ferromagnetic materials require linearization of large nonlinear equation systems in every time step using e.g. the Newton-Raphson method. In every Newton-Raphson iteration Jacobian- and stiffness matrix need to be updated. The DAE, however, can be transformed into a finitely stiff ordinary differential equation system (ODE) by applying a Schur-complement [1],[2]. At this, the inversion of a regularized curl-curl matrix in non-conducting material is required. An approach to avoid e.g. a div-grad regularization of this singular matrix by using a generalized Schur-complement formulation instead, i.e. applying a pseudo-inverse using the preconditioned conjugate gradient method (PCG), was first presented in [3]. The ODE is integrated in time using e.g. the explicit Euler method, where no nonlinear equation systems need to be solved. The explicit Euler method is stable only for time step lengths smaller than the Courant-Friedrich-Levy time step length. It is proportional to the smallest edge length in the mesh and may result in small stable time step lengths. The computational effort in each time step, however, can be reduced by keeping the stiffness matrix constant over a prolonged time without significant loss of accuracy and without affecting stability. The pseudo-inverse of the singular curl-curl matrix in non-conducting material needs to be evaluated in every time step. This forms a multiple right-hand side (mrhs) problem, where the system matrix remains constant. Improved starting vectors for the PCG method can be computed by using mrhs-techniques as e.g. the cascaded subspace projection extrapolation method or proper orthogonal decomposition [4]. The number of required PCG iterations for convergence and simulation times are significantly reduced. The ferromagnetic TEAM 10 benchmark problem is used for numerical validation [5].

(This work was supported by the German Research Foundation DFG (grant numbers CL143/11-1, SHO1562/1-1) and the third author by the Excellence Initiative of the German Federal and State Governments and The Graduate School of Computational Engineering at TU Darmstadt)

## References:

- [1] M. Clemens, S. Schöps, H. De Gersem, A. Bartel, "Decomposition and regularization of nonlinear anisotropic curl-curl DAEs", COMPEL, vol. 30, no.6, 2011, pp. 1701-1714
- [2] S. Schöps, A. Bartel, M. Clemens, "Higher Order Half-Explicit Time Integration of Eddy Current Problems Using Domain Substructuring", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 48, no. 2, 2012, pp. 623-626
- [3] J. Dutiné, M. Clemens, C. Richter, S. Schöps, G. Wimmer, "Explicit time integration of eddy current problems with a weakly gauged Schur complement vector potential formulation", presented at Kleinheubacher Tagung 2015.
- [4] J. Dutiné, M. Clemens, S. Schöps, "Multiple Right-Hand Side Techniques in Semi-Explicit Time Integration Methods for Transient Eddy Current Problems", accepted for presentation at CEFC 2016.
- [5] T. Nakata, K. Fujiwara, "Results for benchmark problem 10 (steel plates around a coil). Compel, vol. 9, no. 3, 1990, pp. 181-192

**16:30 – 16:50 Uhr: KH2016-B-05**Christoph Jörgens, Markus Clemens  
(Bergische Universität Wuppertal, Germany)**Numerische Simulation von elektrischen Feldverteilungen in Hochspannungsgleichstrom-Übertragungskabeln unter Berücksichtigung von nichtlinearen Effekten durch Temperatur- und Raumladungsverteilungen**

Im Rahmen der Energiewende wird der Ausbau des elektrischen Energienetzes mit HGÜ-Kabeln geplant. In diesen ist die langfristige Ausbildung von Raumladungsschichten und die daraus resultierende zusätzliche elektrische Feldbelastung des Isolationsmaterials aktueller Forschungsgegenstand. Für die numerische Berechnung von Raumladungen werden Modelle basierend auf der Leitfähigkeit des Isoliermaterials genutzt. Für das häufig genutzte vernetzte Polyethylen (VPE) als polymeren Isolierstoff in HGÜ-Kabeln wurden Leitfähigkeitsmodelle aus theoretischen Betrachtungen und Messungen erstellt. Die Modellgleichungen, die einen Ladungstransport von Ionen beschreiben, können derzeit noch nicht die exakte Raumladungsverteilung wiedergeben, da einige wichtige Effekte wie z.B. die Injektion von Ladungen an der Leiter-Isolator-Grenzschicht unberücksichtigt bleiben. Zu diesem Zweck wird ein häufig genutztes Leitfähigkeitsmodell [1], [2] erweitert, um einen Injektionsstrom an einem Grenzübergang von Leiter zu Isolator, beschreiben zu können. Dazu wird die Stromdichte an beiden Elektroden eines Kabels von einer zusätzlichen Stromdichte überlagert, wobei diese mit größer werdendem Abstand zu den Elektroden hin kleiner wird. Der Poole-Frenkel-Effekt, bei dem Ladungen feldstärkerreduzierend aus Störstellen gelöst werden, wird im erweiterten Modell durch einen zusätzlichen Stromdichteanteil berücksichtigt, der dem Leitungsstrom im Isolator überlagert ist. Da eine Leitfähigkeitsgleichung nur eine Art von Ladungsträger simulieren kann, werden mit Hilfe der Berechnung von Oberflächenladungen in [3] negative Raumladungen ins Modell eingebunden. Dazu wird das Modell in gleichgroße Schichten unterteilt, an dessen Schichtgrenze sich dann die Oberflächenladungen befinden. Die Oberflächenladungen an den Grenzschichten des diskretisierten Modells werden berechnet, indem die Raumladungen und der Abstand der Raumladungen zur betrachteten Grenzschicht aufsummiert werden. Die resultierenden Oberflächenladungen an den Grenzschichten werden auf die Dicke einer diskreten Schicht bezogen. Zu diesem erweiterten Modell werden Ergebnisse numerischer Simulationen präsentiert und mit Simulations- und Messergebnissen aus [4] verglichen, wobei eine verbesserte Übereinstimmung zu diesen erzielt wird.

## References:

- [1] Choo, W.; Chen, G.; Swingler, S. G.: Electric Field in Polymeric Cable due to Space Charge Accumulation under DC and Temperature Gradient, IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, vol.18, no.2, pp. 596-605, April 2011
- [2] Choo, W.; Chen, G.: Electric Field Determination in DC Polymeric Power Cable in the Presence of Space Charge and Temperature Gradient under dc Conditions, CMD 2008. International Conference on Condition Monitoring and Diagnosis 2008, pp. 321-324, April 2008
- [3] Lv, Zepeng; Cao, Junzheng; Wang, Xia; Wang, Haitian; Wu, Kai; Dissado, L. A.: Mechanism of Space Charge Formation in Cross Linked Polyethylene (XLPE) under Temperature Gradient, IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, vol.22, no.6, pp. 3186-3196, Dezember 2015
- [4] Fabiani, D.; Montanari, G.C.; Laurent, C.; Teyssedre, G.; Morshuis, P.H.F.; Bodega, R.; Dissado, L.A.: HVDC Cable Design and Space Charge Accumulation. Part 3: Effect of Temperature Gradient, IEEE Electrical Insulation Magazine, vol.24, no.7, pp. 5-14, März-April 2008



**16:50 – 17:10 Uhr:** KH2016-B-06

David Duque, Thorben Casper, Sebastian Schöps, Herbert De Gersem  
(TU Darmstadt, Germany)

**A Circuit-Based Approach for the Solution of Electrothermal and Electromagnetic Problems**

The theory of electric circuits is beyond doubt the most regarded and well-established tool in electrical engineering. Indeed, more than 40 years ago, the advent of the popular SPICE simulator and subsequent versions made electric circuit-based simulations of complex devices an important tool in computer-aided design. Moreover due to its simplicity, circuit theory has also been used in other fields, e.g., heat transfer, chemistry, etc., to approach a variety of problems by establishing connectivity analogies so as to gain a reliable and fast understanding of the underlying phenomena.

Nowadays, device model simulation is becoming increasingly challenging due to the multiple levels of geometric details and spatially distributed phenomena that take place in the ever-tightening device configurations. Therefore, the setup of such problems in terms of circuit networks results in a lengthy and tedious task. Ideally, one would like to automate the circuit extraction, i.e., netlist circuit generation, directly from the governing partial differential equations without further assumptions. To accomplish this task, in this work we employ the Finite Integration Technique for the spatial discretisation of electrothermal and electromagnetic problems. In contrast to most common approaches for deriving electric circuit representations wherein approximations are directly imposed on the governing equations, no additional approximations besides the discretisation error are committed in our approach. The resulting (possibly nonlinear) grid equations are then straightforwardly mapped into an electric network that is automatically printed in a SPICE-compatible netlist consisting of standard lumped elements; the netlist can be then loaded by any circuit simulator for its posterior simulation and analysis.

For the electromagnetic case, and in order to guarantee uniqueness in the solution, we employ a tree-cotree decomposition of the grid. Apart from resistors, capacitors, inductors, impressed voltage and current sources, controlled sources model the possible nonlinearities and mediate the electromagnetic and thermal interaction between the elements in the grid.





**Mittwoch 28. September 2016**

**KH2016 – Tagungsprogramm**

**(Bürgersaal)**







**09:00 – 10:20 Uhr: GHJ Ionospheric Radio and Propagation**

Sitzungsleiter: Christoph Jacobi

**09:00 – 09:20 Uhr: KH2016-G-01**

entfällt

**09:20 – 09:40 Uhr: KH2016-G-02**

Toralf Renkwitz, Ralph Latteck

(Institut für Atmosphärenphysik (IAP) an der Universität Rostock, Kühlungsborn, Germany)

**Variability of layered polar mesosphere phenomena observed with medium frequency radars in Northern Norway**

For more than one solar cycle the Leibniz-Institute of Atmospheric Physics (IAP) operates medium frequency (MF) radars to monitor the middle atmosphere at polar and mid-latitude regions. MF-radars allow continuous observations of this atmospheric region by partial reflections due to the presence of sufficient electron density and its fluctuations for the given radar wavelengths. The MF radar Saura is one of the very few MF radars that are capable of steering the radar beam allowing spatial investigations of the mesosphere. This ability associated with a peak power of 120kW with up to 0.5 percent duty cycle and its geographic position at 69 degrees North makes it to a unique instrument to monitor phenomena in the polar middle atmosphere. The actual altitude coverage of MF radar observations is defined by the current state of the atmosphere, controlled by the sun and modulated by dynamics as well as high natural variability of the mesosphere like e.g. particle precipitation events. At times, precipitation events are exceptionally frequent in the polar latitudes. During some months we were able to detect precipitation events with up to 50 percent occurrence rate of MF radar Saura measurements. Whereas there are months around the minimum of solar activity when less than five percent are detected. Additionally, during these events we see the tendency of appearing in single or multiple distinct layers. During precipitation events the electron density gets significantly enhanced in altitudes of about 60km and below, where typically only few MF radar echoes are observed. Due to the increased electron density, especially the extraordinary mode of the radar's wave is attenuated which prohibits measurements above 80km altitude. We will present examples of such layered mesospheric perturbation events observed with MF radars, their dynamic and impact to the measurements of e.g. electron density and wind. Furthermore we will present the statistical analysis of these events for the mentioned period and their relationship to other radar phenomena.





**09:40 – 10:00 Uhr: KH2016-G-03**

Ralph Latteck, Jürgen Bremer

(Institut für Atmosphärenphysik (IAP) an der Universität Rostock, Kühlungsborn, Germany)

**Long term changes of polar mesospheric summer echos at Andøya**

Polar mesosphere summer echoes (PMSE) are strong enhancements of received signal power at very high radar frequencies occurring at altitudes between about 80 and 95km at polar latitudes during summer. PMSE are caused by inhomogeneities in the electron density of the radar Bragg scale within the plasma of the cold summer mesopause region in the presence of negatively charged ice particles. Thus the occurrence of PMSE contains information about mesospheric temperature and water vapour content but also depends on the ionisation due to solar wave radiation and precipitating high energetic particles. Continuous observations of PMSE have been carried out on the North-Norwegian island Andøya (69.3°N, 16.0°E) using the ALOMAR SOUSY (1994-1997), the ALWIN VHF radar (1999-2008) and the Middle Atmosphere Alomar Radar System MAARSY (since 2011). Since both the ALWIN radar and MAARSY are calibrated systems, the received echo strength of PMSE from 17 years of mesospheric observations (1999-2015) could be converted into absolute signal power. This data series could be then extended to the years 1994 until 1997 on the basis of signal-to-noise ratio values derived during the years between 1994 and 2008. Seasonal mean values of PMSE occurrence for the time period from 1 June until 31 July have been derived and the resulting 20 years long data set was analyzed in dependence on solar and geomagnetic activity as well as analyzed for long-term trends. The PMSE occurrence rate is positively correlated with the solar Lyman  $\alpha$  radiation (however low significance level) and the geomagnetic  $A_p$  index. After elimination of the solar and geomagnetically induced parts using different regression analysis methods, the PMSE data show a significant positive trend during the time interval from 1994 until 2015. This positive PMSE trend could be caused by an increasing trend of the mesospheric water vapor and/or a decreasing temperature trend.





**10:00 – 10:20 Uhr:** KH2016-G-04

Christoph Jacobi<sup>1</sup>, Daniel Mewes<sup>1</sup>, Alexander I. Pogoreltsev<sup>2</sup>

(<sup>1</sup>Universität Leipzig, Institut für Meteorologie, Leipzig; Germany,

<sup>2</sup>Russian State Hydrometeorological University, St. Petersburg, Russia)

**El Niño influence on the mesosphere/lower thermosphere circulation at midlatitudes as seen by VHF meteor radar**

We analyze mesosphere/lower thermosphere (MLT) horizontal prevailing winds continuously measured by a VHF meteor radar at Collm, Germany (51.3°N, 13.0°E) in the height range 82 - 97 km from 2014 to date at a vertical resolution of 3 km. We use 15-day and monthly mean winds calculated from least-squares analyses based on half-hourly means that take into account mean winds and tidal components. We compare the mean winds with the signature of El Niño. We use the Niño3 sea surface temperature index as a measure of equatorial variability. The comparison of Niño3 and MLT wind time series shows that late winter zonal winds are stronger for El Niño years, and this is particularly the case for middle and late winter. The effect of El Niño on the meridional wind variability is weaker. We note a delay of 1-2 months of the MLT zonal wind effect with respect to equatorial sea surface temperature variability. The signal is strong for the upper altitudes (above 90 km) under consideration. However, the El Niño effect weakens with decreasing height and even reverses for the lower radar height gates near 82 km. This reflects the fact that during El Niño years the westerly winter mesospheric wind jet is weaker, and this is also the case with the easterly lower thermospheric jet. The latter is driven by gravity wave breaking, which is modified by the mesospheric jet so that the lower thermosphere jet usually shows a reversed signature of the mesospheric zonal wind interannual variability. Owing to the reversal of the absolute El Niño signal from negative to positive with altitude, at the height of the maximum meteor flux, which is around 90 km, the El Niño signal is weak. This may explain inconclusive results from earlier analyses using low-frequency drift measurements at Collm. The experimental results can be qualitatively reproduced by numerical experiments using a mechanistic global circulation model with prescribed tropospheric temperatures and latent heat release for El Niño and La Niña conditions.





**10:40 – 12:00 Uhr: D Electronics and Photonics**

Sitzungsleiter: Dirk Killat

**10:40 – 11:00 Uhr:** KH2016-D-04

Sehoon Park, Xuan-Quang Du, Markus Grözing, Manfred Berroth  
(Universität Stuttgart, Germany)

**Design of a High-Speed Limiting Amplifier in a 0.13  $\mu\text{m}$  SiGe BiCMOS Technology**

A design of a three-stage limiting amplifier with a 1-to-3 fan-out implementation is presented. The limiting amplifier is designed in a 0.13  $\mu\text{m}$  SiGe BiCMOS technology and is intended to be used in the clock and binary signal distribution network of a high-speed IQ analog-to-digital converter (ADC). The proposed design exploits negative feedback for bandwidth enhancement and is optimized for maximum group delay flatness to minimize phase distortion of the input signal. With regard to a high integration density and a small chip area, the design employs no passive inductors which might be used to boost the circuit bandwidth with inductive peaking. The limiting amplifier consists of three gain stages that are followed by pre- and output drivers. The 1-to-3 fan-out of the amplifier is realized after the second gain stage in a T-shape layout configuration to ensure best symmetry between each output branch. The pre- and output driver are biased by independently controllable current mirrors to incorporate the possibility to compensate gain and delay mismatches between the three output branches and are optimized for large output voltage swings at very high-speed. A gain stage is implemented by a Cherry-Hooper amplifier that is preceded by an emitter follower. To obtain a maximally flat group delay or Bessel transfer function characteristic, the pole quality factor of the feedback amplifier is set to approximately  $1/\sqrt{3}$ . For best speed performance, the driver strength of each emitter follower in the multistage configuration is progressively increased towards the three outputs. On a post-layout simulation level, the limiting amplifier exhibits a simulated small-signal gain-bandwidth-product of 2.1 THz with 37.2 dB voltage gain and 29.6 GHz 3-dB bandwidth before the pre- and output drivers. The group delay variation between 3 GHz and the 3-dB bandwidth is less than 0.5 ps. At a power supply voltage of 3 V the limiting amplifier core consumes 170 mW.



**11:00 – 11:20 Uhr: KH2016-D-05**

Hossein Ghafarian Mabhout, Friedel Gerfers  
(Technische Universität Berlin, Germany)

**Analysis and Characterization of Different Architectures Realizing the Transmitter within an Automotive Ethernet PHY**

With the ongoing trend of the automotive industry employing new features, the amount of data being transferred within a vehicle is increasing rapidly. Transferring this amount of data between the modules within the vehicle and also between the vehicles as nodes in a higher level network requires a higher bandwidth data communication standard. In the last decades, protocols such as LIN (Local Interconnect Network), CAN (Controller Area Network), MOST (Media Oriented Systems Transport) and FlexRay have been the accepted standards within the automotive communication designs. However the speed of these protocols limits some of the current and the new upcoming features and applications. Ethernet protocol has been used as the standard networking technology within our homes and offices and proved to be an acceptable standard to be used in automotive industry, requiring modifications in the Ethernet protocol. New modified standardizations such as BroadR-Reach and 1000Base-T1 technologies are introduced to account for the harsh automotive environment due to burst noise, cross talk and interference.

A key building block of such an Ethernet physical layer implementation is the transmit driver. This work reviews different transmitter architectures, adopted by high-speed 1 GBit/s and 10 GBit/s implementations. The transmitter is typically realized by a high-linear current-steering Digital-to-Analog Converter (DAC), directly driving the 100 Ohm unshielded twisted pair cable. In order to guarantee a sufficiently low bit error rate, these DACs have to fulfill a set of challenging specifications like 5 dBm output transmit power over up to 500 MHz bandwidth with linearity requirement as high as 9 bit. Additional requirements originate from radiation and cross talk specifications demands by e.g. FCC.

The presented transmitter architecture review analyzes different current-mode and voltage-mode DACs topologies and compares them in terms of hardware complexity, power efficiency, noise and linearity performance as well as echo cancellation feasibility. In particular, an evaluation of current-steering vs voltage-mode DACs architectures such as source series terminated topologies is given. The final goal is to understand the trade-offs between linearity, performance and speed.

**11:20 – 11:40 Uhr: KH2016-D-06**Alexis Schindler<sup>1</sup>, Benno Koepl<sup>2</sup>, Ansgar Pottbaecker<sup>2</sup>, Markus Zanno<sup>2</sup>, Bernhard Wicht<sup>1</sup><sup>1</sup>Robert Bosch Center for Power Electronics, Hochschule Reutlingen, Germany,<sup>2</sup>Infineon Technologies AG, Germany)**Current-Mode Gate Driver for 10/15ns Resolution Slope Shaping**

There is a growing need for electric motor drives and inductive power converters in various fields of the industry. With this continuous growth in densely packed power converters, EMC problems arise. To achieve better switching behavior and lower EME in inductive switching applications snubber circuits, gate resistors and other techniques are used. Most of those techniques require additional parts mounted on the PCB. Another way to reduce EME is to modulate the gate current of the power MOSFET during the switch-on and switch-off transitions. The different current levels influence the switching behavior in different areas of the transition and offer the ability to optimize the phase delay, voltage / current overshoot and switching losses. This requires very precise gate control of the power MOSFETs by the gate driver. The presented driver operate at voltages up to 60V and is able to change the gate current in 10 / 15ns (rise / fall delay) within a range of 20mA to 500mA. Achieved by a class B buffer in the output stage, this enables multiple current changes in a 100ns switching transition. A dip in the output current, caused by parasitic capacitances, is reduced from 80% of the full scale current to 20% by a cascode configuration in the driver output stage. This is important especially for the high-side driver circuit because the fast rising / falling bridge voltage causes high displacement currents in the parasitic capacitors. Without an optimized driver this can critically influence the output current of the gate driver. The gate voltage is clamped to 11.5V with a precise clamping circuit to reduce RDS,on with the full gate current but without stressing the gate oxide with any over voltage. By fully integrating this concept in 130nm HV-BiCMOS, a reduction in external components for limiting overshoot, stress and EME can be achieved.

**11:40 – 12:00 Uhr: KH2016-D-07**Alexander Bleitner<sup>1</sup>, Jacob Göppert<sup>1</sup>, Yiannos Manoli<sup>1,2</sup><sup>1</sup>Fritz-Hüttinger-Professur für Mikroelektronik, Institut für Mikrosystemtechnik - IMTEK, Universität Freiburg, Germany,<sup>2</sup>Hahn-Schickard-Gesellschaft, Villingen-Schwenningen, Germany)**Entwicklung einer statischen RAM Zelle für Anwendungen mit niedrigsten Versorgungsspannungen**

Der Entwurf von statischen RAM Zellen für Anwendungen mit niedrigsten Versorgungsspannungen stellt auf Grund des hohen Fan-In, des niedrigen On/Off Stromverhältnisses sowie der Prozessvariationen, wie beispielsweise stark variierende Schwellenspannung minimal dimensionierter Transistoren, eine große Herausforderung dar. Stand der Technik sind daher Signalprozessoren mit Versorgungsspannungen von einigen hundert Millivolt, die es ermöglichen, die Prozessoren im Punkt minimaler Energie per Operation zu betreiben. Dem gegenüber stehen Anwendungen wie thermisches Energy Harvesting, bei denen unter Umständen lediglich Spannungen von einigen zehn Millivolt zur Verfügung stehen. In solchen Fällen kann der Betrieb der Schaltung unterhalb des Punktes minimaler Energie per Operation bei gleichzeitigem Verzicht auf Spannungswandler zu effizienteren Systemen führen. Für diese Anwendungen werden jedoch statische RAM Zellen mit niedrigsten Versorgungsspannungen benötigt.

In diesem Beitrag wird der Entwurf einer statischen RAM Zelle basierend auf Schmitt-Trigger Schaltungstechnik vorgestellt. Diese wurde in einer 130nm CMOS Technologie entwickelt und besteht aus einer separaten Schreib- und Leseinheit mit jeweils einer Bitleitung zwecks Reduzierung der Leckströme. Die Schreib- und Leseinheit wurden individuell charakterisiert und die Funktion der statischen RAM Zelle bei niedrigsten Versorgungsspannungen unter Berücksichtigung von Prozessvariationen auf Transistorebene mittels Monte-Carlo Simulationen verifiziert.



**13:30 – 15:30 Uhr: D Electronics and Photonics**

Sitzungsleiter: Dirk Killat

**13:30 – 13:50 Uhr: KH2016-D-08**

Eugen Frei<sup>1</sup>, Joachim Leicht<sup>1,2</sup>, Sebastian Stöcklin<sup>3</sup>, Matthias Kuhl<sup>4</sup>, Leonhard Reindl<sup>3</sup>,  
Yiannos Manoli<sup>1,2,5</sup>

<sup>1</sup>Fritz-Hüttinger-Proffessur für Mikroelektronik, Universität Freiburg, Germany

<sup>2</sup>Exzellenzcluster BrainLinks-BrainTools, Universität Freiburg, Germany,

<sup>3</sup>Professur für Elektrische Mess- und Prüfverfahren

<sup>4</sup>Professur für Modellierung und Entwurf integrierter Schnittstellenschaltungen, Institut für  
Mikrosystemtechnik - IMTEK, Universität Freiburg, Germany,

<sup>5</sup>Hahn-Schickard-Gesellschaft, Villingen-Schwenningen, Germany)

**Eine Schaltung für die drahtlose Energieversorgung von biomedizinischen Gehirnimplantaten**

Drahtlos betriebene Implantate gewinnen eine immer größere Bedeutung im Bereich der biomedizinischen Analyse und Behandlung neurologischer Erkrankungen. Um einen maximalen Komfort für Patienten zu erzielen, wird eine Energieversorgung mittels Induktion gegenüber Kabel oder Batterie favorisiert. Die Implementierung einer induktiven Energieversorgung erfolgt mittels zweier Spulen unter Einhaltung der spezifischen Absorptionsrate. Ferner gilt es, entsprechende Systeme hinsichtlich ihrer Größe zu minimieren, insbesondere auf der Seite des Implantats. In diesem Beitrag wird ein System für die drahtlose Energieversorgung von Gehirnimplantaten vorgestellt. Es besteht aus einer externen batteriebetriebenen Primäreinheit sowie einer implantierbaren zerebralen Sekundäreinheit. Letztere wird mittels zweier induktiv gekoppelter Spulen von der Primäreinheit mit Energie versorgt. Zwecks Reduzierung der Gewebeerwärmung sowie der Erhöhung der Lebensdauer der Batterie wurde das System hinsichtlich der maximalen Effizienz optimiert. Im Gegensatz zum Ansatz der maximalen Leistungsanpassung muss bei diesem Ansatz die der Sekundärseite zur Verfügung stehende Energie von der Primäreinheit geregelt werden. Das System wurde in einem 0,35µm CMOS Prozess mit Hochvolt Option entworfen. Durch ein neuartiges Verfahren zur Nachführung des Punktes maximaler Effizienz bietet es die Möglichkeit, eine Vielzahl zerebraler Implantate im Punkt der maximalen Leistungseffizienz zu betreiben. Effizienzeinbußen auf Grund von Bewegungsartefakten wie beispielsweise Zittern werden durch eine dynamische Regelung kompensiert. Schließlich ermöglicht das System die Verwendung unterschiedlicher Spulen.



13:50 – 14:10 Uhr: KH2016-D-09

Mourad Elsobky<sup>1</sup>, Harald Richter<sup>1</sup>, Yigit Mahsereci<sup>2</sup>, Jürgen Keck<sup>3</sup>, Joachim Burghartz<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Institut für Mikroelektronik Stuttgart IMS-Chips, Germany,

<sup>2</sup>INES Institut für Nano- und Mikroelektronische Systeme der Universität Stuttgart, Germany,

<sup>3</sup>Hahn-Schickard-Gesellschaft, Villingen-Schwenningen, Germany)

### Design of a CMOS readout circuit on an ultra-thin flexible silicon chip for printed strain gauges

Flexible electronics represents an emerging technology with features enabling several new applications such as wearable electronics and bendable displays [1]. Precise and high-performance sensor readout chips are crucial for high quality flexible electronic products. In this work, the design of a CMOS readout circuit for multiple printed strain gauges is presented. The ultra-thin readout chip and the printed sensors are combined in a hybrid system-in-foil (HySiF), which is used as a flexible electronic skin for robotic applications [2].

Each strain gauge utilizes the Wheatstone bridge circuit, where four Aerosol Jet® printed meander-shaped resistors form a half-bridge topology. The readout circuit amplifies the differential output voltage (about 5 mV full-scale swing) of the strain gauge. One challenge during the circuit design is to compensate for the DC offset in the bridge output voltage. This offset (about 30 mV at 1 mA) traces back to level variations of the individual bridge resistors during the silver-ink printing process. Consequently, the readout circuit cancels this offset voltage so that the amplified signal span matches the input range of an analog-to-digital converter (ADC). The circuit design uses the 0.5 µm mixed-signal GATEFOREST™ technology [3]. The chip fabrication is based on the ChipFilm™ technology, which enables the manufacturing of mechanically flexible silicon chips with a thickness of about 20 µm [4].

The implemented readout circuit uses a supply of 5 V and includes a 5-bit digital-to-analog converter (DAC), a differential difference amplifier (DDA), and a 10-bit successive approximation register (SAR) ADC. The function of the DAC is to generate two reference voltages in order to be used by the DDA to cancel the offset voltage in the input signal. It is connected in parallel with the strain gauge bridge circuit and uses both the upper and lower voltages of the bridge circuit as reference voltages. The DDA is placed in a negative feedback configuration. The circuit is simulated across process, supply and temperature corners; the simulation results indicate excellent performance in terms of circuit stability and linearity.

We gratefully acknowledge the German Federal Ministry of Education (BMBF) for financial support with the project KoSiF (Project ID.1612000461).

#### References

- [1] S. Khan, et al., "Technologies for printing sensors and electronics over large flexible substrates: a review", IEEE Sensors Journal, 2015.
- [2] M. Hassan, et al., "Combining organic and printed electronics in hybrid system in foil based smart skin for robotic applications", EMPC, 2015.
- [3] Datasheet "Mixed-signal gate array". [online]. Available: [http://www.ims-chips.de/content/pdf/text/White\\_paper\\_MS\\_Array\\_09\\_11\\_2.pdf](http://www.ims-chips.de/content/pdf/text/White_paper_MS_Array_09_11_2.pdf)
- [4] J. Burghartz, et al., "Ultra-thin chips and related applications: a new paradigm in silicon technology", in Proc. ESSCIRC, 2009.



**14:10 – 14:30 Uhr: KH2016-D-10**Waldemar Kaiser, Michael Haider, Johannes Russer, Peter H. Russer, Christian Jirauschek  
(Technische Universität München, Germany)**Modeling of the lossy Josephson parametric amplifier**

Recent advances in superconducting nanoelectronic circuits exhibit the potential for future electronic applications. Experimental and theoretical research on superconducting quantum circuits based on the Josephson effect have recently gained more and more attention due to developments in quantum information theory and quantum metrology (Russer and Russer, 2011). The Josephson effect is observed, if two superconducting materials are weakly coupled across a tunnel barrier or a narrow conducting bridge. Electronic devices based on the Josephson effect allow the generation, detection, mixing and parametric amplification of high-frequency signals. Moreover, Josephson devices are nanometre-sized low power devices and show high sensitivity. So far, Josephson parametric amplifiers have been treated classically as well as quantum mechanically. The existing quantum mechanical models do not include loss contributions (Russer and Russer, 2012).

In this work the lossy negative-resistance Josephson parametric amplifier is analyzed. Losses are considered using the quantum Langevin method. Hereby, the resonator circuits, i.e. the signal and the idler circuit, are coupled to a heat bath, represented by a photon gas in thermal equilibrium. In this way, also temperature dependencies are taken into account. In our model, the heat bath consists of harmonic oscillators, inducing fluctuations in the resonators and causing damping of the signal energy (Jirauschek and Russer, 2012). The DC biased Josephson junction is causing a strong interaction between the idler and the signal modes. Thus, power exchange occurs between the signal and the idler mode, as well as between the DC power supply and the resonator circuits. The energy conversion in the DC-pumped Josephson parametric amplifier follows the Manley-Rowe equations, with an additional DC term (Russer, 1971).

The time evolution of the signal energy and the noise contributions are derived based on the Heisenberg equations of motion. The rotating wave approximation is applied in order to simplify the Josephson coupling Hamiltonian. We assume the heat bath noise contributions to follow the statistics of a Markovian process. We have explicitly computed the time evolution of the various energy contributions for different initial settings. The signal photon number in thermal equilibrium is determined by the photon occupation number of the heat bath, given by Boltzmann statistics, and the damping constants. Our analytic results show, that this model is capable of including thermal noise into the description of the Josephson parametric amplifier. For low damping constants, the signal energy is amplified exponentially as shown in previous publications without loss considerations (Russer and Russer, 2012).

Jirauschek, C. and Russer, P.: Hamiltonian formulations for lossy nonlinear quantum circuits, Proc. Conference on Nonlinear Dynamics of Electronic Systems, NDES 2012, pp. 1-4, Wolfenbüttel, Germany, 2012.

Russer, J. A. and Russer, P.: Lagrangian and hamiltonian formulations for classical and quantum circuits, IFAC Proceedings, 45(2), pp. 439-444, Elsevier, 2012.

Russer, P.: General energy relations for Josephson junctions, Proceedings of the IEEE, 59, 282-283, 1971.

Russer, P. and Russer, J. A.: Nanoelectronic RF Josephson devices, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 59, 2685-2701, 2011.

**14:30 – 14:50 Uhr:** KH2016-D-11María Félix Rosa<sup>1</sup>, Lotte Rathgeber<sup>1</sup>, Thomas Föhn<sup>1</sup>, Niklas Hoppe<sup>1</sup>, Martin Schmidt<sup>1</sup>, Wolfgang Vogel<sup>1</sup>, Manfred Berroth<sup>1</sup>, Mathias Kaschel<sup>2</sup><sup>1</sup>Universität Stuttgart, Germany,<sup>2</sup>Institut für Mikroelektronik Stuttgart IMS-Chips, Germany)**Design and Simulation of Silicon Optical Modulators in Silicon-on-Insulator Technology**

Backhaul nets rely on custom made high-speed electro-optical components. The ever increasing data rates and associated rising complexity and costs are the main driver for the integration of complete optical systems on a single die. One of the key components of such a system is the optical modulator. High modulation efficiency, small size, low driving voltage, high extinction ratio and wide bandwidth are the figures of merit of the modulators to be optimized. One of the main features of silicon optical modulators is the capability to be integrated with other optical and electrical devices in a CMOS compatible fabrication process. The aim of this work is the design and simulation of optical silicon modulators showing a high performance for the use in photonic integrated circuits.

In this work different silicon optical modulators are designed and simulated to be fabricated on Silicon-on-Insulator (SOI) technology at the Institut für Mikroelektronik Stuttgart (IMS Chips). The SOI-wafer has a 650  $\mu\text{m}$  thick silicon substrate with a 3  $\mu\text{m}$  thick buried layer of silicon dioxide. On top there is a 250 nm thick active silicon layer in which the components are structured. The SOI-wafer is passivated with a 1  $\mu\text{m}$  thick oxide layer and a 500 nm thick Al metal layer is added on top of the processed wafer.

The designs consist of Mach-Zehnder modulators for amplitude modulation: a 1:2 power splitter, two branches of doped waveguides and a 2:1 power combiner. One branch has an additional delay line for a better characterization of the modulator in order to reduce the free spectral range. The modulation relies on the depletion of a lateral reverse biased p-n junction and the free carrier plasma dispersion effect that induces a refractive index change. Thus, the refraction index of one or two branches can be modulated with RF signals. Using different doping profiles and dimensions allows for best choice of parameters for an optimized modulator with low optical and electrical losses, working with a low driving voltage and a small footprint. Coplanar waveguides are used as traveling wave electrodes of the modulator. Different coplanar waveguides are simulated and characterized showing a bandwidth higher than 50 GHz. The optimized silicon optical modulator shows a simulated modulation efficiency of  $V\pi L = 2.3 \text{ Vcm}$ . Applying a single-ended 6 V reverse bias voltage after a length of  $L\pi = 3.8 \text{ mm}$  the achieved phase shift is  $\Delta\phi = \pi$ . The losses in the doped waveguide due to the free carriers absorption is -1.06 dB without applying any voltage.

**14:50 – 15:10 Uhr: KH2016-D-12**Niklas Hoppe, Christian Rothe, Thomas Föhn, María Félix Rosa, Lotte Rathgeber, Wolfgang Vogel, Sabine Ludwigs, Manfred Berroth  
(Universität Stuttgart, Germany)**Zweimodeninterferometer in optischen organischen Silizium-Hybrid- Modulatoren**

Für die optische Nachrichtenübertragung mit höchsten Datenraten werden integrierte optische Modulatoren in der Silizium-Auf-Isolator-Plattform im Verbund mit elektrooptisch aktiven Polymermaterialien erforscht. Bereits veröffentlichte Ergebnisse bestehen mit elektrooptischen 3-dB-Bandbreiten von über 100 GHz bei geringem Energieverbrauch und ermöglichen die Realisierung von Systemen für die Anwendung komplexer Modulationsformate. [1] Zumeist bilden, aufgrund der höheren optischen Bandbreite und reduzierten Temperaturanfälligkeit gegenüber resonanzbasierten Systemen, Mach-Zehnder-Interferometer (MZI) die Grundlage. In diesem Beitrag wird ein weiterer Ansatz vorgestellt, der auf Zweimodeninterferometern [2] basiert. Dabei werden mithilfe von Modenkonvertern zwei Moden in einem zweimodigen Stegwellenleiter mit Deckschicht angeregt. Beide Moden werden durch die elektrooptische Aktivität in einer Polymerdeckschicht hinsichtlich ihrer Ausbreitungsgeschwindigkeit unterschiedlich beeinflusst, was in einer spannungsabhängigen zusätzlichen Phasendifferenz am Ende des Wellenleiters resultiert. Kombiniert man beide Moden mithilfe eines weiteren Modenkonverters, kommt es in Abhängigkeit der angesammelten Phasendifferenz zu unterschiedlichen Transmissionen. Das Prinzip ist dabei vergleichbar mit dem Funktionsprinzip eines MZIs; man erhält jedoch kompakte Systeme mit nur einem Wellenleiterarm. Das hat den unmittelbaren Vorteil, dass Störungen durch Temperaturgradienten auf dem Chip reduziert werden, weil beide Teilsignale aufgrund der räumlichen Nähe nahezu derselben Temperatur unterliegen. Im Experiment mit PMMA-beschichteten Stegwellenleitern konnte weiterhin gezeigt werden, dass der Einfluss einer Änderung der globalen Chip-Temperatur durch die Wellenleitergeometrie minimiert werden kann. Erste Realisierungen von kurzen Zweimodeninterferometern zeigen Einfügeverluste um 1 dB. In aktuellen MZI-Designs anderer Gruppen werden häufig mit Polymer gefüllte Schlitzwellenleiter eingesetzt, bei denen die geführte Mode große Feldanteile im Polymergebiet hat. [1] Durch sehr kleine effektive Elektrodenabstände in diesen Designs kann damit ein großer elektrooptischer Effekt in der Polymerdeckschicht erzielt und damit kurze Modulatoren gebaut werden. Ebenso können Stegwellenleiter eingesetzt werden, bei denen die geführte Mode ebenfalls große Anteile in der Deckschicht hat. Durch größere Elektrodenabstände können die optischen Verluste aufgrund der Ausdehnung der Stegwellenleitermoden verringert werden; dies führt jedoch bei gleicher elektrooptischer Aktivität der Polymerdeckschicht zu einem insgesamt längeren Modulator. Gleichzeitig bleibt die Kapazität mit dem Ansteigen des Abstandes weitestgehend gleich, was ausschlaggebend für Bandbreite und Energieverbrauch ist. Liegen die Stegwellenleiterverluste in der benutzten Technologie weit unter den Verlusten von Schlitzwellenleitern, kann der Einsatz von Stegwellenleitern in MZIs und Zweimodeninterferometern optische Effizienzvorteile bringen. Problematisch bei der Realisierung von integrierten Modulatoren ist ferner die Langzeitstabilität der optischen Polymer-Eigenschaften, welche in dieser Arbeit auf maßgeschneiderten Donator- $\pi$ -Akzeptor-Chromophoren in einer PMMA-Matrix beruhen. Zur Untersuchung dieser Eigenschaften wird eine abgewandelte Form [3] der häufig benutzten Teng-Man-Methode vorgestellt bei der eine elektrooptisch aktive Schicht zwischen zwei Indiumzinnoxid-beschichteten Glasplatten durchstrahlt wird. Das Anlegen einer Modulationsspannung an die transparenten Elektroden ermöglicht die Bestimmung des elektrooptischen Koeffizienten  $r_{33}$ . Das Anlegen einer hohen Polspannung im selben Messaufbau bei höheren Temperaturen erlaubt es außerdem, die Moleküle auszurichten.

Literatur:

- [1] C. Koos et al., "Silicon-Organic Hybrid (SOH) and Plasmonic-Organic Hybrid (POH) Integration," *J. Lightwave Technol.* 34, 2016.
- [2] N. Hoppe et al., "Integrated Dual-Mode Waveguide Interferometer," *Int. Conf. Numerical Simulation of Optoelectronic Devices*, Taipei, Taiwan, 2015.
- [3] C. B. Ma et al., "Simple transmission technique for measuring the electro-optic coefficients of poled polymer films," *J. Mater. Sci. Lett.* 22, 2003.

**15:10 – 15:30 Uhr:** KH2016-D-13Johannes Rücker<sup>1</sup>, Christian Kohlbrenner<sup>1</sup>, Marco Ziemer<sup>1</sup>, Ulrich Bochtler<sup>1</sup>, Peter Klar<sup>2</sup><sup>1</sup>Hochschule Aschaffenburg, Germany,<sup>2</sup>Justus-Liebig-Universität Gießen, Germany)**Classification of Electronic Components based on multispectral Bidirectional Reflectance Distribution Function (BRDF)**

Waste from electrical and electronic equipment (WEEE) is becoming an increasingly important topic in recycling. One reason for this is the continuous replacement of computer hardware due to their obsolescence after only three years. In the case of mobile devices the average period of use is even shorter (Source: Umweltbundesamt February 2016). The other reason is the criticality of the resources that are used for production of electronic devices. Those resources like rare earth elements are in great demand and short supply. Thus the recovery of those materials from waste is of great importance, in particular for countries with only few mineral deposits. In our project we try to optimize this process by identification and selective disassembly of valuable electronic components from printed circuit boards (PCBs).

In this contribution, the BRDF method is discussed as a possible part of our identification strategy. The BRDF method describes the reflection characteristics of surfaces based on the incidence angle, material properties and wavelength. In this case BRDF is used to detect the type of the electrical components on PCBs. Therefore a first prototype was developed with regard to later employment in industrial environments. The prototype consists of a high performance camera with a high framerate and a wide spectral sensitivity ranging from 350 nm to 950 nm. The camera is placed on top of a half-spherical dome. The special shape of the dome is based on the publication of Liu Chao and Gu Jinwei who have detected different kinds of alloys. The setup has a spectral resolution of 50 nm which is achieved by using 12 different LEDs integrated into several clusters. The clusters are placed at specific positions within the dome to enable the measurement of different incidence angles.

To evaluate the different samples the camera makes an intensity measurement for every single LED on every cluster. The measurements are combined and matched into superpixels. In this case superpixels are areas with equal BRDF values. The results of the superpixels are finally given into different classifier algorithms to determine the sample type.



**Mittwoch 28. September 2016**

**KH2016 – Tagungsprogramm**

**(Brauerei Keller: Gambrinus-Stube)**



**08:40 – 10:20 Uhr: B Fields and Waves****Antenna Modeling**

Sitzungsleiter: Rolf Schuhmann

**08:40 – 09:00 Uhr: KH2016-B-07**Karsten Menzel<sup>1</sup>, Rasmus Cornelius<sup>2</sup>, Dirk Heberling<sup>2</sup><sup>1</sup>EMFfx Consulting & Simulation, Germany,<sup>2</sup>RWTH Aachen, Germany)**Vergleich zwischen dem neuen NF-Huygens-Verfahren und der etablierten Modenentwicklung zur Berechnung des Gesamtfeldes aus Antennennahfeldmessungen**

Die Berechnung von Sicherheitsabständen zu Antennen setzt eine möglichst gute Kenntnis der Feldstärken in einem Abstandsbereich von 1-7m zur Antenne voraus. Die genauesten Daten liefern hierzu Nahfeldmessungen mit nachgeschalteter Berechnung der Felder im ganzen Raum. Die hierfür bekannte Modenentwicklung [1] postuliert als Lösung der Helmholtz-Gleichung in sphärischen Koordinaten eine Summe aus Tausenden von Moden. Die Bestimmung der zugehörigen Modenkoeffizienten kann durch Lösung eines überbestimmten Gleichungssystems oder durch geeignete Fouriertransformationen erfolgen. Aufgrund der recht hohen Komplexität dieser Berechnung hat sich dieses Verfahren zur Berechnung von Sicherheitsabständen zu Antennen nicht etabliert. Im Vergleich dazu ist das neue NF-Huygens-Verfahren [2] sehr viel einfacher zu implementieren und eignet sich deshalb sehr gut zur Sicherheitsabstandsberechnung. Es betrachtet jeden Messpunkt als Ausgangspunkt einer sphärischen Welle, die am Beobachtungspunkt nach Multiplikation mit einem zur Projektionsfläche passenden Faktor summiert werden. Anhand zweier Dualband-Sektorantennen, wie sie typischerweise im Mobilfunk eingesetzt werden, und einer Modellantenne, die aus einem 4x4x4 Dipolarray besteht, werden die beiden Verfahren verglichen. Da bei den Dualbandantennen Low- und High-Band getrennt betrachtet werden, wurde der Vergleich an 5 Datensätzen durchgeführt. Neben dem Horizontal- und Vertikaldiagramm im Fernfeld wurde bei den Mobilfunkantennen der Richtfaktor als Funktion des Abstandes berechnet, da dieser Parameter sehr empfindlich die Sicherheitsabstände bestimmt. Die 4 Datensätze der Mobilfunkantennen liefern mit beiden Verfahren nahezu deckungsgleiche Ergebnisse - sowohl in den Richtdiagrammen als auch beim Richtfaktor. Die maximale Abweichung in den Richtdiagrammen beträgt 2dB (im Bereich 0-20dB) und im Richtfaktor 0,04dB. Etwas größere Abweichungen zeigen sich bei dem Antennenarray. Hier beträgt die maximale Abweichung in den Richtdiagrammen 4dB. Damit liegen die Abweichungen in der Größenordnung typischer Messfehler bei Nahfeldmessungen (1dB bei 900 MHz und 0,5dB bei 1800 MHz). Die sehr gute Übereinstimmung der Ergebnisse lässt den Schluss zu, dass das neue NF-Huygens-Verfahren eine sehr gute Approximation ist, die im Falle von einfachen Antennenstrukturen, wie sie im Mobilfunk eingesetzt werden, nahezu exakt ist. Gemäß der Norm [3] kann die NF-Huygens Methode analog zur Modenentwicklung als Teil von Nahfeldmessungen verstanden werden und hat somit gemäß des Annex A der Norm das höchste Ranking im Vergleich zu anderen Verfahren - deshalb eignet es sich als Referenz z.B. für empirische Antennenberechnungen. Die einfache Handhabung des neuen Verfahrens ermöglicht den Einsatz bei der Berechnung von Sicherheitsabständen - auch wenn eine komplexe Feldsituation an einem Funkstandort betrachtet wird, wo zum Teil 12 oder mehr Antennenfelder zu überlagern sind. Auch ermöglicht das Verfahren eine einfache Analyse von MIMO oder Massiv-MIMO-Antennen, bei denen der Sicherheitsabstand starken Variationen unterlegen ist.

## Literaturquellen

[1] J E Hansen; Spherical Near-field Antenna Measurements; IEEE Electromagnetic Waves Series; 1988

[2] K. Menzel, S. Rey, T. Kürner: NF-Huygens &amp; MaxVal. Two New Methods for Determining the Safety Distances to Base Station Antennas; Proceedings of EuCAP2016

[3] IEC 62232: Determination of RF field strength and SAR in the vicinity of radio communication base stations ...

**09:00 – 09:20 Uhr:** KH2016-B-08

Josef Knapp, Thomas F. Eibert  
(Technische Universität München, Germany)

**Algorithmische Echo-Unterdrückung in der Nahfeld-Fernfeld-Transformation von gemessenen Antennenfeldern**

Parasitäre Streufelder sind ein bedeutender Störfaktor in der messtechnischen Bestimmung der Abstrahlung von Antennen. Besonders im Bereich der Nahfeldmessung ist die Beseitigung eventueller Störgrößen essentiell, da sich durch eine Nahfeld- Fernfeldtransformation Fehler in einzelnen Messungen unter Umständen auf das gesamte Feldbild im Fernfeld auswirken. Im Messaufbau werden parasitäre Streufelder in der Regel durch aufwendige Maßnahmen, wie das Auskleiden des gesamten Messplatzes mit Absorbieren, soweit unterdrückt wie möglich. Steigende Anforderungen an die Technologie und die damit verbundenen steigenden Anforderungen an die Messtechnik machen es jedoch schwer, den enormen Hardwareaufwand in jeder Situation aufrecht zu erhalten. Wenn die Abstrahleigenschaften des Messobjekts unter extremen Umständen bestimmt werden sollen oder wenn sehr große Messobjekte vermessen werden, stoßen Absorber an die Grenzen ihrer Leistungsfähigkeit und die ideale reflexionsfreie Messumgebung kann nicht sichergestellt werden. In diesem Fall können Echo-Unterdrückungs-Algorithmen helfen, die gestörten Messungen von den ungewollten Signalanteilen zu befreien. Echo-Unterdrückungs-Algorithmen versuchen, vorhandenes Vorwissen über das Messobjekt und Überabtastung, bzw. zusätzliche Messungen, auszunutzen um Signalanteile, die nicht vom Messobjekt stammen können, von den erwünschten Signalanteilen zu trennen [1], [2], [3]. Dazu ist eine präzise mathematische Beschreibung des Messaufbaus nötig, die alle Einflussfaktoren korrekt erfassen kann. Der Einfluss der Feldprobe, mit der das abgestrahlte Feld vermessen wird, ist bei Nahfeldmessungen ohnehin ein wichtiger Faktor, den es zu berücksichtigen gilt. Bei der richtigen Beschreibung des Einflusses von Echos auf die Messungen ist jedoch essentiell, das Empfangsverhalten der Messprobe richtig in die Berechnungen einzubeziehen. In diesem Beitrag erfolgt eine formale Beschreibung der gesamten Messung inklusive der Störungen durch Reflektionen mittels des Huygensschen Äquivalenzprinzips und des Reziprozitätstheorems. Durch diesen Formalismus wird der Einfluss der Echos auf abstrakter Ebene erfasst und auf unkonventionelle Weise korrigiert. Durch die Information in redundanten Messungen und des vorhandenen Vorwissens über Geometrie und Position des Messobjekts werden die Nahfeldmessungen von den Störungen befreit und aus den Echo-befreiten Messungen wird die Feldverteilung im Fernfeld bestimmt.

[1] Black, Jr., D.N., and Joy, E.B. 1995. "Test Zone Field Compensation." IEEE Transactions on Antennas and Propagation 43 (4): 362-68. doi:10.1109/8.376033.

[2] Hindman, G., and Newell, A. 2008. "Mathematical Absorber Reflection Suppression (MARS) for Anechoic Chamber Evaluation and Improvement." In Proc. Antenna Measurement Techniques Association (AMTA) Annual Symp.

[3] Yinusa, K.A. 2015. "Echo Suppression Techniques for Near-Field Antenna Measurements." Doctoral Dissertation, Technical University Munich, Munich.



**09:20 – 09:40 Uhr:** KH2016-B-09

Ole Neitz, Raimund A. M. Mauermayer, Thomas F. Eibert  
(Technische Universität München, Germany)

**Antenna gain determination from irregular near-field samples using plane wave expansions**

Determining the radiation pattern of antennas by measuring the radiated fields in the near-zone of the antennas and subsequently performing a near-field to far-field transformation (NFFFT) is a well-established technique and has been used for many years. Usually, equivalent sources, such as electric and magnetic currents, plane-wave spectra or spherical harmonics are determined, which reproduce the measured near-field (NF) and may then be used to compute the radiation pattern of the antenna under test (AUT) in the far-field (FF). If the relation between equivalent sources and the measured NF samples is correctly formulated in terms of power and the influence of the receiving probe characteristic, not only the relative FF pattern of the AUT can be determined but also the absolute gain pattern. This was shown for planar NF measurements, employing the reciprocity relation between the transmitting and receiving antenna and a plane wave expansion based scattering matrix description of the antenna coupling. Due to the simplicity of the planar setup, the resulting transmission equations are directly solved for the unknown AUT far-field. NFFFTs from spherical measurements have been described, which usually rely on a spherical mode expansion of the fields. With the right choice of power normalized wave functions, the antenna gain pattern is obtained by evaluating the determined transmission coefficients for a virtual probe in the FF and applying the Friis transmission equation.

The two aforementioned approaches are limited to the cases of canonical measurement surfaces, i.e. planes or spheres. In this contribution, the problem of near-field antenna gain measurements is restated in terms of an expansion of the free-space Green's function in propagating plane waves on the Ewald sphere. The formulation is integrated into the "Fast Irregular Antenna Field Transformation Algorithm" (FIAFTA) and allows to determine the gain normalized FF pattern of the AUT from NF measurements on any of the canonical surfaces as well as from irregularly distributed NF samples. Due to the expansion in plane waves, the relation to the far-field quantities probe gain and effective area in a NF scenario becomes evident and in the asymptotic case of a large distance between AUT and probe, the formulation directly corresponds to the Friis transmission equation.

The connecting cables between the antenna ports and the vector network analyzer typically introduce additional damping of the measured transmission factor in almost any antenna measurement system. To account for these losses, a single power calibration measurement point, for which the power offered by the source at the AUT connector and the power received by the probe antenna are directly measured, is incorporated into the transformation algorithm to correctly scale the FF result. This procedure is preferable to e.g. the standard direct gain method for flexible antenna measurement systems, where a cable based through calibration measurement may appear less accurate or impractical.

By using data from numerical simulations and near-field measurements, the capabilities of the approach are demonstrated.





**09:40 – 10:00 Uhr: KH2016-B-10**Alexander Paulus, Josef Knapp, Thomas F. Eibert  
(Technische Universität München, Germany)**Phasenlose Nahfeld-Fernfeld Transformation von gemessenen Antennenfeldern über nicht-konvexe Optimierung**

Messungen im Nahfeld von Antennen gelten als preiswerte und verlässliche Methode zur Verifikation und Bestimmung des Abstrahlverhaltens einer Antenne. Durch den geringen benötigten Abstand zwischen Messsonde und Testantenne können Objekte mit großen elektrischen Dimensionen in verhältnismäßig kleinen und günstigen Messkammern untersucht werden. Das gesuchte Fernfeldverhalten der Testantenne ergibt sich aus einer so genannten Nahfeld-Fernfeld Transformation (NFFFT) der gemessenen Nahfelddaten. Sind, wie nach aktuellem Stand der Technik vorausgesetzt, sowohl Amplituden- als auch Phaseninformation des SONDENSIGNALES vorhanden, ergibt sich die NFFFT im Wesentlichen als Lösung eines linearen Gleichungssystems welche mit entsprechenden Verfahren zuverlässig gefunden werden kann. Das genaue Erfassen der Phase des SONDENSIGNALS benötigt teure Messgeräte, wird mit zunehmender Frequenz schwieriger und ist für manche Anwendungen somit nahezu unmöglich. Folglich würde eine NFFFT, welche ohne Phaseninformationen auskommt, weiter Kosten reduzieren und Nahfeldmessungen bei immer höheren Frequenzen ermöglichen. Thema dieses Beitrages ist die Betrachtung phasenloser Transformationsansätze, d.h. Methoden welche zur Bestimmung des Fernfeldverhaltens einer Antenne lediglich die im Nahfeld gemessenen Amplituden der SONDENSIGNALE benötigen. Diese Aufgabenstellung entspricht dem bereits bekannten Problem der Phasenrekonstruktion aus Amplitudendaten [1] zu dem diverse konvexe [2] und nicht-konvexe [3] Lösungsansätze existieren. Für die Anwendung zur phasenlosen Antennenmessung wurden zusätzlich Methoden entwickelt, welche beispielsweise Messungen in verschiedenen Abständen zur Testantenne benötigen [4] oder spezielle Sonden [5, 6] voraussetzen. Der in diesem Beitrag vorgestellte Ansatz basiert auf der Lösung eines nicht-konvexen Optimierungsproblems und erlaubt eine flexible Wahl der Messpunkte als auch die Berücksichtigung vorhandener Geometrieinformation über die Testantenne. Zur Verifikation der Methoden werden Resultate für anwendungsnahe Simulations- und Messdaten präsentiert.

## Referenzen

- [1] J. R. Fienup, "Phase retrieval algorithms: a comparison," Applied optics, vol. 21, no. 15, pp. 2758-2769, 1982.
- [2] I. Waldspurger, A. d'Aspremont, and S. Mallat, "Phase recovery, MaxCut and complex semidefinite programming," Mathematical Programming, vol. 149, no. 1-2, pp. 47-81, 2015.
- [3] E. J. Candes, X. Li, and M. Soltanolkotabi, "Phase Retrieval via Wirtinger Flow: Theory and Algorithms," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 61, no. 4, pp. 1985-2007, 2015.
- [4] A. P. Anderson and S. Sali, "New possibilities for phaseless microwave diagnostics. Part1: Error reduction techniques," IEE Proc. H Microw. Antennas Propag. UK, vol. 132, no. 5, p. 291, 1985.
- [5] S. Costanzo and G. Di Massa, "Wideband phase retrieval technique from amplitude-only near-field data," Radioengineering, vol. 17, no. 4, pp. 8-12, 2008.
- [6] S. Costanzo, G. Di Massa, and M. D. Migliore, "A novel hybrid approach for far-field characterization from near-field amplitude-only measurements on arbitrary scanning surfaces," IEEE Trans. Antennas Propagat, vol. 53, no. 6, pp. 1866-1874, 2005.

**10:00 – 10:20 Uhr:** KH2016-B-11Benjamin Motz<sup>1</sup>, Thomas Weiland<sup>2</sup><sup>1</sup>Computer Simulation Technology AG, Germany,<sup>2</sup>Technische Universität Darmstadt, Germany)**Antenna Coupling Calculation by an Asymptotic Method**

This work is concerned with the efficient prediction of scattering parameters (S-parameters) between two or more antennas in the presence of electrically very large structures. Applications are car to car communication in complex environments or antenna placement on large vehicles like airplanes, ships or satellites. Solving these problems with full wave methods is often too costly due to the electrical size of the structures. We therefore implement an asymptotic method in this work.

The entire domain is separated into several parts, each containing one antenna and its direct environment, and another part containing the remaining electrically large part of the structure. Full wave simulations are performed to calculate the equivalent currents of the antennas on enclosing surfaces. These currents are then used in the asymptotic Shooting and Bouncing Ray method [1] to obtain the S-parameters in presence of the whole platform.

The employed ray tracing algorithm relies on a valid far field representation of the fields that are evaluated along the ray paths. If the scattering structure is partly within the far field radius of an antenna, given by its dimensions and frequency, that antenna cannot be modeled as a point source. Therefore the antennas are hierarchically subdivided into smaller source regions with smaller far field radii. Those regions can again be considered point sources and the ray tracing algorithm can be used for each of them individually. This procedure considerably improves the scattered near and far field.

The voltage at a receive antenna's port is calculated by employing the reciprocity theorem and evaluating a reaction integral [2]. The integral incorporates the fields by the receive antenna when operated in transmit mode and the fields by the sending antenna, both evaluated on a surface enclosing the receive antennas. The accuracy of the obtained S-parameter depends on those fields.

Modeling the receive antenna by its far field pattern may as well be insufficient in terms of accuracy for the reasons given above. Hence its equivalent currents are also subdivided into smaller source regions [3]. The receive voltage is then computed by a hierarchical evaluation of the reaction integral. An analogous procedure is pursued to include diffraction contributions, which are modeled by equivalent edge currents.

The proposed method is verified by self-consistency checks and by comparison to full wave simulation methods. The improvements of the hierarchical method compared to a simple point source approach are investigated for large scattering geometries.

## References:

[1] Ling, H., Chou, R.-C., Lee, S.-W., Shooting and Bouncing Rays: Calculating the RCS of an Arbitrarily Shaped Cavity, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 37, Issue 2.

[2] Richmond, J.H., A Reaction Theorem and its Application to Antenna Impedance Calculations, IRE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 9, Issue 6.

[3] Brem, R., Eibert, T.F., Accurate Multi-Antenna Receive Signal Computations for Ray Tracing, 2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)

**10:40 – 12:00 Uhr: B Fields and Waves: Stochastic EM**

Sitzungsleiter: Sebastian Schöps

**10:40 – 11:00 Uhr: KH2016-B-12**Hossein Fazeli Khalili, Wolfgang Mathis  
(Leibniz Universität Hannover, Germany)**Field Analysis and Simulation of Irregular Deformed Circular Waveguides Employing Stochastic Generalized Transmission Line Equations**

Irregular deformation on the inner surface of a waveguide affects stimulated circular electric waves. As a result, higher order modes and coupling between them are generated in the waveguide. For instance, a small scratch inside of a circular waveguide along the propagation direction increases not only damping of a broadcast signal, but this irregular changing on the boundary also distorts the signal. The reason for this lies in distribution of an injected power between the dominant mode and undesirably generated modes. Furthermore, a wall impedance causes coupling of the normal modes with the equal first subscript of the double-subscript notation and ensures that coupling phenomena remains along the propagation direction and the opposite direction in the waveguide. Applying the Generalized Transmission Line Equations (GTLEs) derived by Schelkunoff enable us to analyze any normal mode in terms of the other generated coupled modes, since the GTLEs consider all the normal modes directly and their coupled coefficients. With the aid of the GTLEs it is possible to convert Maxwell's equations under certain conditions into the ordinary differential equations. These equations are derived concerning irregular distributed boundary conditions. The irregular variations of waveguide's radius adds a stochastic variable to the equations which leads solving Stochastic Differential Equations. The applied numeric approach is the Euler-Maruyama method and the Wiener process is considered as a stochastic distribution on the boundary of the circular waveguide. In this contribution, the field distribution in an irregular deformed circular waveguide is obtained, without solving Maxwell's equations directly. Moreover, an acceptable limit for irregularity is determined by varying the amplitude of stochastic variable in a way that the field distribution remains without considerable distortion.



**11:00 – 11:20 Uhr:** KH2016-B-13

Michael Haider, Johannes Russer

(Technische Universität München, Germany)

**Differential form representation of stochastic electromagnetic fields**

In this work, we revisit the theory of stochastic electromagnetic fields using exterior differential forms. We present a short overview as well as a brief introduction to the application of differential forms in electromagnetic theory.

A differential form is in principle a quantity, which can be integrated. For the case of a three-dimensional space, the domains of integration could either be lines (1D), areas (2D) or volumes (3D). The corresponding differential forms are then given as one-forms, two-forms and three-forms. We describe electric-, and magnetic fields by differential one-forms while electric-, and magnetic displacement fields are given by two-forms. Since charge density is a quantity that is given as a density in space, we use pseudo scalars, or differential three-forms to describe it. A well-known result from the field of mathematics, the lemma of Poincaré, can then be used to ensure the existence of a field, just by the presence of some charge density. Probably the most important advantage, which makes exterior calculus superior to vectors, when considering electromagnetic fields, is that the formalism becomes completely independent of the choice of a specific coordinate system.

Within the framework of exterior calculus, we derive equations for the second order moments, describing stochastic electromagnetic fields. Also the equations for the double one-forms, or two-forms respectively, relating the second order moments are independent for the choice of a particular basis. Since the resulting objects are continuous quantities in space, a discretization scheme based on the Method of Moments (MoM) is introduced for numerical treatment.

The MoM is applied in such a way, that the notation of exterior calculus is maintained while we still arrive at the same set of algebraic equations in the end, we would have obtained when formulating the theory using the traditional notation of vector calculus. For properly setting up the Method of Moments, we introduce an inner product for differential forms. We show that our inner product is valid by exploring some important properties, like sesquilinearity and positive semi-definiteness.

We conclude our work with an analytic calculation of the propagation of correlations of two Hertzian dipoles using the formalism of exterior calculus. We see that even though we consider uncorrelated sources, the cross-correlation spectra of the excited electric field are non-vanishing.



11:20 – 11:40 Uhr: KH2016-B-14

Johannes Russer<sup>1</sup>, Michael Haider<sup>1</sup>, Jean-Baptiste Gors<sup>2</sup>, Damienne Bajon<sup>2</sup>, Sidina Wane<sup>3</sup>, Peter H. Russer<sup>1</sup>

(<sup>1</sup>Technische Universität München, Germany,

<sup>2</sup>ISAE-Université de Toulouse, France, <sup>3</sup>NXP Semiconductors, France)

### Correlation Transverse Wave Formulation (CTWF) for Modeling of Stochastic Electromagnetic Fields

In this work we apply the Correlation Transverse Wave Formulation (CTWF) method for direct computation of the auto- and cross correlation functions (ACFs and CCFs) of stationary stochastic electromagnetic fields. These ACFs and CCFs are computed from the Johns matrices, i.e. the discrete-time TWF Green's functions and are directly related to the EMI power spectra.

Radiated EMI is represented by stochastic EM fields. For efficient EMI compliant design and optimization of circuits and systems the simulation methodologies based on the field autocorrelation and cross correlation spectral densities are required. Semi-analytic numerical methods based on Green's function formalism already were presented in (Russer and Russer, 2011a, 2015).

The Transmission Line Matrix (TLM) method is an efficient time-and space discrete numerical method for modeling of complex electromagnetic structures (Russer and Russer, 2011b, 2014). Introducing network models allows the application of correlation matrix methods for the modeling of stochastic fields. This can be done either by method of moments as discussed in (Russer and Russer, 2015) or by applying network oriented space discretising methods for EM field computation as for example the TLM method (Russer et al., 2016).

Mode matching is the superposition of modal field solutions. If an electromagnetic structure is subdivided into substructures and complete sets of modal field solutions are known for the sub-domains, these modal solutions form a complete basis and allow to expand the field solutions into these basis functions. Choosing modal functions as the basis functions ensures that these functions are already solutions within the respective regions and we need only to care that the boundary conditions are fulfilled. The mode matching method is potentially exact if we allow infinite series expansions. Considering the modal basis functions as the basis of a function space, Hilbert space methods, in particular the method of moments (Harrington, 1968), can be applied. Baudrand and Bajon introduced Hilbert space methods to transform integral formulations of electromagnetic field problems into algebraic ones (Baudrand, 2001). An extension of this method has been given in the transverse wave formulation (Wane et al., 2003). Now, we extend the Transverse Wave Formulation method to compute auto- and cross correlation functions of stationary stochastic electromagnetic fields.

#### References

Baudrand, H.: Introduction au Calcul des Elements de Circuits Passifs en Hyperfréquences, Cépaduès-Éditions, Toulouse, 2001.

Harrington, R. F.: Field Computation by Moment Methods, IEEE Press, San Francisco, 1968.

Russer, J. A. and Russer, P.: Stochastic electromagnetic fields, in: German Microwave Conference (GeMIC), pp. 1-4, 2011a.

Russer, J. A. and Russer, P.: Modeling of Noisy EM Field Propagation Using Correlation Information, in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2015.

Russer, J. A., Cangellaris, A., and Russer, P.: Correlation Transmission Line Matrix (CTL) Modeling of Stochastic Electromagnetic Fields, in: Proceeding of: IEEE International Microwave Symposium, IMS, San Francisco, CA, USA, 2016.

Russer, P. and Russer, J.: Transmission Line Matrix (TLM) and network methods applied to electromagnetic field computation, in: Microwave Symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International, pp. 1-4, IEEE, doi:10.1109/MWSYM.2011.5972622, 2011b.

**11:40 – 12:00 Uhr:** KH2016-B-15Johannes Russer<sup>1</sup>, Michael Haider<sup>1</sup>, Andrey Baev<sup>2</sup>, Sidina Wane<sup>3</sup>, Damienne Bajon<sup>4</sup>, Yury Kuznetsov<sup>2</sup>, Peter H. Russer<sup>1</sup><sup>1</sup>Technische Universität München, Germany,<sup>2</sup>Moscow Aviation Institute, Russia,<sup>3</sup>NXP Semiconductors, France,<sup>4</sup>ISAE-Université de Toulouse, France)**Measurement of Radiated Cyclostationary EMI**

We have extended the method for modeling the stochastic EM near-field which has already been described for stationary stochastic fields to the case of cyclostationary fields. Areas of application are the modeling of the electromagnetic interference radiated by digital circuitry inside the system and also into the environment, where the period of the cyclostationary EMI is given by the clock frequency of the digital circuits. Stochastic electromagnetic fields with Gaussian amplitude probability distribution can be fully described by auto- and cross correlation spectra of the field components. The cross correlation spectra have to be known for the pairs of field components taken at different spatial points (Russer et al., 2015a, b).

We present methods for measurement and evaluation of stationary and cyclostationary stochastic electromagnetic fields. The radiated electromagnetic interference (EMI) of electronic circuitry is recorded by two-point measurements of the tangential electric or magnetic field components and by evaluating the field autocorrelation functions and for each pair of field sampling points also the cross correlation functions (Russer and Russer, 2015). In case of digital circuitry clocked by a single clock pulse, the generated EMI is a cyclostationary process where the expectation values of the EMI are periodically time dependent according to the clock frequency and which have to be considered in modeling the EMI.

In this contribution we present the experimental characterization of cyclostationary radiated EMI by two-point correlation measurements. The radiated EMI is measured simultaneously by two field probes. The measured signals are recorded by a digital sampling oscilloscope and the cyclostationary auto- and cross correlation spectra are computed from the measured data. From this the propagation of the radiated EMI is computed using the CTLM method (Russer et al., 2016).

**References**

Russer, J. A. and Russer, P.: Modeling of Noisy EM Field Propagation Using Correlation Information, in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2015.

Russer, J. A., Russer, P., Konovalyuky, M., Gorbunova, A., Baev, A., and Kuznetsov, Y.: Analysis of Cyclostationary Stochastic Electromagnetic Fields, in: International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA), 2015

Russer, J. A., Russer, P., Konovalyuky, M., Gorbunova, A., Baev, A., and Kuznetsov, Y.: Near-Field Propagation of Cyclostationary Stochastic Electromagnetic Fields, in: International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA), 2015, 2015.

Russer, J. A., Cangellaris, A., and Russer, P.: Correlation Transmission Line Matrix (CTLM) Modeling of Stochastic Electromagnetic Fields, 10 in: Proceeding of: IEEE International Microwave Symposium, IMS, San Francisco, CA, USA, 2016.

**13:30 – 15:30 Uhr: B Fields and Waves:**

**Applications**

Sitzungsleiter: Rolf Schuhmann

**13:30 – 13:50 Uhr: KH2016-B-16**

Christian Koenen<sup>1</sup>, Uwe Siart<sup>1</sup>, Thomas F. Eibert<sup>1</sup>, Garrard D. Conway<sup>2</sup>, Ulrich Stroth<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Technische Universität München, Germany,

<sup>2</sup>Max-Planck-Institut für Plasmaphysik, Germany)

**A Millimeter-Wave Phased Array Antenna for Small-Scale Plasma Turbulence Studies on ASDEX Upgrade Tokamak**

The design of a new Doppler reflectometry front-end for small scale plasma turbulence measurements on ASDEX Upgrade Tokamak is presented. Doppler reflectometry exploits the interaction between the plasma and an electromagnetic wave to uncover turbulences in the plasma. For a certain frequency, the wave is reflected at a certain plasma density. If turbulences are present, this cut-off layer is similar to a Bragg grating. The Doppler reflectometer launches a Gaussian beam into the plasma with a certain tilt angle apart from normal incident. At the turbulent cut-off layer, the beam is refracted according to the Bragg condition and the backscattered beam is picked up by the antenna. The received signal contains information about the turbulence velocity and the turbulence intensity. By varying the tilt angle, a spatial spectrum of the turbulences can be measured.

The current reflectometry system in ASDEX Upgrade is based on Gaussian mirror optics and consumes quite a bit of valuable in-vessel mounting space. In order to enable Doppler reflectometry on fusion experiments with less available space, a novel phased array antenna is currently realized as an alternative front-end. The array antenna shall radiate a well-defined Gaussian beam in its near-field. A wavelength-dependent beam waist of  $7\lambda$  at a distance of 200mm to 400mm from the array aperture is required. The steering angle should cover approx.  $\pm 15^\circ$  and the side-lobe level should be as low as possible. This beam has to be radiated over almost the whole W-band (75GHz-105GHz). Concerning the environment in a fusion experiment, the array antenna must withstand neutron radiation and temperatures up to 160°C. Also, it should be compatible with the strong magnetic field, which encases the plasma, and it must not contaminate the ultra-high vacuum. As a consequence, the whole antenna is built in hollow waveguide technology with solely two certified metal alloys and a piezo drive as active element.

This contribution presents the novel phased array antenna with all of its individual components and shows how the required Gaussian beam is radiated. The phased array antenna is centrally fed by a series feed with two branches. In each branch, the wave travels subsequently through phase shifters and coupling structures in order to steer the beam and to realize the amplitude taper which is required for the Gaussian beam. From the coupling structures, the waves travel through fundamental mode hollow waveguide sections with different lengths. These sections equalize the electrical length from the input towards each radiating element. After these compensation lines, a trombone like focusing section follows. The focusing section realizes the required frequency dependent phase taper at the array aperture. An H-plane shaped reflector stack radiates the wavefront and models a Gaussian beam perpendicular to the steering plane with similar properties as the Gaussian beam in the steering plane.

Nearly all of the aforementioned components have been prototyped and tested. Measurement results are given in the paper. A CAD model of the phased array antenna is also shown. Measurement results of the manufactured antenna are possibly available for the presentation.

**13:50 – 14:10 Uhr:** KH2016-B-17

Gerhard Greving, Wolf-Dieter Biermann, Rolf Mundt  
(NAVCOM Consult, Germany)

**Integrated scattering distortion analysis of a large number and distributed scatterers for navigation system simulations - Example of wind turbines**

Navigation-, landing-, radar- and communication-systems rely almost all on the transmission and reception of radio signals. In reality these systems are never operating in free space without scattering or distorting objects. Typical modern scattering objects today are wind turbines WT which appear in some distance to radio systems in increasing numbers as a consequence of the move to the renewable energy generation. The actual sizes of the WT are up to 200m and more. They are installed as single turbines, but more often in small arrays or even more often in large clusters up to hundreds of WT. The electrical size of the turbines depends of course on the operating frequency of the systems to be evaluated. Adapted methods have to be applied in the simulation process. Typical classical navigation systems (VOR) operate in the VHF-frequency, i.e. around 110MHz using the horizontal polarization. The distortion scattering effects by these objects have to be simulated by a suitable methodology. The 3D-modelling of the WT will be shown using advanced PO/PTD-methods und hybrid MoM-methods yielding the fields to be superposed. However, the field quantities are not the final result of the simulations, but the individual system parameter after a suitable signal processing such as the bearing or angle error or modulation degree for the navigation systems.

This paper focusses on very large number of wind turbines and analyzes the system distortion simulation aspects of wind turbines which consist of the • The fully stationary mast • The quasi-stationary nacelle which turned gradually according to the wind direction • The triple rotor blades consisting mainly of glass-fibre and embedded lightning arrestors. This paper analyzes the very large number of turbines by statistical analysis and statistical geometry with respect to the wind direction and the rotor position. It is shown that the effects of the rotor is relatively smaller for larger and larger number of wind turbines and tend to become negligible. The static parts of the turbines remain and the overall effect tends not to depend anymore relevantly from the direction of the wind. This result is in contrast to the exaggeration of the effects of blades and the direction of the wind to be read in other documents. The issue of the elsewhere stated relevant interaction between the wind-turbines is studied also.

A statistical histogram evaluation of the fields and of the bearing error will be presented for large existing windfarms in Europe and US. Curved earth aspects will be evaluated for larger distances. The rigorous field calculations will be compared with the approximate superposition for sub-groups of the windfarm, e.g. with results of other existing windfarms or flight check measurements. The national and international situation will be highlighted..



**14:10 – 14:30 Uhr: KH2016-B-18**Ezgi Özis<sup>1</sup>, Andrey Osipov<sup>1</sup>, Thomas F. Eibert<sup>2</sup><sup>1</sup>German Aerospace Center (DLR), Germany,<sup>2</sup>Technische Universität München, Germany)**Physical optics and full wave simulations of transmission of electromagnetic fields through electrically large planar meta-sheets**

Every radome covering an antenna affects the fields radiated by the antenna. Microwaves radomes are typically electrically large, and a good approximation method is needed to calculate the radiated field in a computationally efficient but accurate manner [1]. Physical optics can be used to approximately describe the effect of the radome in terms of equivalent electric and magnetic currents expressed through the local transmission coefficients of the radome wall. Metamaterials bring new opportunities to radome design, including an improved transmission over a broader range of antenna scan angles, tailorable and reconfigurable frequency bands, polarization transformations, one-way transmission and switching ability [2]. Metamaterials are periodic structures consisting of unit cells smaller than the wavelength with the effective permittivity and permeability values which may not be encountered in natural materials [3-5]. Ultra-thin metamaterials with planar inclusions, called meta-surfaces or meta-sheets [6-9], are particularly promising for applications. However, the smallness of the unit cell introduces additional complications in full wave numerical simulations, requiring a very fine sampling over an electrically large area of the radome. This paper describes the results of numerical simulations of the electromagnetic transmission through planar meta-sheets (infinite and circularly shaped) by using a full wave simulator and a physical optics solution.

1. Zhao W.-J., Li L.-W., Gan Y.-B. "Efficient analysis of antenna radiation in the presence of airborne dielectric radomes of arbitrary shape", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 53, pp. 442-449, 2005.
2. Oezis E., Osipov A.V., Eibert F.T. "Enhancing microwave radomes with metamaterials", Kleinheubacher Tagung, Milttenberg, Germany, September 2015.
3. Lovat G., Burghignoli P., Capolino F., Jackson D.F., Wilton D.R. "Analysis of directive radiation from a line source in a metamaterial slab with low permittivity", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 54, pp. 1017-1030, 2006.
4. Engheta N., Ziolkowski R.W., Metamaterials: Physics and Engineering Explorations, Wiley-IEEE Press, 2006.
5. Capolino, F. (ed), Metamaterials Handbook: Theory and Phenomena of Metamaterials, Taylor & Francis Group (CRC Press), 2009.
6. Holloway C. L., Kuester E.F., Gordon J.A., O'Hara J., Booth J., Smith D.R. "An overview of the theory and applications of metasurfaces: the two-dimensional equivalents of metamaterials", IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 54, no. 2, pp. 10-35, 2012.
7. Ding K., Xiao S. Y., Zhou L. "New frontiers in metamaterials research: novel electronic materials and inhomogeneous metasurfaces", Frontiers of Physics, vol. 8, pp. 386-393, 2013.
8. Sun S., He Q., Xiao S., Xu Q., Li X., Zhou L. "Gradient-index meta-surfaces as a bridge linking propagating waves and surface waves", Natural Materials, vol. 11, pp. 426-431, 2012.
9. Li X., Xiao S., Cai B., He Q., Cui T. J., Zhou L. "Flat metasurfaces to focus electromagnetic waves in reflection geometry", Optics Letters, vol. 37, pp. 4940-4942, 2012.

**14:30 – 14:50 Uhr: KH2016-B-19**

Kris Rohrmann, Marvin Sandner, Marcus Prochaska

(Ostfalia Hochschule für Angewandte Wissenschaften, Germany)

**Analytische Abschätzung des Winkelfehlers von xMR-basierten Positionssensoren**

Magnetische Messsysteme bestehend aus einem Gebermagneten und Magnetfeldsensor sind für die Bestimmung mechanischer Größen im Automobil von zentraler Bedeutung. Ursächlich hierfür sind die hohe Messgenauigkeit wie auch die Robustheit dieser Messsysteme gegenüber Temperatur- und Lebensdauerdriften. Zudem sind magnetische Messsysteme verschleißfrei, was die Erfüllung hoher Lebensdaueranforderungen insbesondere im Automobilbereich positiv unterstützt. Ein typisches Einsatzgebiet ist neben der Drehzahlmessung für Bremssysteme und Motoranwendungen die Winkelmessung. Winkelsensoren finden sich dabei beispielsweise in Drosselklappen, Lenksystemen, Scheibenwischern oder bürstenlosen Gleichstrommotoren.

Magnetfeldsensoren basieren überwiegend auf einem xMR (AMR, GMR, TMR) oder dem Hall-Effekt. Bedingt durch die stetig steigenden Genauigkeits- und Miniaturisierungsanforderungen im Automobilbereich kommen jedoch zunehmend xMR-Sensoren zum Einsatz. Aus diesem Grund wurde im Rahmen dieser Arbeit ein xMR Sensor bestehend aus acht magnetfeldabhängigen Widerständen zu Grunde gelegt, die als Wheatstone-Brücken angeordnet sind. Dieser Aufbau entspricht Anordnungen, die bei derzeit verfügbaren xMR Sensoren zur Winkelbestimmung überwiegend Verwendung finden.

Der Winkelfehler eines magnetischen Messsystems zur Positionsbestimmung wird im Wesentlichen durch den Gebermagneten und die Montageteranzen des Messaufbaus bestimmt. Um den Einfluss der einzelnen Fehlerquellen zu beurteilen, greift man in der Praxis oft auf Messungen und Magnetfeldsimulationen zurück. Im Gegensatz dazu soll im Rahmen dieser Arbeit ein systematischer Entwurfsprozess vorgestellt werden, der auf einer analytischen Berechnung des Magnetfeldes des Gebermagneten basiert. Ausgehend vom Magnetfeld in den magnetfeldabhängigen Widerständen eines xMR Winkelsensors kann unter Berücksichtigung der Montageteranzen der Fehler des Messsystems abgeschätzt werden. Zudem besteht so die Möglichkeit die Sensitivität des Winkelfehlers gegenüber den einzelnen Störgrößen zu bestimmen.

Der im Rahmen dieser Arbeit vorgeschlagene Entwurfsprozess führt zu einer einfacheren Realisierung magnetischer Messaufbauten, da die einzuhaltenden Montageteranzen in Abhängigkeit vom geforderten Winkelfehler bei gegebenen Gebermagneten mittels analytischer Gleichungen abschätzbar sind. Zudem ist man anhand einer Sensitivitätsanalyse in der Lage den Einfluss der einzelnen Montageteranzen zu untersuchen. Hierdurch wird die Komplexität des Entwurfsprozesses reduziert. Ebenso ist es möglich bei gegebenen Montageteranzen einen optimalen Magneten auszuwählen. Die Ergebnisse des vorgestellten analytischen Entwurfsprozesses können darüber hinaus als verbesserte Startwerte für Magnetfeldsimulationen und Messungen dienen, was ebenfalls zur Aufwandreduktion und damit zu kürzeren Entwicklungszeiten führt.



**14:50 – 15.10 Uhr:** KH2016-B-20

Jens Oberrath

(Leuphana University Lüneburg, Germany)

**Die sphärische Impedanzsonde: Ein Plasmasensor in metallisch abscheidenden Plasmaprozessen**

Die Überwachung und zielgerichtete Beeinflussung technischer Plasmen wird in Zukunft immer wichtiger und erfordert die messtechnische Bestimmung ihrer inneren Zustandsgrößen, vor allem der Elektronendichte und der mittleren Elektronenenergie. Von den bekannten Methoden sind jedoch nur wenige für den Einsatz in einem industriellen Umfeld geeignet.

Ein attraktives Konzept ist die aktive Plasmaresonanzspektroskopie. Sie beruht auf der natürlichen Eigenschaft aller Niederdruckplasmen in der Nähe der Elektronenplasmafrequenz in ausgeprägte Resonanz zu geraten. Über einen Sensor wird das Plasma mit einer hochfrequenten Spannung zu Schwingungen angeregt, die spektrale Systemantwort gemessen und im Spektrum Resonanzfrequenzen detektiert. Mit Hilfe eines guten mathematischen Modells besteht dann die Möglichkeit Plasmaparameter aus den gemessenen Parametern der Resonanz zu bestimmen. Die Lage der Resonanz ermöglicht die Bestimmung der Elektronendichte und die Halbwertsbreite steht in Relation zur mittleren Elektronenenergie.

Eine einfache Umsetzung der aktiven Plasmaresonanzspektroskopie ist mit der sphärischen Impedanzsonde gegeben, die für den Einsatz in metallisch abscheidenden Plasmen hervorragend geeignet ist. Im wesentlichen besteht sie aus einer kugelförmigen Elektrode, die mit dem Innenleiter eines an der Spitze abisolierten Koaxialkabels verbunden ist. Über den Innenleiter wird die hochfrequente Spannung zur Elektrode übertragen, die in den meisten Fällen mit einem Netzwerkanalysator erzeugt wird.

In diesem Beitrag werden zwei Modelle der sphärischen Impedanzsonde vorgestellt: Ein fluiddynamisches Modell zur Bestimmung der Resonanzfrequenz und ein kinetisches Modell zur Bestimmung der Halbwertsbreite. Das fluiddynamische Modell ist sehr gut in der Lage die Resonanzfrequenz vorherzusagen, über die die Elektronendichte in ausreichender Genauigkeit ermittelt werden kann. Jedoch versagt das Fluidmodell bei der Vorhersage der Halbwertsbreite, weil in Niederdruckplasmen von wenigen Pascal die Wechselwirkung zwischen einzelnen Elektronen eine höhere Bedeutung bekommt. Sogenannte kinetische Effekte sind für eine Resonanzverbreiterung verantwortlich, die nur mit einem kinetischen Modell beschrieben werden kann. Mit Hilfe des kinetischen Modells soll ein möglichst einfacher Zusammenhang zwischen Halbwertsbreite und mittlerer Elektronenenergie formuliert werden, der, neben der Elektronendichte, die gleichzeitige Bestimmung der mittleren Elektronentemperatur ermöglicht.





**15:10 – 15:30 Uhr: KH2016-B-21**

Gerhard Franz Hamberger<sup>1</sup>, Stefan Trummer<sup>2</sup>, Uwe Siart<sup>1</sup>, Thomas F. Eibert<sup>1</sup>

(<sup>1</sup>Technische Universität München, Germany, <sup>2</sup>Astyx GmbH, Germany)

**Ein planares polarimetrisches Radarsystem für Automobilanwendungen**

Aufgrund der stetig steigenden Sicherheitsanforderungen im Automobilbereich müssen verwendete Sensoren eine erhöhte Ausfallsicherheit und Verlässlichkeit aufweisen. Besonders hinsichtlich des vollautonomen Fahrens werden an die Sensorik im Fahrzeug höchste Ansprüche gestellt. Des Weiteren gibt es hohe Anforderungen hinsichtlich der Auflösung und der Genauigkeit der Systeme, da die Entfernungsbestimmung sehr exakt sein muss. Mögliche Frequenzbänder für automobiler Radarsysteme liegen bei 24 GHz und bei 77 GHz, wobei die 77 GHz Systeme den Vorteil einer höheren Bandbreite liefern. Das vorgestellte Radarsystem arbeitet im 77 GHz Frequenzband mit einer Bandbreite von mindestens 2 GHz, wobei die maximale Bandbreite des Systems durch die abweichende Hauptstrahlrichtung des linearen Antennenarrays begrenzt wird. Um Kollisionen zu vermeiden, müssen alle im Straßenverkehr vorkommenden Objekte (andere Kfz, LKWs, Personen, Brücken) von dem Radarsystem erkannt und bestenfalls nach Sicherheitskriterien klassifiziert werden. Stationäre und nicht sicherheitsrelevante Rückstreuobjekte, wie zum Beispiel Brücken, dürfen beispielsweise keine Notbremsung auslösen, um nachfolgende Fahrzeuge nicht zu behindern. Hierzu wertet das vorgestellte Radarsystem die polarimetrischen Radardaten der Rückstreuobjekte aus. Bisherige Automobilradarsysteme arbeiten vorzugsweise mit linear polarisierten Sendee- und Empfangsantennen und bringen aufgrund der nicht auswertbaren Kreuzpolarisation ein mögliches Sicherheitsrisiko mit sich, falls relevante Objekte nicht detektiert werden. Mit dem betrachteten System ist die Transmission von zirkular polarisierten elektromagnetischen Wellen möglich. Diese breiten sich zum Streuobjekt aus, werden dort mit der zugehörigen Streumatrix gestreut und breiten sich zurück zu den Empfangsantennen des Systems aus. Als Sendee- und Empfangsantennen dienen zweifach linear polarisierte planare Antennenarrays, die aus zehn Mikrostreifen-Patchelementen bestehen und für das 77 GHz Band optimiert wurden. Die Antennenarrays werden über ein geeignetes Feed-Netzwerk seriell gespeist und strahlen orthogonal zur planaren Antennenstruktur ab. Um das Nebenkeulenniveau zu senken, wurde durch die Variation der Eingangsimpedanz der Einzelelemente innerhalb des seriellen Antennenarrays ein Amplitudentaper eingepflegt. Die Eingangsimpedanz der Mikrostreifen-Antennen wird über geeignete planare Mikrostreifen-Impedanztransformatoren verändert, wodurch sich eine Änderung der elektrischen Länge der Feed-Leitungen ergibt. Um eine gleichphasige Anregung der Einzelelemente zu erreichen, werden die Speiseleitungen zwischen den Patchelementen verändert. Über eine mehrfache Anordnung der Antennenspalten wird ein Array zur eindimensionalen Strahlschwenkung realisiert. Als Sendeeantennen werden zwei Antennen-Arrayspalten verwendet, bei denen die zwei Eingangstore der orthogonalen linearen Polarisationen über einen 90°-Hybrid verbunden werden. Dies führt zur Abstrahlung einer zirkular polarisierten Welle, welche sich über den Ausbreitungskanal zum Streuobjekt und zurück ausbreitet. Die zurück gestreute Welle wird empfängerseitig von zwei zweifach linear polarisierten Antennenspalten aufgenommen und anschließend nach den Phasenlagen ausgewertet, um die Drehrichtung der Empfangswelle zu detektieren. Für die Messung der Streuparameter der 77 GHz Antenne ist am Lehrstuhl für Hochfrequenztechnik ein HP8510C Netzwerkanalysator vorhanden. Die verwendeten externen Mischmodule bieten als HF-Ausgang Rechteckhohlleiter, um die Verluste der Wellenleiter so gering wie möglich zu halten. Um die Antennenspeisung zu realisieren, wurde ein Übergang von Hohlleiter auf Mikrostreifenleitung entworfen und einzeln vermessen. Die für das betrachtete Radarsystem verwendeten Antennenspalten wurden in CST Microwave Studio simuliert und mit dem am Lehrstuhl für Hochfrequenztechnik vorhandenen W-Band Nahfeld-Antennenmessplatz vermessen. Die Nahfelddaten wurden anschließend in den Fast Irregular Antenna Field Transformation Algorithm (FIAFTA) eingespeist und das zugehörige Fernfeld wurde berechnet.

