



BMBF-Verbundprojekt EM4EM

Elektromagnetische Zuverlässigkeit und elektronische Systeme für eMobility-Anwendungen

Zuwendungsempfänger:	Leibniz Universität Hannover Appelstraße 9A - D-30167 Hannover
Förderkennzeichen:	16 M3092 K
Projektlaufzeit:	1. Oktober 2011 – 31. März 2015
Berichtszeitraum:	1. Oktober 2011 – 31. März 2015
Teilvorhaben:	EMZ-Modellierung von elektronischen Sensoren und EMI-Systemkonzepte
Koordinator (Teilvorhaben):	Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Mathis
Bearbeiter:	Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Mathis/Dipl.-Ing. S. Stegemann/ Dipl.-Ing. Ch. Widemann/Dipl.-Ing. Th. Vennemann Dipl.-Ing. S. Plönnigs
Ausführende Stelle:	Leibniz Universität Hannover Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Mathis Institut für Theoretische Elektrotechnik
Gesamt-Projektleitung:	Dr.-Ing. Jörn Leopold Audi AG Entwicklung EMV/EMC - I/EE-25 85045 Ingolstadt Tel.: +49-841-89-90833 -- Fax: +49 (0) 841 89-8490833 eMail: joern.leopold@AUDI.DE
F+E-Koordination und Projektmanagement:	Dr.-Ing. Werner John (EM4EM Office) SIL System Integration Laboratory GmbH (R + D Consulting) Technologiepark 32 - D-33100 Paderborn Tel.: +49-(0)5251- 288188-4 -- Fax: +49-(0)5251 - 288188-9 eMail: werner.john@sysint-lab.eu



Das diesem Bericht zugrundeliegende Vorhaben wurde mit Mitteln des Bundesministeriums für Bildung und Forschung unter dem Förderkennzeichen 16 M3092 K gefördert. Die Verantwortung für den Inhalt dieser Veröffentlichung liegt allein bei den Autoren.

Inhalt

1. Kurze Darstellung	6
1.1 Aufgabenstellung Leibniz Universität Hannover	6
1.2 Voraussetzungen des Vorhabens	6
1.3 Planung und Ablauf des Vorhabens	7
1.4 Wissenschaftlicher und technischer Stand	12
1.4.1 Modellierung und Analyse von elektromagnetischen Feldanordnungen durch Verhaltensmodelle	14
1.4.2 Suszeptibilität (Störfestigkeit) analoger Schaltungsblöcke	14
1.4.3 Einkopplung von Störsignalen durch elektromagnetische Felder in integrierte Schaltungen	15
1.5 Zusammenarbeit mit anderen Stellen	16
2. Eingehende Darstellung	18
2.1 Verwendung der Zuwendung und erzielte Ergebnisse	18
2.1.1 Modellierung von EMI-Effekten – Simulationsverfahren und Blockorientiertes Modellieren	18
2.1.2 Analyse mit nichtlinearen Streuvariablen	32
2.1.3 Verhaltensmodellierung von Mehrschicht-Varistoren	45
2.1.4 Analyse von Leitungsmodellen für die EMI-Modellierung	51
2.1.5 Demonstratoraufbau	60
2.2 Erläuterungen zum zahlenmäßigen Nachweis	72
2.3 Notwendigkeit und Angemessenheit der geleisteten Arbeit	72
2.4 Voraussichtlicher Nutzen, Verwertbarkeit im Sinne des Verwertungsplans	72
2.5 Fortschritte und Entwicklungen auf dem Gebiet des Projektes bei anderen Stellen	75
2.6 Erfolgte und geplante Veröffentlichungen	75
3. Literaturverzeichnis	78

Abbildungsverzeichnis

Bild 1: Blockorientiertes Modell	18
Bild 2: Ordnungsreduktion für die identifizierten linearen Blöcke [Wen13]	20
Bild 3: Zweistufiger Operationsverstärker	21
Bild 4: Bode-Plots der Übertragungsfunktionen der linearen Blöcke	21
Bild 5: Nichtlineare, statische Charakteristik in Abhängigkeit von Eingangs- und Störsignal	22
Bild 6: Intermodulationsprodukte des Identifizierten Multi-Input Wiener-Modells im Vergleich zur Simulation der ursprünglichen Schaltung	22
Bild 7: Blockdarstellung der Volterra-Reihe	23
Bild 8: Sensorsystem unter EMI-Einfluss	24
Bild 9: Bestimmung des zeitvarianten aus dem zeitinvarianten System	24
Bild 10: Struktur der zeitvarianten Netzweggleichungen. Die nichtlinearen, zeitvarianten Charakteristiken sind in eine Fourierreihe entwickelt worden	25
Bild 11: Beispielschaltung mit einem Transistor: <i>Common-Source-Verstärker</i>	25
Bild 12: Zeitvariante Taylorkoeffizienten des Transistors der Beispielschaltung aus Bild 11	26
Bild 13: Ausgangsspannung des Common-Source Verstärkers mit klassischer und zeitvarianter Methode bestimmt aus Bild 11	26
Bild 14: Approximationsfehler des klassischen und des zeitvarianten Ansatzes	27
Bild 15: Flussdiagramm des Simulationsverfahrens	28
Bild 16: MATLAB-Oberfläche des Simulationsverfahrens	28
Bild 17: Grundlegendes System in erster, zweiter und dritter Ordnung	29
Bild 18: Schaltbild eines Differenzverstärkers	30
Bild 19: Resultierendes Blockmodell zur Simulation in MATLAB/Simulink	30
Bild 20: Zeitbereichs-Ergebnis des Blockmodells des Differenzverstärkers	31
Bild 21: Ausgangsspektrum des Differenzverstärkers	31
Bild 22: Beschreibung eines Zweitores mit unterschiedlichen Größen.	32
Bild 23: Spektrum der Streuvariablen eines kubisch nichtlinearen Eintors.	33
Bild 24: Richtkopplermodell [Viz95]	33
Bild 25: Vergleichssimulation des S-Parameters S_{11} eines Filters.	33
Bild 26: Veranschaulichung des <i>Polyharmonic Distortion</i> Prinzips [Ver06].	35
Bild 27: Vergleich von Simulationswerten und Berechnung mittels $S_{21,11}$	35
Bild 28: Vergleichsdarstellung $ b_{21} $ über $ a_{11} $ und $ a_{12} $ der Simulation und der Berechnung über die X-Parameter.	36
Bild 29: Vergleich $ b_{21} $ über $ a_{12} $ der Berechnung und Simulation.	37
Bild 30: Relativer Fehler der X-Parameterberechnung aus Bild 29: Vergleich $ b_{21} $ über $ a_{12} $ der Berechnung und Simulation.	37
Bild 31: Untersuchter Low-Noise-Amplifier	38
Bild 32: Nichtlinearer Einfluss auf den S-Parameter S_{11}	39
Bild 33: Spektrum der Streuvariable b_2 bei einer Zweitonanregung	40
Bild 34: Verlauf des Frequenzanteils b_{11} in der komplexen Ebene für die Amplituden des Eingangssignals $us1 = 50$ mV Schwarz, $us1 = 100$ mV Blau, $us1 = 130$ mV Grün, $us1 = 200$ mV Rot.	41
Bild 35: Verlauf der Amplitude b_{11} in Abhängigkeit der Amplitude des Eingangssignals $us1$.	42
Bild 36: Verlauf des Frequenzanteils b_{11} in der komplexen Ebene für die Amplituden des Eingangssignals $us2 = 30$ mV Schwarz, $us2 = 60$ mV Blau, $us2 = 90$ mV Grün, $us2 = 120$ mV Rot.	43
Bild 37: Verlauf der Amplitude b_{11} in Abhängigkeit der Amplitude des Eingangssignals $us2$.	43
Bild 38: Frequenzabhängigkeit der Impedanz des MLV für verschiedene DC-Vorspannungen	45

Bild 39: Erster Ansatz einer Ersatzschaltung des Varistors basierend auf der Impedanzanalyse	45
Bild 40: Näherung der gemessenen Gleichstromkennlinien für beide Ansätze	47
Bild 41: RL-Kette als Umsetzung des CFE-Ansatzes	47
Bild 42: Ersatzschaltung des Varistors	48
Bild 43: Näherung des statischen, differentiellen Widerstands des Varistors	48
Bild 44: Näherung des gemessenen Frequenzverhaltens der Impedanz	49
Bild 45: Parallele Kapazität C_p über Varistorspannung V_{var}	49
Bild 46: Ergebnisse der Skin-Effekt-Parameter L_{skin} und G_{skin}	50
Bild 47: Übertragungsleitung als Verbindung zweier Netzwerke	51
Bild 48: Einkopplungsmodelle nach Taylor [Tay65], Agrawal [Agr80] und Rachidi [Rac93]	52
Bild 49: Galerkin Diskretisierung	54
Bild 50: Zeitbereichssimulation des Eingangs- und Ausgangssignals mit resistiver Last	55
Bild 51: Zeitbereichssimulation des Eingangs- und Ausgangssignals mit Lastdiode	56
Bild 52: Zeitbereichssimulation des Eingangs- und Ausgangssignals mit strombegrenzender Last	56
Bild 53: Charakteristische Impedanz $Z_0(z)$ in Abhängigkeit der Inhomogenität, (a) linear unterschiedlicher Steigung, (b) sinusförmig unterschiedlicher Amplitude	57
Bild 54: Spannungsverlauf am Leitungs Ein- und Ausgang der linearen Inhomogenität (Steigungswinkel $\alpha = 5^\circ$)	57
Bild 55: Spannungsverlauf am Leitungs Ein- und Ausgang der linearen Inhomogenität (Amplitude 20 % des Abstandes zur Massefläche)	58
Bild 56: Vergleich zwischen den transienten Verläufen des Magnetfelds von <i>Cable Studio</i> (CS) und dem Biot-Savart Gesetz (BS)	59
Bild 57: DSP-Board, Endstufe und Spannungsversorgung	60
Bild 58: Motorlast mit parallelen Widerständen	61
Bild 59: Messaufbau aus Inverter-Drehstrommotorssystem mit ungeschirmten Leitungen	62
Bild 60: Feldsensoren, grau: <i>narda Safety Test Solutions EHP-50D</i> , blau: <i>Aaronia PBS2 field probe</i>	62
Bild 61: Spektrum des Stroms und des Magnetfelds bei einer sinusförmigen Anregung	63
Bild 62: Spektrum des Stroms und des Magnetfelds bei einer rechteckförmigen Anregung	63
Bild 63: Spektrum der Motorlast bei Anregung mit einem Umrichtersignal von 2 kHz bis 100 kHz	64
Bild 64: Spektrum der Motorlast bei Anregung mit einem Umrichtersignal bei Anregung mit einem Umrichtersignal von 100 kHz bis 300 kHz	64
Bild 65: Kommerzieller dreiphasiger Inverter Schneider ATV 12H037M2	65
Bild 66: Kommerzieller dreiphasiger Asynchronmotor Vathauer GM71/4 0.73 kW	65
Bild 67: Übersicht der durchgeführten Testmessungen	66
Bild 68: Gemessener Rauschgrund	66
Bild 69: Testfall 1, Strom einer Phasenleitung	67
Bild 70: Testfall 2, Strom zweier Phasenleitungen	67
Bild 71: Testfall 3, Strom aller drei Phasenleitungen	68
Bild 72: Messung des Erdleiters	69
Bild 73: Messung des Dreiphasensystems ohne Erdleiter	69
Bild 74: Messung der Ausgangsspannung des Winkelsensors bei verschiedenen Winkeln	70
Bild 75: Messaufbau mit Winkelsensor	71

1. Kurze Darstellung

1.1 Aufgabenstellung Leibniz Universität Hannover

Neben den Arbeiten zu den neuartigen Mixed-Signal- und Sensor-Komponenten, muss zusammen mit den Partner auch eine entsprechende Systementwicklung erforscht, optimiert und wirtschaftlich umgesetzt werden (siehe Applikationen). Diesen Randbedingungen liegt das unten erläuterte Verwertungskonzept der LUH/TET zugrunde. Im Projekt EM4EM bringt das TET-Institut seine Expertise aus verschiedenen EMV-Arbeiten (MOR/FieldScanner und ICEM (Modellierung) und anderen Forschungsprojekten aus dem Gebiet der Nanoelektronik in enger Zusammenarbeit mit den anderen Projektpartnern ein. Die LUH/TET forscht in Abstimmung mit den industriellen EM4EM-Partnern an der Sicherstellung der elektromagnetischen Zuverlässigkeit auf System- und Komponenten-Ebene (raue Umgebungen bedingt durch Anwendungen im EV-Bereich). Unter anderem werden EMZ-Systemkonzepte für Sensoren und die Modellierung von Bordnetz-Komponenten erarbeitet - auch durch Substratkopplung bedingte EMZ-Effekte werden in die Betrachtungen mit aufgenommen. Die Ergebnisse werden zur system-gerechten EMZ-Beschreibung und zur Simulation im Gesamtsystem herangezogen. Insbesondere soll ein signifikanter Fortschritt auf dem Gebiet der Beschreibung elektronischer Systeme mit nicht-linearem Verhalten hinsichtlich ihrer EMZ-Eigenschaften erreicht werden.

Das dazu erzeugte FuE-Wissen wird unmittelbar den industriellen EM4EM-Partnern zur Verfügung gestellt. Darüber hinaus hat das TET-Institut ein eigenständiges Verwertungskonzept für die im Vorhaben entstandenen F+E Ergebnisse entwickelt. Dieses Konzept sieht den Ausbau der Wettbewerbsfähigkeit des Institutes auf dem nationalen und internationalen Forschungsmarkt vor. Dazu sollen auch mittels des Vorhabens EM4EM Forschungsk Kooperationen ausgebaut und verstärkt werden; des Weiteren nutzt das Institut die EM4EM-Ergebnisse zur Erstellung eines erweiterten Konzepts zur verbesserten Ausbildung von Studenten auf dem Gebiet EMR (European Master Degree EMC/EMR). Des Weiteren werden die erzielten Forschungsergebnisse – nach Aufbereitung - in entsprechende Vorlesungen und Übungen zum Themenkomplex Signal-Integrity (SI) Effekte beim Einsatz nano-/mikroelektronischer Komponenten übernommen. Diese Überlegungen werden ebenfalls Teil des TET-Verwertungskonzeptes im EM4EM-Projekt sein. Die geplanten Maßnahmen Verwertungsmaßnahmen führen zu einer stärkeren Einbindung weiterer Industriepartner in das TET-Institut und zu einer langfristigen industriellen Umsetzung des im Forschungsvorhaben erarbeiteten Grundlagenwissens.

1.2 Voraussetzungen des Vorhabens

Das Institut für Theoretische Elektrotechnik arbeitet seit vielen Jahren auf dem Gebiet des systematischen Entwurfs mikroelektronischer Schaltungen, wobei sich die Arbeiten darauf konzentrieren, nichtlineare Schaltungen oder Schaltungen mit nichtlinearen Störungen in den Entwurfsprozess einbeziehen zu können. Es werden sowohl analytische und numerische Methoden der Bifurkationstheorie nichtlinearer Systeme gewöhnlicher Differentialgleichungen als auch Verfahren auf der Grundlage stochastischer Differentialgleichungen verwendet. Weiterhin arbeitet das TET-Institut an der Entwicklung numerischer Algorithmen für die Simulation von MultiPhysics- und MultiScale-Aspekten; die nur teilweise oder gar nicht mit Standard-Simulatoren untersucht

werden können. Insbesondere werden hier FEM-basierte Methoden eingesetzt, wobei zur Beherrschung großer Aspektverhältnisse BEM-Verfahren oder eine Kombination von BEM/FEM-Verfahren eingesetzt werden. Die dabei auftretenden linearen Gleichungssysteme werden mit neuartigen Methoden der numerischen linearen Algebra gelöst. Schließlich arbeitet das Institut in Zusammenarbeit mit der Infineon Technologies AG (München) und der ZUKEN GmbH an der Reduktion hochkomplexer elektromagnetischer Modelle für Packaging-Strukturen (EMR/EMI), wobei Methoden der Modellordnungsreduktion (MOR) eingesetzt werden. Dazu werden balancierte MOR-Verfahren als auch Krylov-Unterraum-Methoden benutzt. Um die Modellansätze für die auch für die Schaltungssimulation zu nutzen, werden die Modellgleichungen mit Hilfe von Netzwerksynthese-Verfahren als RLC-Netzwerke mit gesteuerten Quellen interpretiert, wobei wichtige Eigenschaften wie die Passivität erhalten bleiben müssen. Darüber hinaus werden auch Methoden zur numerischen Analyse der Substrat-Kopplung in mikroelektronischen Schaltungen entwickelt (EMI).

In allen genannten Fällen wird die Wechselwirkung von Aspekten auf der Ebene mikroelektronischer Schaltungen und der elektromagnetischen Felder in die Forschungen einbezogen.

1.3 Planung und Ablauf des Vorhabens

Aus Übersichtsgründen wird zunächst der gesamte Arbeitsplan des EM4EM-Projektes kurz vorgestellt, bevor im folgenden Abschnitt die Arbeitspakete der Antragsteller näher beschrieben werden.

Die Laufzeit des EM4EM-Projektes war auf 3 Jahre ausgelegt. Sie teilte sich in 6 Phasen, die zum Teil parallel abgearbeitet wurden:

- Phase 1: SWOT-Analyse EV/Industrieelektronik (Dauer 6 Monate)
- Phase 2: Definition von Anforderungen, Demonstratoraufbau (Dauer 9 Monate)
- Phase 3: Technische Realisierung I (Dauer 15 Monate)
- Phase 4: Integration der Demonstratoren (Verwendung industrieller Entwurfsverfahren) und Erweiterung der Anforderungen (Dauer 9 Monate)
- Phase 5: Technische Realisierung II (Dauer 9 Monate)
- Phase 6: Integration, Beta-Test, Dokumentation (6 Monate).

Basierend auf diesen 6 Projektphasen wird ein Balkendiagramm entwickelt (siehe unten). Die Vernetzung der einzelnen Tasks untereinander wird im Lauf der Projektphase 1 weiter detailliert und mittels des geplanten PCH (Project Control Handbook) mit weiteren Inhalten hinterlegt. Dabei erfolgt auch die Ableitung kritischer Projektpfade. Gleichzeitig wird während Phase 1 eine Verwertungsmatrix erarbeitet.

Die geplanten F+E-Arbeiten wurden nach externer und interner Abstimmung - wie nachfolgend dargestellt - den im EM4EM-Projekt definierten Arbeitspaketen (Workpackages) zugeordnet. Das Projektkonsortium hatte für die Projektlaufzeit den Zeitraum vom 01. Oktober 2011 bis zum 30. September 2014 geplant.

- AP 1: EMZ-Definition + System-Architecturen for EV-Anwendungen
- AP 2: Elektronik-Komponenten und Systeme
- AP 3: EMZ-Modellierung und Simulation von elektronischen Bauelementen
- AP 4: EMZ-Entwurf und Smart System Integration

- AP 5: Verbesserte EMZ-Messtechnik und Testmethoden für Komponenten und Gesamtsysteme
- AP 6: Anwendungs-orientierte Integration und Demonstrator-Erstellung
- (Überprüfung der erforschten EMZ-Methoden)
- AP 7: Externe + Interne Verwertung
- AP 8: Projekt-Koordination + Risikomanagement.

Im Einzelnen wurden in den Arbeitspaketen die folgenden Inhalte bearbeitet:

AP 1: EMZ-Definition + System-Architekturen für EV-Anwendungen

Die grundlegenden Anforderungen an die elektromagnetische Zuverlässigkeit (EMZ) werden aus bereits existierenden rein elektrischen automobilen Antriebssträngen sowie weiteren industriellen Anwendungen in rauen EMZ-Umgebungen abgeleitet. Diese Systeme müssen bezüglich ihrer Störprofile im Hinblick auf schnelle hochenergetische Transientenpulse und permanenter elektrischer und magnetischer Felder charakterisiert werden. Die Störprofile fließen in entsprechende Simulationsmodelle ein, die für die Verifikation und Designoptimierung von IC und Steuergeräten verwendet werden (enger Bezug zu AP 2 und 3).

AP 2: Elektronik-Komponenten und Systeme

Die aufgrund der Projektarbeit entstehenden elektronischen Module, Sensoren und Aktuatoren müssen ausreichend robust sein, um die aus AP1 gewonnenen EMZ-Anforderungen zu erfüllen. Umfangreiche Forschungen zu solchermaßen EMZ-konformen nanoelektronischen ICs (65 nm und 45 nm), Steuergeräten und Elektrofahrzeugen anhand von Testdemonstratoren sind erforderlich (enger Bezug zu AP 6).

IC-Beispiele sind störarme Leistungsschalter, störteste Sensoren und Mixed-Signal-ICs, die in ihrer Gesamtheit auf EV-Steuergeräten in Fahrzeugen die EMZ-Anforderungen erfüllen. Die EMZ-Validierung findet simulations- und messgestützt statt (enger Bezug zu AP 3 und 5).

AP 3: EMZ-Modellierung und Simulation von elektronischen Bauelementen

Die typische Störcharakteristik von EV-Umgebungen wird aus AP 1 importiert und modelliert. Weiterhin werden Störemissionsmodelle für Leistungsschalter und Störfestigkeitsmodelle für Sensor- und Mixed-Signal-ICs entwickelt. Besondere Bedeutung kommt der Methodik zu, die gewährleisten muss, dass Emissions- bzw. HF- und Pulsfestigkeits-Charakteristiken beim Übergang von layoutbasierten Modellen auf vereinfachte Systemmodelle erhalten bleiben. Sehr wichtig ist die Spezifikation der Modellformate. Simulationsergebnisse werden nach AP 2 transferiert, um zielorientierte EMZ-Simulationen auf Komponenten- und Systemebene durchzuführen. Die messtechnische Modellvalidierung erfolgt in engem Bezug zu AP 5.

AP 4: EMZ-Entwurf und Smart System Integration

EMZ-konforme Systemintegration bedeutet die Gruppierung sensitiver und aggressiver Komponenten auf engem Raum, z.B. Microcontroller, Switches und passive Filterbauteile in einem System-in-Package (SiP). Die Validierung wird modell- und messbasiert durchgeführt mit engem Bezug zu den AP 2, 3 und 5.

AP 5: Verbesserte EMZ-Messtechnik und Testmethoden für Komponenten und Gesamtsysteme. Eine einheitliche Messmethodik für ICs und Steuergeräte wird implementiert, um EMZ-Anforderungen zu quantifizieren und Komponentenmodelle zu validieren. Die Entscheidung ist bereits zugunsten der Nahfeldscan-Methodik gefallen. Dieses Verfahren muss bezüglich erweitertem Frequenzbereich (6 GHz), Messzeitbeschleunigung (Single-Run für die Messung aller benötigten Feldkomponenten) und örtlicher Auflösung (μm -Bereich) optimiert werden. Dem optimierten Sonden-Design kommt daher besondere Bedeutung zu. Weiteres Ziel ist die internationale Standardisierung dieses Nahfeldscan-Messverfahrens, um die Nutzung für Komponenten- und Systemtests weltweit zu implementieren. Die zu messenden Demonstratoren werden in den AP 2 und 4 zur Verfügung gestellt; die Ergebnisse dienen ebenfalls zur Modellvalidierung in AP 3.

AP 6: Anwendungs-orientierte Integration und Demonstrator-Erstellung (Überprüfung der erforschten EMZ-Methoden)

Entsprechend der EV-System- und Komponentenanforderungen findet die Spezifikation und Herstellung von Testdemonstratoren statt. Äquivalent werden EDA-Softwaredemonstratoren (Bezug zu AP 3) für Modellierung und Simulation entwickelt. Die in den Demonstratoren enthaltenen Hardware-Komponenten (Bezug zu AP 2 und 4) sollen idealerweise in einer Standard- und einer EMZ-optimierten Version existieren, sodass durch Messungen (Bezug zu AP 5) die Effizienz der EMZ-Designmaßnahmen nachgewiesen werden kann. Als Referenzdemonstrator kann ein EV-Antriebsstrang dienen.

AP 7: Externe + Interne Verwertung

Hauptziel ist der Nachweis, dass mithilfe der im Projekt entwickelten EMZ-optimierten Komponenten zuverlässig arbeitende EV-Komponenten hergestellt werden konnten und somit die im Projekt gemeinsam entwickelten Design-, Modellierungs-, Simulations- und Messverfahren geeignet sind, nach Projektende EMZ-konforme Hardware-Komponenten für EV und vergleichbare Industrieprodukte zu entwickeln und zu fertigen. Die geplante EMR RoadMap soll die im Projekt gewonnenen Erkenntnisse und Methodiken in geeigneter Form den Projektpartnern zur Verfügung stellen und dafür sorgen, dass dem Thema EMZ auch über die Projektlaufzeit hinaus die erforderliche Beachtung geschenkt wird – beispielsweise auch im Rahmen eines europaweit einheitlichen EMZ-Masterstudiengangs.

AP 8: Projekt-Koordination + Risikomanagement

Verfolgung der Meilenstein-Abarbeitung sowie Ausarbeitung und Durchführung von Steuerungsmaßnahmen bei Zeitverzug, Budget- oder technologischen Problemen. Die im Teilantrag der AUDI AG für AP 8 zu erbringenden Leistungen (12 PM) stellen Eigenleistungen dar, die nicht in den Gesamtkosten des Projektes hinterlegt sind.

Zur Abdeckung der EM4EM-Wertschöpfungskette und den von EM4EM adressierten F+E Herausforderungen hatte sich die LUH/TET nach interner Abstimmung mit dem EM4EM-Projektkonsortium auf die Zuordnung der durch die LUH abzudeckenden F+E Teilaufgaben auf die folgenden Arbeitspakete verständigt:

- ❑ *Arbeitspaket 1: EMZ-Definition + System-Architekturen für EV-Anwendungen*
- ❑ *Arbeitspaket 3: EMZ-Modellierung und Simulation von elektronischen Bauelementen*
- ❑ *Arbeitspaket 4: EMZ-Entwurf und Smart System Integration*
- ❑ *Arbeitspaket 6: Anwendungs-orientierte Integration und Demonstrator-Erstellung*
- ❑ *Arbeitspaket 7: Exploitation/Dissemination und Standardisierung.*

Die jeweilige Themenbearbeitung durch die LUH/TET erfolgte entsprechend den abgestimmten Arbeitspaketen; zur projektinternen Fortschrittskontrolle wurden im Konsortium Meilensteine vereinbart. Die zugehörigen Ergebnisse wurden auf den jeweiligen Partner-, Konsortial- und Review-Treffen kontinuierlich berichtet. Aufgrund der Komplexität der in EM4EM adressierten F+E Themen war eine Verzögerung der abschließenden F+E Arbeiten um 6 Monate zu verzeichnen. Um dennoch einen ordnungsgemäßen Projektabschluss und das Erreichen der geplanten Projektziele erreichen zu können, hat das EM4EM-Konsortium im 3. Quartal 2014 eine kosten-neutrale Projektverlängerung um 6 Monate beantragt. Diesem Antrag wurde von den jeweiligen nationalen Förderorganisationen stattgegeben.

Die beiden Hauptaufgaben der LUH waren dem Arbeitspaket 3 (Aufgaben 3.1 und 3.2) und dem Arbeitspaket 4 (Aufgabe 4.3) zugeordnet. Zuvor sollten im Arbeitspaket 1 die Störprofile in Elektrofahrzeugen (engl. electrical vehicle, EV) definiert werden. Gegen Projektende war ein Demonstrator zur Veranschaulichung der erzielten Ergebnisse vorgesehen.

Aufgabe 3.1 konzentriert sich auf die Verbesserung der Auslegung von elektronischen Fahrzeugelementen durch den Einsatz von EMR-Simulationen und hierarchischen Modellen. Hierzu sollen effiziente Partitionierungsansätze und eine dazu passende hierarchische Modellstrategie genutzt werden. Die Effizienz und eine schnelle Modellverfügbarkeit werden durch die Einführung von messtechnik-basierter Modellierung und eine geeignete Abstraktion um nur die relevanten Kopplungsmechanismen abzubilden weiter gesteigert. Es werden Modelansätze zur Unterstützung des Chip/Packungsentwurfs untersucht; die Verfügbarkeit und Granularität der Entwurfsdaten wird berücksichtigt. Es werden die folgende Entwurfsfragen behandelt: Konzepte zur Spannungsversorgung, 'Robustheits'-Bibliothek – Störungseinkopplung auf SoC, SiP und PCB-Ebene – Parallelentwurf von IC/Sensor/Packaging/Leiterplatten. Außerdem werden dynamische und statische Spannungsversorgungskonzepte sowie dynamischer Spannungsabfall und die Einbeziehung der Chip-Substratekopplung untersucht. Das EMR-Verhalten auf Multidomänebene (analog – Mixed-Signal, digital) und bis auf Schaltungsebene wird nachvollzogen und in die Modellierung einbezogen. Neue Simulationstechniken (Modelle/Bibliotheken/Methoden) und die Modellierung der oben ausgewählten Störeffekte werden verfügbar sein. Darüberhinaus wird an der messtechnischen Erfassung der EMR-Eigenschaften von integrierten MixedMode-Schaltungen zur Erstellung von vereinfachten BlackBox-Modellen gearbeitet. Die auf messtechnischer Basis zu erstellenden BlackBox-Modelle sollen ebenfalls zur system-

gerechten EMR-Beschreibung und Simulation von IC im Gesamtsystem zur Verfügung gestellt werden.

In Aufgabe 3.2 wurden verschiedene Modelle im EV-Umfeld überprüft. Sensor-IC sind besonders sensibel, da sie oft direkt mit dem Kabelbaum verbunden sind. Um das Risiko eines nicht störfesten Entwurfs oder hinsichtlich EMR überdimensionierter elektronischer Steuereinheiten zu vermeiden, wird die Korrelation zwischen Testmethoden auf der Ebene elektronischer Steuereinheiten und Testmethoden auf IC-Ebene durch Simulationen und Messungen untersucht. Außerdem werden Methoden zur Durchführung von messtechnikbasierten Modellen für Störfestigkeitsuntersuchungen durch Simulation erstellt.

Aufgabe 4.3 adressierte neue Ansätze zur EMR-Modellierung und Simulation für die Kette IC, Packaging, Leiterplatten, Kabel und Installationselemente (basierend auf den Ergebnissen der Arbeitspakete AP1 bis AP3). Die EMR-Aspekte beinhalten die EMV und Signalintegrität dieser Teilsysteme. Die EMR-Eigenschaften von Systemen können beschrieben werden, indem verschiedene Parametermaßstäbe (metrics) genutzt werden. Im Allgemeinen sind die Maßstäbe unterschiedlich für die verschiedenen Systemebenen. Diese Maßstäbe und ihre Spezifikationen (Grenzwerte oder Testwerte) sollen relevante Informationen über das tatsächliche EMR-Verhalten von Nachbarsystemen liefern.

1.4 Wissenschaftlicher und technischer Stand

Nachdem die konventionelle Fahrzeugelektronik in den letzten beiden Jahrzehnten erheblich auf hohe Zuverlässigkeit und geringe Kosten optimiert wurde, steht dieser Prozess für elektrische Antriebssysteme noch aus. Elektrofahrzeugkomponenten können aufgrund der getakteten hohen Spannungen und Ströme Störspannungen und Feldemissionen verursachen, die nicht mit den Störungen, wie wir sie heute von 12 V-Systemen kennen, verglichen werden können. Um dennoch einen zuverlässigen Betrieb zu gewährleisten, wird heute beispielsweise mit massiven schirmenden Gehäusen und Kabelschirmen gearbeitet. Die Lösungskonzepte stehen im eklatanten Widerspruch zu anderen wichtigen Anforderungen an zukünftige Elektrofahrzeuge wie Leichtbau und ein niedriger Fahrzeugpreis. Dies ist ein relevanter Faktor, der einer schnellen Verbreitung der Elektromobilität im Wege steht. Neue Konzepte und Designmethoden sind für eine kundenattraktive Elektromobilität notwendig.

Aufgrund der höheren Spannungen können etablierte Prüf- und Messmethoden zum Teil nicht mehr angewendet werden. Neue Methoden und auch die entsprechenden Geräte müssen entwickelt werden. Angepasste Grenzwerte, die den zuverlässigen Betrieb des Systems gewährleisten, sind notwendig.

Einer Systemoptimierung stehen besonders die gepulsten Hochspannungsansteuerungen im normalen Betriebsmodus entgegen. Diese sind verschieden von denen konventioneller automobiler Systeme und werden in den heutigen EV durch umfangreiche Schirm- und Filtermaßnahmen kontrolliert. Ohne diese Maßnahmen könnten die extrem energiereichen Pulse Ausfälle von Sensoren und in der Datenübertragung bewirken. Um mittelfristig Abhilfemaßnahmen reduzieren zu können und gleichzeitig die zuverlässige Datenübertragung sowie den Betrieb von empfindlicher Elektronik zu gewährleisten sind neue Entwicklungsstrategien und Systemkonzepte notwendig. Um die notwendigen Entwicklungen anzuschieben, ist zunächst die Untersuchung möglicher Problemquellen und der Pulsausbreitungsmechanismen in EV notwendig. Insbesondere die Auswirkung auf die KFZ-Systeme zur Datenübertragung muss analysiert

werden. In dem EMZ-Spezialgebiet, bei den elektrostatischen Entladungen (ESD), konnte bereits gezeigt werden, dass ein simulationsbasierter Prozess zur Bestimmung der Störfestigkeit möglich ist. Im Bereich der Modellierung von Systemkomponenten zur Bestimmung der Störaussendung gibt es für Elektrofahrzeuge auch erste Ansätze. Diese ersten Lösungen müssen noch deutlich ausgebaut werden, damit eine zuverlässige optimale Produktentwicklung möglich wird.

Nicht nur die KFZ-EMZ stellt eine große Herausforderung dar, auch die Wechselwirkung eines EV mit dem öffentlichen Stromnetz wirft viele neue Fragen auf. Wie kann hier zuverlässig der Betrieb gewährleistet werden? Welche Testverfahren sind notwendig? Aufgrund der Komplexität eines elektrischen Antriebssystems mit Ladeelektronik ist es hilfreich, den EMZ-Entwicklungsprozess mit regelbasierten Programmen auf allen Ebenen zu unterstützen.

Für einen konsequenten EMR-Prozess sind Simulationsmodelle aller Komponenten unbedingt erforderlich. Damit können die Entwicklungsdaten der verschiedenen Komponentenhersteller ausgetauscht und in die Fahrzeugentwicklung einfließen. Das Projekt liefert aufgrund der Projektpartnerstruktur ideale Voraussetzungen, hier einen großen Schritt nach vorne zu gehen.

- Neuartige Sensorkonzepte, die in EV-Umgebungen mit hohen Ansprüchen zuverlässig funktionieren, stehen zur Verfügung.
- EMZ-optimierte EV-Konzepte werden entwickelt. Basierend auf bestehenden Lösungen, werden Vorschläge für den symmetrischen und emissionsarmen Betrieb der Wechselrichter ausgearbeitet.
- Erweiterte Filterstrategien zur Verringerung der Emissionen werden eingeführt. Neue Hochstromfilter, die weniger Platz verbrauchen, werden zur Verfügung stehen.
- Schirmgehäuse und Systeme müssen optimiert werden, um die Anforderungen an Platz und Gewicht zu reduzieren. Neue Abschirmmaterialien und Geometrien werden vorgeschlagen werden.
- Alterung und Zuverlässigkeit werden untersucht werden. Neue Prüfmethoden und Normen unter Berücksichtigung von Alterungseffekten werden entwickelt.
- Einfache, aber effiziente Methoden werden entwickelt und vorgeschlagen, welche die ordnungsgemäße Funktion der EMR-Maßnahmen monitoren.
- Prüfverfahren für Komponenten und das komplette Fahrzeug für CW und pulshafte Störungen werden in Zusammenarbeit mit anderen Forschergruppen unter Berücksichtigung der besonderen Anforderungen von Elektrofahrzeugen zur Verfügung stehen.
- Die EMR induktiver Aufladungssysteme wird untersucht; Systeme werden optimiert unter Berücksichtigung der besonderen Anforderungen der Automobilindustrie.
- Auswirkungen der hohen Ströme und Spannungen auf Systeme zur Datenübertragung werden untersucht und Gegenmaßnahmen werden entwickelt.
- Adaptive Systeme, welche die Eigenschaften wichtiger Störsenken berücksichtigen und den ordnungsgemäßen Betrieb mit einem Minimum

von EMR Maßnahmen gewährleisten können, werden entwickelt.

- Alle möglichen Ausfallmechanismen werden systematisch analysiert werden, Prüfverfahren werden festgelegt.
- Methoden zur Simulation der EMR von EV in Bezug auf das öffentliche Stromnetz werden zusammen mit anderen Forschungsgruppen entwickelt; Schwerpunkt wird auf sichere Datenübertragung gelegt.
- Besondere Anforderungen für die EMR von EV in Bezug auf die öffentlichen Stromnetze sind bekannt, entsprechende Standardentwürfe werden zur Verfügung stehen.
- Mehrspannungsversorgungsnetze stellen mehrere Fragen hinsichtlich der Zuverlässigkeit. Spezielle Strategien für die simulationsbasierte Untersuchung der EMR werden entwickelt. Abhilfemaßnahmen werden vorgeschlagen.

1.4.1 Modellierung und Analyse von elektromagnetischen Feldanordnungen durch Verhaltensmodelle

Elektromagnetische Feldanordnungen können systemtheoretisch als verteilte Systeme aufgefasst werden, die räumlich variieren. Werden solche Systeme von außen beeinflusst, dann können sie mit Hilfe von Verhaltensmodellen bestehend aus hochkomplexen elektrischen Netzwerken mit einer hohen Anzahl an Quellen modelliert werden. Diese Netzwerke entstehen bei der Abbildung von verteilten Systemen mit verteilten Quellen auf räumlich diskrete Netzwerke. Um die Komplexität zu verringern, müssen Verfahren zur effizienten Reduktion solcher elektrischen Netzwerke mit einer hohen Anzahl an Quellen entwickelt werden (vgl. z.B. [Rad06], [Lud08]). Beispiele für derartige Reduktionsverfahren von Netzwerken sind Verfahren der Äquivalenz- und der Ähnlichkeitstransformation von linearen und schwach nichtlinearen Netzwerken. Bei diesen Transformationen sollen spezielle Eigenschaften der Netzwerke invariant bleiben (z. B. das Klemmenverhalten oder die Passivität) und andere Eigenschaften – wie das Übertragungsverhalten – sollen approximiert werden. Ein Verfahren, basierend auf der Beschreibung der Zeitverläufe der Quellen als Signalraum und die Verringerung der Dimension des Signalraumes soll entwickelt werden. In einen vorbereitenden Schritt kann mit Hilfe von gesteuerten Quellen beispielsweise der in der Dimension verringerte Signalraum im Netzwerkmodell genutzt werden, um eine höhere Reduktion mit Verfahren der Modellreduktion zu erreichen. Anhand von Beispielmodellen soll gezeigt werden, dass mit derartigen Verfahren eine stärkere Reduktion der Netzwerkmodelle erzielbar ist und eine höhere Genauigkeit der reduzierten Netzwerkmodelle erreicht wird. Weiterhin kann die Simulationsgeschwindigkeit wesentlich verringert werden und somit umfassende Parameterstudien ermöglichen, um eine optimale Systemlösung zu erzielen.

1.4.2 Suszeptibilität (Störfestigkeit) analoger Schaltungsblöcke

Die Auswirkungen leitungsgebundener Störungen, die durch externe oder auch interne Störquellen in eine integrierte Schaltung eingekoppelt werden sind frequenzabhängig. Störsignale, deren spektrale Anteile in den für die integrierten analoge Schaltung spezifizierten nominalen Frequenzbereich fallen, werden entsprechend der jeweiligen Übertragungsfunktion der Schaltungsblöcke übertragen und dem Nutzsignal überla-

gert (vgl. z.B. [Stü04]).

Störsignale, deren Spektrum außerhalb des spezifizierten nominalen Frequenzbereiches liegt, können durch nichtlineare Kennlinien der jeweiligen Halbleiterbauelemente des Gesamtsystems durch Demodulation in den sog. InBand-Frequenzbereich konvertiert werden. Die Demodulation der HF-Störsignale erfolgt durch die nominalen pn- und auch parasitären pn-Übergänge der verwendeten Halbleiterbauelemente.

Diese HF/NF-Konversion führt meistens zu einem DC-Offset am Ausgang der Verstärkerschaltungen (vgl. z.B. [Fio01]).

1.4.3 Einkopplung von Störsignalen durch elektromagnetische Felder in integrierte Schaltungen

Ob sich Bauelementinteraktionen auf die Gesamtsystemfunktion auswirken, hängt unter anderem wesentlich von der Nominalfunktion der zum Gesamtstörpegel beitragenden Bauelemente und deren Störempfindlichkeit (susceptibility) ab.

Wenn das Störverhalten von einzelnen integrierten Schaltungselementen bekannt ist, muss deren Wirkung auf andere (benachbarte) Elemente, d.h. ihr Zusammenspiel in einer Funktionsgruppe (z.B. Differenzverstärker, A/D-Wandler, Sensoren, ...) oder vollständigen elektronischen Schaltung simuliert werden. Zur vollständigen Erfassung der Störpfade muss auch der Effekt der Substratkopplung mit in die Modellierung und Simulation einbezogen werden. Dazu werden u.a. auch Programmsysteme zur Berechnung von elektromagnetischen Feldern eingesetzt. Zur Berechnung der elektromagnetischen Felder in integrierten Schaltungen finden zurzeit die Finite Elemente Methode (FEM), die Finite Differenzen Methode (FDTD), die Transmission Line Matrix Methode (TLM), die Boundary Element Methode (BEM), die Partial Element Equivalent Circuit (PEEC) und die Momentenmethode (MoM) Anwendung. Aufgrund der räumlichen Ausdehnung des Substratbereiches in integrierten Schaltungen wird meistens auf die Finite Elemente Methode eingesetzt. Um das Substratvolumen als Ersatznetzwerk darstellen zu können, muss dieses diskretisiert werden. Es werden Modelle verwendet, die eine virtuelle Planarisierung unterhalb der Bauelemente annehmen. Das zu diskretisierende Volumen erhält dadurch die Form eines Quaders. Dieser wird horizontal in Schichten aufgeteilt, um räumlich verteilte Materialparameter des Substrates berücksichtigen zu können. Im Anschluss daran wird die virtuelle Planarisierung aufgehoben und die Bereiche zwischen den Bauelementen diskretisiert. Für eine optimale Diskretisierung, werden Voronoi-Diagramme und die sog. Delaunay-Triangulationen eingesetzt [Sme95],[Gui92],[Fan93]. Auf der Grundlage des auf diese Weise diskretisierten Substrats können Widerstände, Kapazitäten, Sperrschichtkapazitäten und parasitäre Transistoren extrahiert werden. Diese werden für die Erzeugung eines Ersatznetzwerkes zur Beschreibung des Übertragungsverhaltens des Substrates durch konzentrierte Elemente verwendet und erlauben dann die Erweiterung von Bauelementmodellen (wie beispielsweise in [Bar01] für das MEXTRAM-Modell gezeigt). Auf diese Weise kann eine 3D-Substratstruktur für die Simulation von räumlichen Substratkopplungen aufbereitet werden. Eine ähnliche Vorgehensweise wird auch bei zur Analyse von Substratkopplungen in CMOS-Schaltungen verwendet.

1.5 Zusammenarbeit mit anderen Stellen

Das Projektkonsortium setzte sich zusammen aus Partnern der Großindustrie, mittelständischen Unternehmen und Forschungsinstituten. Diese Zusammenstellung des Konsortiums stellte sicher, dass die Flexibilität mittelständischer Unternehmen in Verbindung mit der großen Erfahrung und Marktstärke weltweit tätiger Unternehmen optimal im Verbundvorhaben genutzt werden kann

#	Projektpartner	Partner Kurzname	Land
1	Audi AG	Audi	Deutschland
2	Daimler AG	DAG	Deutschland
3	Infineon Technologies AG	IFAG	Deutschland
4	Comti Temic microelectronics	Conti	Deutschland
5	Robert Bosch GmbH	BOSCH	Deutschland
6	NXP Semiconductors Germany	NXP	Deutschland
7	Zuken	ZUKEN	Deutschland
8	Elmos	ELMOS	Deutschland
9	Leibniz Universität Hannover	LUH	Deutschland
10	Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg	FAU	Deutschland
11	Technische Universität Dortmund	TUDO	Deutschland
12	Ceske vysoke uceni technicke v Praze (Czech Technical University Prague)	CVUT	Tschechien
13	Institut mikroelektronických aplikací s.r.o.	IMA	Tschechien
14	VTT Technical Research Centre Finland	VTT	Finnland
15			
16	Murata Electronics Oy	Murata	Finnland

Auf Projektebene fand eine Zusammenarbeit mit allen Partnern des Konsortiums statt. Die Arbeitsplanung und F&E Arbeitseinteilung wurde im EM4EM-Vorhaben zunächst bezogen auf die einzelnen Arbeitspakete und später durch arbeitspaketübergreifende Forschungsgruppen (*Research Teams*) koordiniert. Die LUH/TET war bedingt durch die Schwerpunkte im Arbeitspaket 3 und 4 Teil der Teams *Filter and Shielding* (RT F&S) und *Sensor und Microcontroller* (RT S& μ C).

Die LUH/TET nahm an allen Kick-off und Statustreffen des gesamten Projektkonsortiums sowie allen Arbeitspaket- und Forschungsgruppentreffen teil. Außerdem fand ein projektübergeordneter eMobility Workshop in Brüssel sowie je ein EM4EM Workshop im Rahmen der Kleinheubacher Tagung 2014 (Miltenberg) und der EMC Europe 2014 (Göteborg) mit Beteiligung der LUH/TET statt.

Des Weiteren wurde im Rahmen des EM4EM Projekts für die promovierenden Mitar-



beiter der Projektpartner eine Doktorandengruppe mit regelmäßigen Treffen eingerichtet, bei denen über die aktuellen Fortschritte der Arbeiten berichtet wurde. Daraus ergab sich eine enge Zusammenarbeit der Universitäten aus Hannover und Dortmund, die die Modellierung von ESD-Schutzelementen umfasst und die auch nach Projektende im Rahmen von studentischen Arbeiten fortgesetzt wurde. Weiterhin wurde im Feld der Leitungssimulation und –messung (Demonstrator) eng mit den Projektpartnern 01-Audi, 06-NXP und 10-TUDO zusammengearbeitet.

2. Eingehende Darstellung

2.1 Verwendung der Zuwendung und erzielte Ergebnisse

In diesem Vorhaben wurden im Rahmen der Arbeitspakete (AP) 1 und 3 Methoden zur Störfestigkeitsuntersuchung von sicherheitsrelevanten Übertragungssystemen, wie sie für Automotive-Anwendungen eingesetzt werden, ausgearbeitet. Dabei wurde auf Basis des Volterra-Reihenansatzes ein netzlistenbasiertes Simulationswerkzeug in MATLAB entwickelt. Mit dessen Hilfe können EMI Effekte in nichtlinearen analogen Schaltungen simuliert werden und Blockmodelle für Simulationen auf höheren Abstraktionsebenen erzeugt werden. Außerdem wurde diese Simulationsumgebung gegen Ende des Projektzeitraums um die Berechnung der Volterra-Reihen basierten nichtlinearen S-Parameter erweitert. Diese wurden mit dem artverwandten Ansatz der X-Parameter auf ihre jeweilige Anwendbarkeit zur EMI-Modellierung verglichen.

Des Weiteren entwickelte die LUH in Kooperation mit 11-TUDO ein Verhaltensmodell für Schutzelemente vor Elektrostatischer Entladung (engl. *electro static discharge* (ESD)), spezifisch Mehrschicht-Varistoren, auf Basis von statischen Kennlinienschreiber- und arbeitspunktabhängigen S-Parameter-Messungen. Das gewonnene Modell wurde in der Hardwarebeschreibungssprache (engl. hardware description languages (HDL)) Verilog-A zum Ziele der Integrierung des Varistormodells in Kombination mit anderen Schaltungen bzw. Systemen implementiert. Die im Folgenden gezeigten Ergebnisse wurden im EMC Europe 2014 EM4EM Workshop in Göteborg, Schweden vorgeführt [Wid14].

Im Rahmen von AP 4 wurde ebenfalls in MATLAB eine Umgebung zur schnellen Simulation von (in-) homogenen Leitungen mit vordefinierten (nicht-) linearen Abschlüssen entwickelt. Außerdem wurde über das Biot-Savart Gesetz eine Möglichkeit zur Berechnung des Magnetfelds außerhalb der Leitung implementiert.

Für das AP 6 wurde ein Demonstratoraufbau zur Messung von Leitungsströmen und den daraus erzeugten Magnetfeldern von Inverter-Motorkombinationen entwickelt.

2.1.1 Modellierung von EMI-Effekten – Simulationsverfahren und Blockorientiertes Modellieren

Black-Box Charakterisierung

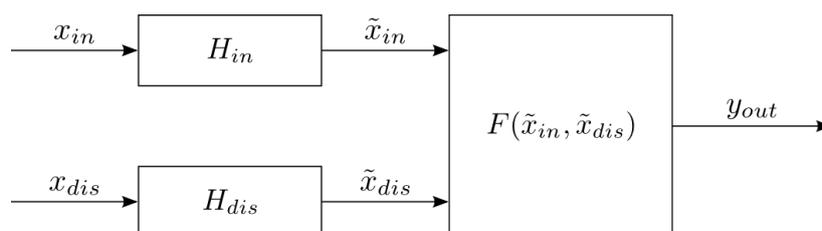


Bild 1: Blockorientiertes Modell

Um das Verhalten einer nichtlinearen Schaltung unter dem Einfluss von leitungsgeführten Störungen zu beschreiben, kann ein blockorientiertes Modell (siehe Bild 1)

verwendet werden. Im Allgemeinen kann ein Störsignal an einen beliebigen Anschluss einer Schaltung (z.B. Signaleingang, Spannungsversorgung, etc.) einkoppeln. Das Ausgangssignal wird dann Störanteile enthalten, die eine Signalauswertung der nachfolgenden Schaltungsstufen erheblich beeinflussen können. Neben den spektralen Signalkomponenten an den Frequenzen des Eingangs- und des Störsignals, wird es am Ausgang ebenfalls zu Intermodulationserscheinungen kommen, die aufgrund nichtlinearen Charakteristik der Schaltung zustande kommen [Ste12].

Um die Größe dieser Intermodulationsprodukte abschätzen zu können, bietet es sich an, das Übertragungsverhalten als blockorientiertes Modell nach Bild 1 darzustellen. Das hier verwendete Modell ist ein Multi-Input Wiener-Modell [Ste12], bei welchem das System in zwei lineare, dynamische Blöcke H_{in} und H_{dis} gefolgt von einem nichtlinearen statischen Block F getrennt wird. Die beiden linearen Blöcke werden mathematisch beschrieben durch eine lineare Übertragungsfunktion und modellieren somit das Frequenzverhalten getrennt für das Eingangssignal x_{in} und das Störsignal x_{dis} . Der nichtlineare statische Block wird beschrieben durch ein Polynom mit zwei veränderlichen und modelliert das nichtlineare Verhalten der Schaltung.

In [Ste12] wurde das Modell in Bild 1 verwendet, um analytische Ausdrücke für die auftretenden Intermodulationsprodukte zu bestimmen. Sofern eine Zerlegung in lineare dynamische und nichtlineare statische Anteile für die zu untersuchende Schaltung existiert, bieten diese analytischen Ausdrücke gute Abschätzungen über die Größe störender Signalanteile aufgrund eines Störsignals an einen beliebigen Eingang. In vielen Fällen sind derartige Ausdrücke allerdings nicht von Interesse. Dies gilt insbesondere, wenn das Störverhalten nicht mit den Schaltungsparametern (wie z.B. die Größe von Widerständen und Kapazitäten oder die W/L-Verhältnisse von Transistoren) in Zusammenhang gebracht werden muss. In diesem Fall bietet sich eine Black-Box-Charakterisierung einer Schaltung an, bei der numerische Ausdrücke für jeden Block gefunden werden. Das vollständig identifizierte block-orientierte Modell stellt dann eine Approximation des Systemverhaltens dar, die das Ausgangssignal in Abhängigkeit von den Eingangssignalen annähert. In diesem Zusammenhang, d.h. ein Modell ausschließlich durch das Ein-/Ausgangsverhalten zu charakterisieren, spricht man auch von Systemidentifikation.

Im Zusammenhang mit linearen Systemen kann die Übertragungsfunktion mit Hilfe von weißem Rauschen als Testsignal bestimmt werden. Die Charakterisierung eines linearen Systems ist möglich, indem man die Systemantwort bei Beaufschlagung eines Einganges mit weißem Rauschen misst, und die Auto- sowie die Kreuzkorrelation des zwischen Ein- und Ausgangssignal bestimmt. Dabei muss die Amplitude des Rauschsignals so klein gewählt werden, dass aufgrund dieses Testsignals keine nichtlinearen Effekte am Ausgang der Schaltung auftreten, da sonst eine getrennte Bestimmung der linearen Blöcke und des statischen Blockes nicht möglich ist.

Es ist zu beachten, dass die Ausgangssignale dieser linearen Blöcke im Allgemeinen nicht messbar sind. Nach erfolgter Bestimmung ihrer Übertragungsfunktionen, ist es allerdings möglich, die Ausgangssignale der linearen Blöcke und damit die Eingangssignale des nichtlinearen Blockes zu berechnen. Mit Hilfe eines Eintonsignals an den Eingängen für das Eingangs- und das Störsignal kann dann mit Hilfe des Ausgangsspektrums ein lineares Gleichungssystem aufgestellt werden, dessen Lösungen die Koeffizienten des Polynoms des nichtlinearen Blockes sind.

Die Systemidentifikation zur Bestimmung des Multi-Input Wiener-Modells aus Bild 1 erfolgt nun wie folgt. Für jeden der beiden Eingänge x_{in} und x_{dis} wird die beschriebene Korrelationsanalyse zur Bestimmung des jeweiligen linearen Blockes durchgeführt. Der jeweils andere Eingang wird dabei kurzgeschlossen. Um die Ordnung der zu ermittelnden Übertragungsfunktionen H_{in} und H_{dis} zu ermitteln, wird zunächst eine gebrochene rationale Funktion angenommen, welche die Anzahl der Pole und Nullstellen des Systems überschätzt. Mit dem in Bild 2 gezeigten Algorithmus wird die Anzahl der Pole und Nullstelle so lange reduziert, bis eine maximale Abweichung erreicht ist.

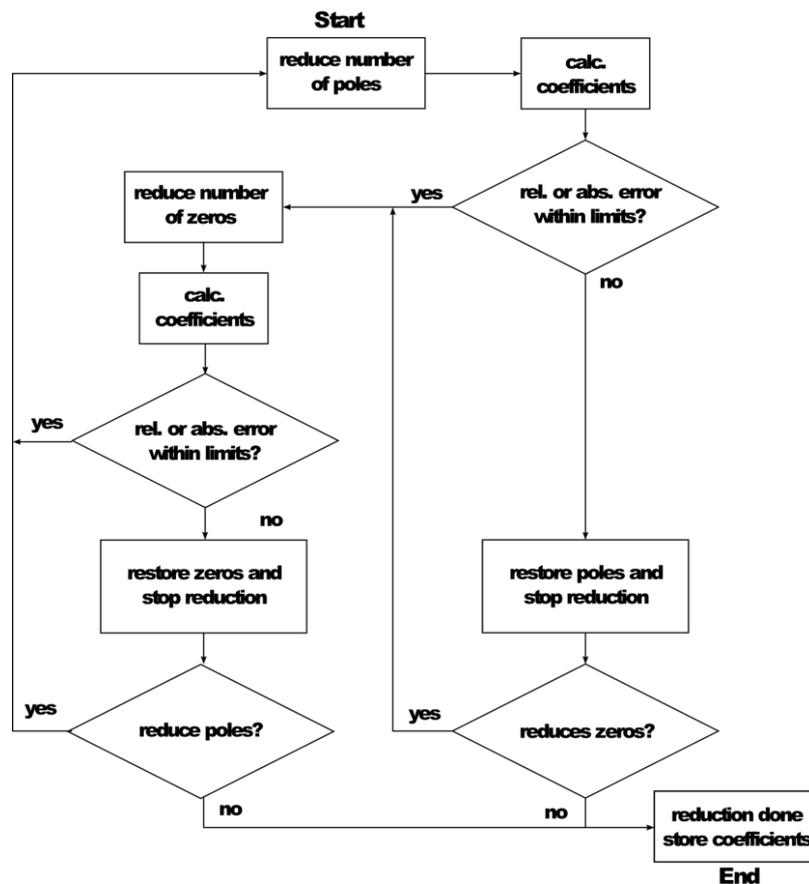


Bild 2: Ordnungsreduktion für die identifizierten linearen Blöcke [Wen13]

Nach erfolgter Charakterisierung der linearen Blöcke wird in Abhängigkeit des sich hier ergebenden Frequenzverhaltens an beiden Eingängen ein sinusförmiges Testsignal angelegt, mit einer Frequenz die im jeweiligen Durchlassbereich der linearen Blöcke liegt. Anschließend wird das Ausgangsspektrum bestimmt und ein überbestimmtes lineares Gleichungssystem aufgestellt, welches die Koeffizienten des unbekanntes Polynoms des statischen Blockes mit den Amplituden an den sich ergebenden Intermodulationsfrequenzen in Zusammenhang bringt. Dieses Gleichungssystem kann z.B. mit dem Gauss-Newton Verfahren gelöst werden [Wen13].

Das oben beschriebene Verfahren wurde verwendet, um das Störverhalten eines zweistufigen Operationsverstärkers nach Bild 3 zu bestimmen. Als Störsignal wird hier die Störung der Referenzspannung des Netzwerks zur Arbeitspunkteinstellung der beiden Stufen betrachtet. Die Verläufe der Übertragungsfunktionen der linearen Blöcke sind in Bild 4 dargestellt. Das Ergebnis der Identifikation des statischen Blockes ist

in Bild 5 gezeigt. Bild 6 zeigt die Intermodulationsprodukte zweiter und dritter Ordnung in Abhängigkeit des Störsignals am Operationsverstärker. In den gegebenen Abbildungen sind zudem die Ergebnisse der Simulation der gesamten Schaltung dargestellt, welche mit Hilfe einer Harmonic-Balance-Simulation in einem Schaltungssimulator durchgeführt wurden. Die Ergebnisse bei der Verwendung des blockorientierten Ansatzes zeigen eine sehr gute Übereinstimmung.

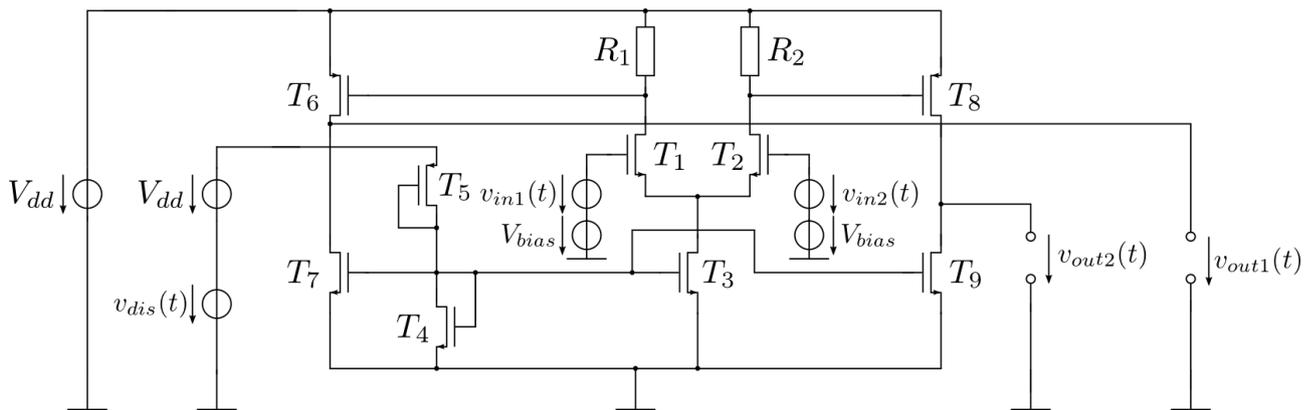


Bild 3: Zweistufiger Operationsverstärker

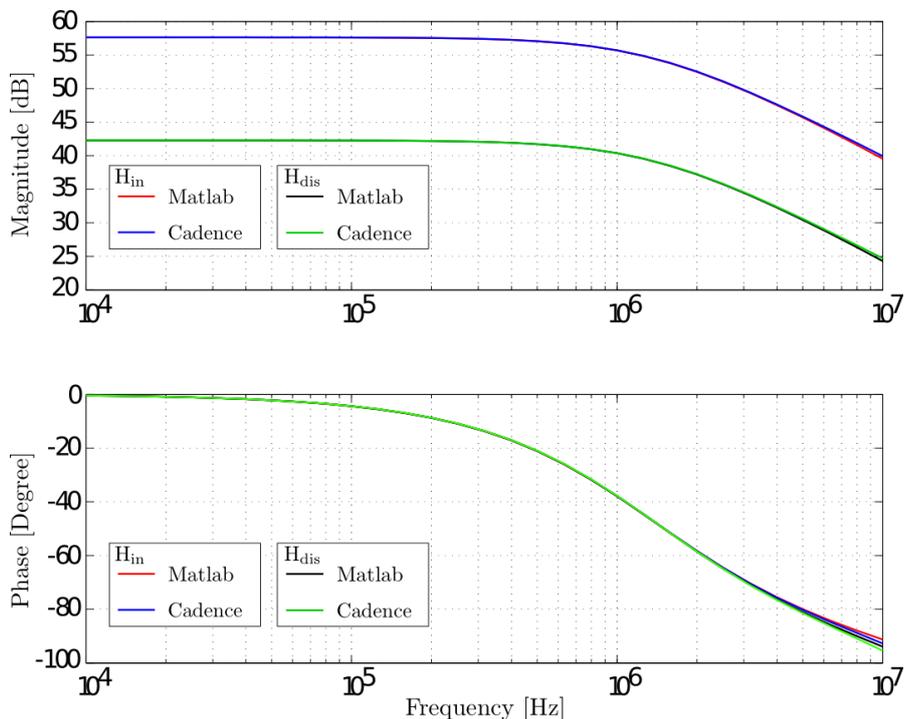


Bild 4: Bode-Plots der Übertragungsfunktionen der linearen Blöcke

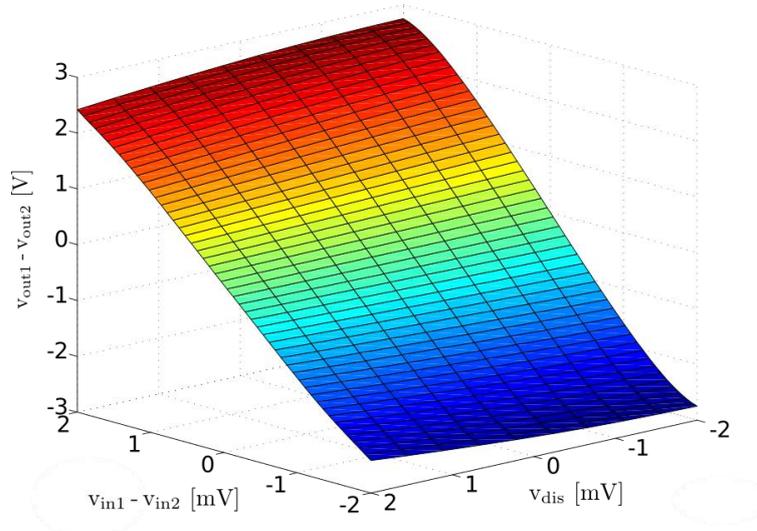


Bild 5: Nichtlineare, statische Charakteristik in Abhängigkeit von Eingangs- und Störsignal

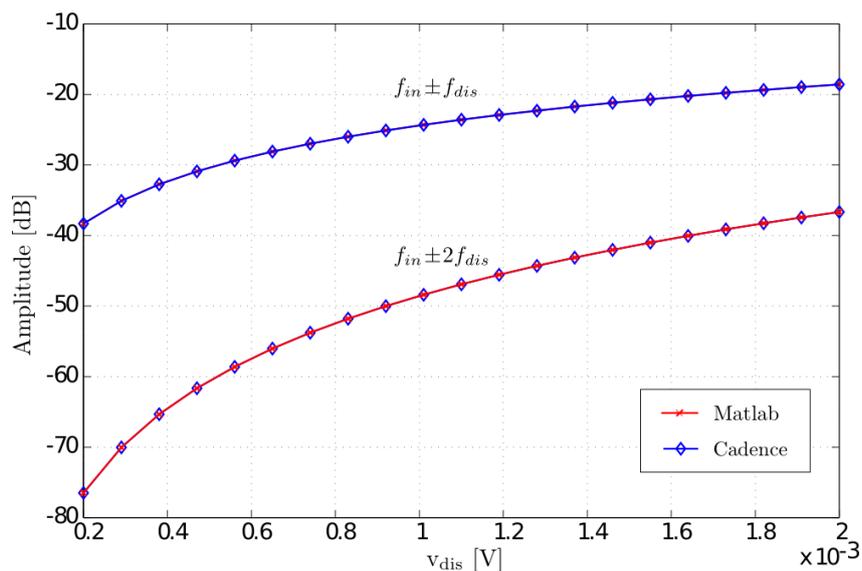


Bild 6: Intermodulationsprodukte des Identifizierten Multi-Input Wiener-Modells im Vergleich zur Simulation der ursprünglichen Schaltung

Analyse mit zeitvarianten Volterra-Reihen

Neben den Arbeiten zur blockorientierten Analyse von nichtlinearen Schaltungsblöcken wurde eine Simulationsmethode zur Beschreibung nichtlinearer Schaltungen unter Störeinfluss entwickelt. Diese Methode verwendet zeitvariante Volterra Reihen und stellt eine Erweiterung der klassischen Volterra-Reihe dar, wenn zwei Eingangssignale (nominelles Eingangssignal und einkoppelndes Störsignal) betrachtet werden und die Amplitude eines Einganges wesentlich größer ist als die des anderen. Im Folgenden soll dieser Ansatz beschrieben werden (siehe auch Beitrag von 09-LUH zu D3.1).

Die Volterra-Reihe ist eine Methode zur Bestimmung des Ausgangssignals in Abhängigkeit des Eingangssignals und findet u. A. in der Verzerrungsanalyse schwach nicht-

linearer Schaltungen Anwendung. Die Volterra-Reihe ist gegeben durch

$$y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \dots \int_{-\infty}^{+\infty} h_n(\tau_1, \dots, \tau_n) x(t - \tau_1) \dots x(t - \tau_n) d\tau_1 \dots d\tau_n$$

und kann angesehen werden als eine Verallgemeinerung des Faltungsintegrals, welches für die Lösung linearer Systeme verwendet wird. Um ein lineares System vollständig zu beschreiben, reicht die Kenntnis der Systemantwort $h(t)$ auf einen Einheitsimpuls aus. Im Falle eines nichtlinearen Systems, kann dieses vollständig durch die sogenannten Volterra-Kerne $h_n(t_1, \dots, t_n)$ beschrieben werden. Mit Hilfe dieser Volterra-Kerne kann das Ein-/Ausgangsverhalten eines Systems beschrieben werden durch:

$$y(t) = H_1[x(t)] + H_2[x(t)] + H_3[x(t)] + \dots$$

Hierbei ist $x(t)$ das Eingangssignal und $y(t)$ das Ausgangssignal. Der Ausgang eines nichtlinearen Systems kann also angesehen werden als die Antwort des linearisierten Systems H_1 , die um weitere Terme durch aufsummieren der Antworten n -ter Ordnung korrigiert wird (siehe Abbildung Bild 7).

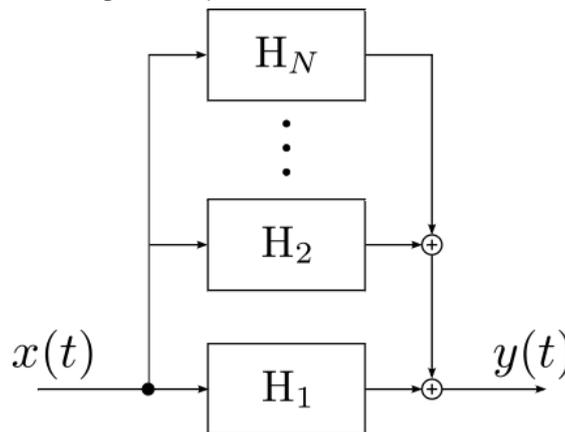


Bild 7: Blockdarstellung der Volterra-Reihe

Die Untersuchung mit Hilfe der klassischen Volterra-Reihe läuft dabei wie folgt ab: Zunächst wird eine polynomielle Beschreibung für alle nichtlinearen Elemente bestimmt. Dies kann z.B. mit Hilfe einer Taylorentwicklung um den Arbeitspunkt erfolgen. Anschließend werden die Volterra-Kerne erster bis n -ter Ordnung aus den Systemgleichungen bestimmt. Mit Hilfe dieser Volterra-Kerne ergibt sich dann eine Näherung für das Ausgangssignal in Abhängigkeit des Eingangssignals. Aufgrund der großen Anzahl von Systemen, die mit einer Volterra-Reihe beschrieben werden können, ist dieser Ansatz im Hinblick auf die Simulation des EMI-Verhaltens vielversprechend.

Ein Nachteil der klassischen Methode ergibt sich aus der Tatsache, dass die Näherung für das Ausgangssignal nur für kleine Eingangsgrößen gültig ist. Der Gültigkeitsbereich der Volterra-Reihe kann allerdings vergrößert werden, wenn zwei Eingangssignale vorhanden sind und die Amplitude des einen Signals viel größer ist als die Amplitude des anderen. Dies ist ein typisches Szenario, wenn z.B. ein Störsignal mit großen Effektivwerten, wie sie durch Schaltvorgänge hervorgerufen werden, in eine benachbarte Sensorschaltung einkoppelt, dessen Eingangssignal naturgemäß sehr klein sein kann (siehe Bild 8). Ferner bietet die nachfolgend beschriebene Methode die Möglichkeit, Mixed-Signal Schaltungen zu beschreiben.

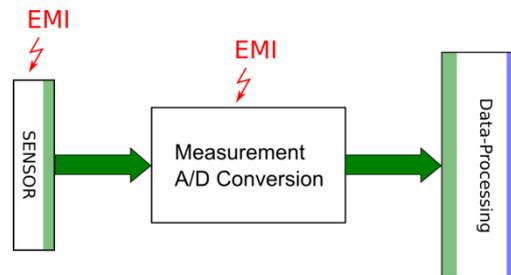


Bild 8: Sensorsystem unter EMI-Einfluss

Die Erweiterung der klassischen Volterra-Methode ist wie folgt: Anstelle der zeitinvarianten polynomiellen Beschreibung der nichtlinearen Elemente wird eine zeitvariante Beschreibung ermittelt. Im Gegensatz zur klassischen Methode wird hierbei nicht der konstante Arbeitspunkt, sondern ein zeitabhängiger Arbeitspunkt betrachtet. Dieser zeitabhängige Arbeitspunkt wird mit Hilfe einer Vorsimulation bestimmt, bei der nur das Eingangssignal mit der großen Amplitude berücksichtigt wird. Werden nun die Koeffizienten der Polynome bezüglich dieses zeitvarianten Arbeitspunktes bestimmt, erhält man ein zeitvariantes System, dessen Nichtlinearitäten durch Polynome mit zeitabhängigen Koeffizienten gegeben sind (vgl. Bild 9). Diese Koeffizienten können nun wiederum in eine Fourierreihe entwickelt werden, so dass eine Netzwerkbeschreibung in Matrizenform für jedes Glied der Fourierreihe erfolgen kann. Für jeden Fourierkoeffizienten sind die Netzwerkbeschreibungsgleichungen ähnlich zu denen, die übliche Schaltungssimulatoren mit Hilfe der modifizierten Knotenanalyse ermitteln und können mit bekannten Methoden, wie z.B. der Methode der nichtlinearen Stromquellen (z.B. [Maa03]), gelöst werden. Die Struktur der zu bestimmenden Gleichungen in Matrizenform ist in Bild 10 dargestellt. Mit dieser Methode kann z.B. das Spektrum des Ausgangssignals in Abhängigkeit beider Eingangssignale bestimmt werden.

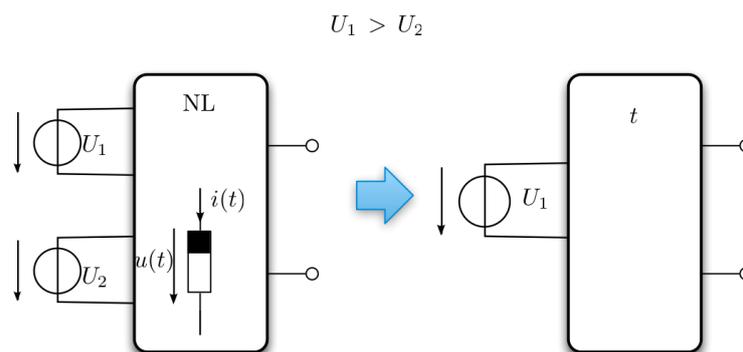


Bild 9: Bestimmung des zeitvarianten aus dem zeitinvarianten System

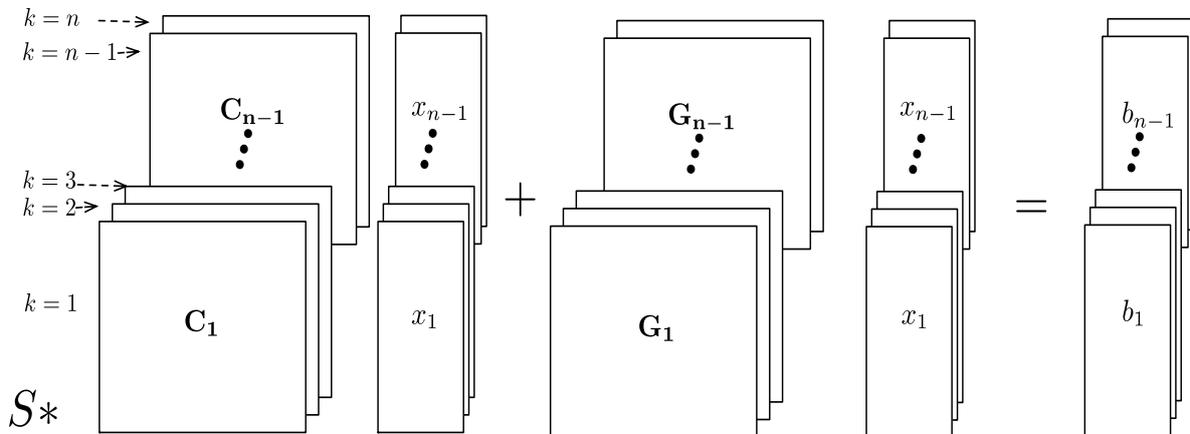


Bild 10: Struktur der zeitvarianten Netzgleichungen. Die nichtlinearen, zeitvarianten Charakteristiken sind in eine Fourierreihe entwickelt worden

Um die Vorteile dieser Simulationsmethode deutlich zu machen, soll der Approximationsfehler für die einfache Schaltung in Bild 11 mit der klassischen Methode verglichen werden. Die Schaltung ist ein Common-Source Verstärker, wobei zwei Eingangssignale, nominelles Eingangssignal und überlagerte Störung mit verschiedenen Frequenzen, am Gate des Transistors anliegen. In Bild 12 sind die zeitvarianten Taylorkoeffizienten des Transistors dargestellt.

Für bestimmte Eingangsamplituden wird die Ausgangsspannung aufgrund der begrenzten Versorgungsspannung sättigen. Dieses Verhalten ist in Bild 13 gezeigt, wo sowohl die mit beiden Methoden berechnete Ausgangsspannung als auch die analytische, exakte Lösung über die Zeit aufgetragen ist. Für die Zeitpunkte, an denen das Ausgangssignal in Sättigung ist, versagt der klassische Ansatz aufgrund des großen Approximationsfehlers (siehe Bild 13). Die zeitvariante Methode ist in der Lage, das Verhalten auch für die Sättigungszeitpunkte nachzubilden und stimmt nahezu mit der analytischen, exakten Lösung überein. Der Approximationsfehler beider Verfahren in Bezug auf die exakte Lösung ist in Bild 14 dargestellt.

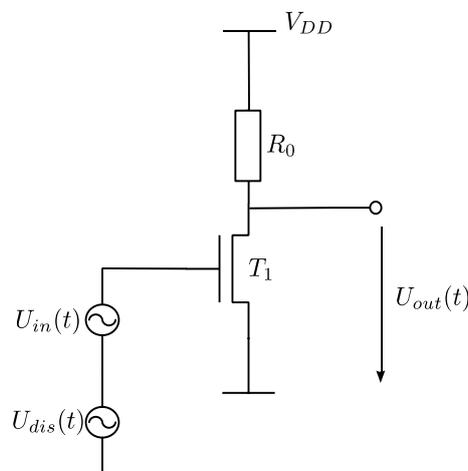


Bild 11: Beispieschaltung mit einem Transistor: Common-Source-Verstärker

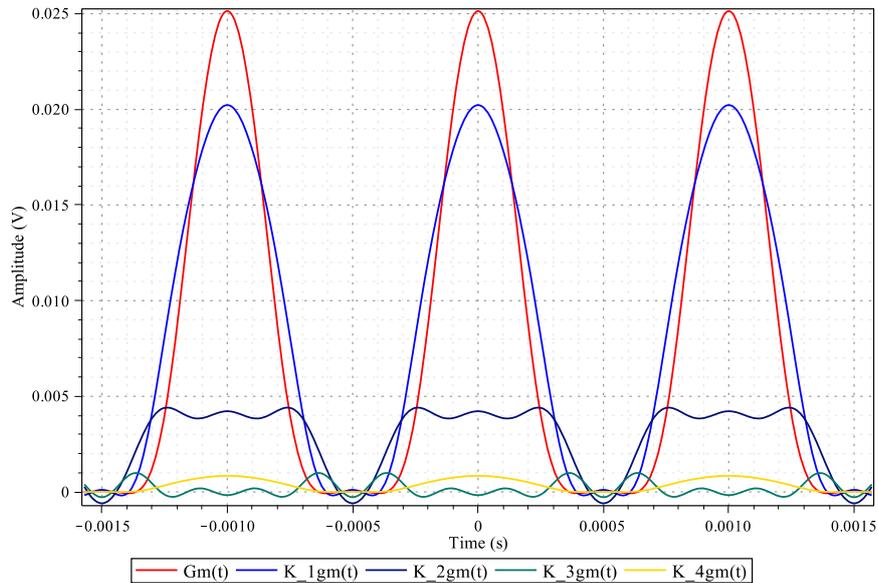


Bild 12: Zeitvariante Taylorkoeffizienten des Transistors der Beispielschaltung aus Bild 11

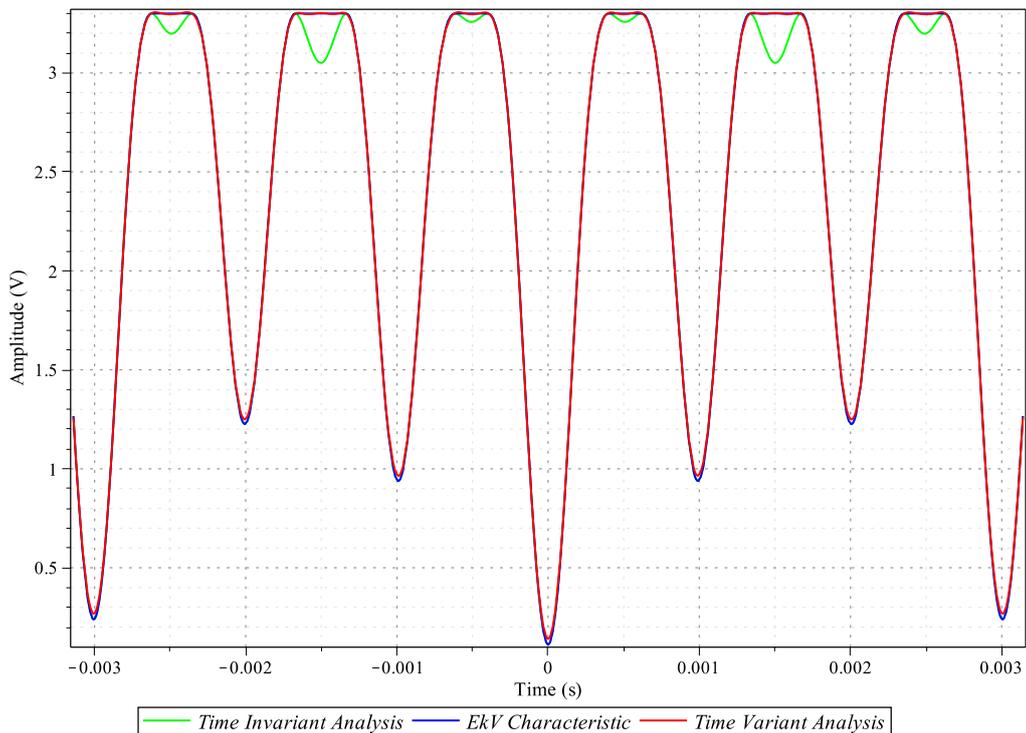


Bild 13: Ausgangsspannung des Common-Source Verstärkers mit klassischer und zeitvarianter Methode bestimmt aus Bild 11

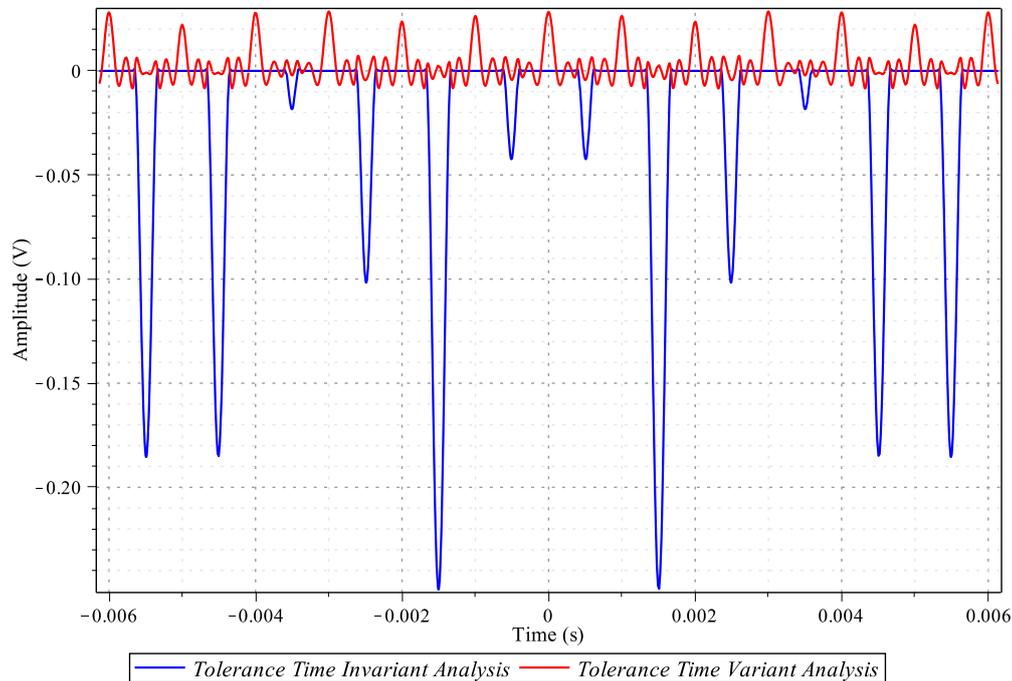


Bild 14: Approximationsfehler des klassischen und des zeitvarianten Ansatzes

Simulationsverfahren

Für die Simulation von EMI-Effekten in nichtlinearen, analogen Schaltungen, wie bspw. den Frontends von Sensoren, wurde ein auf Volterrareihenentwicklung (siehe z.B. [Wam98]) basierendes Simulationsverfahren entwickelt und in MATLAB implementiert. Das entwickelte Simulationstool berechnet das Ausgangsspektrum einer gegebenen, harmonischen Einzel- oder Mehrtonanregung unter Berücksichtigung des nichtlinearen Verhaltens der Schaltung. Weiterhin kann eine parametrisierte Input/Output-Beschreibung der Schaltung ausgegeben werden, welche automatisch als blockorientiertes Modell für MATLAB-Simulink-Simulationen realisiert werden kann. Die Simulation verläuft dabei wie im Flussdiagramm Bild 15 bebildert angegeben. Als Eingang für die Simulation wird eine Netzwerkbeschreibung in Form einer Netzliste verwendet. Diese Netzliste kann durch externe Schaltungssimulationen wie Cadence/SPECTRE bereitgestellt werden. Da der implementierte Ablauf auf polynomialer Beschreibung basiert, ist der erste Schritt, eine polynomiale Näherung eines jeden nichtlinearen Elements im Netzwerk zu erstellen. Dies wird durch eine Vorsimulation mit SPECTRE erzielt. Das Ergebnis der nichtlinearen polynomialen Näherung sind die sogenannten Nichtlinearitätskoeffizienten jedes nichtlinearen Netzwerkelements. Ein Beispiel eines solchen nichtlinearen Netzwerkelements ist der Drain-Strom eines MOSFET in Abhängigkeit der Gate-Source- und der Drain-Source-Spannung. Der zweite Schritt besteht darin, die Netzwerkbeschreibungsgleichungen aufzustellen. Dafür wird jeder Transistor (MOSFET wie BJT) durch eine Modell-Ersatzschaltung ersetzt. Aus dieser Ersatzschaltung wird mittels des modifizierten Knotenpotentialverfahrens ein System algebraischer Differentialgleichungen gewonnen, aus welchen mithilfe der oben genannten Volterrareihenentwicklung das Ausgangsspektrum errechnet wird. In Bild 16 ist dies, in der für eine einfache Anwendung entwickelten grafischen Benutzeroberfläche (GUI), gezeigt.

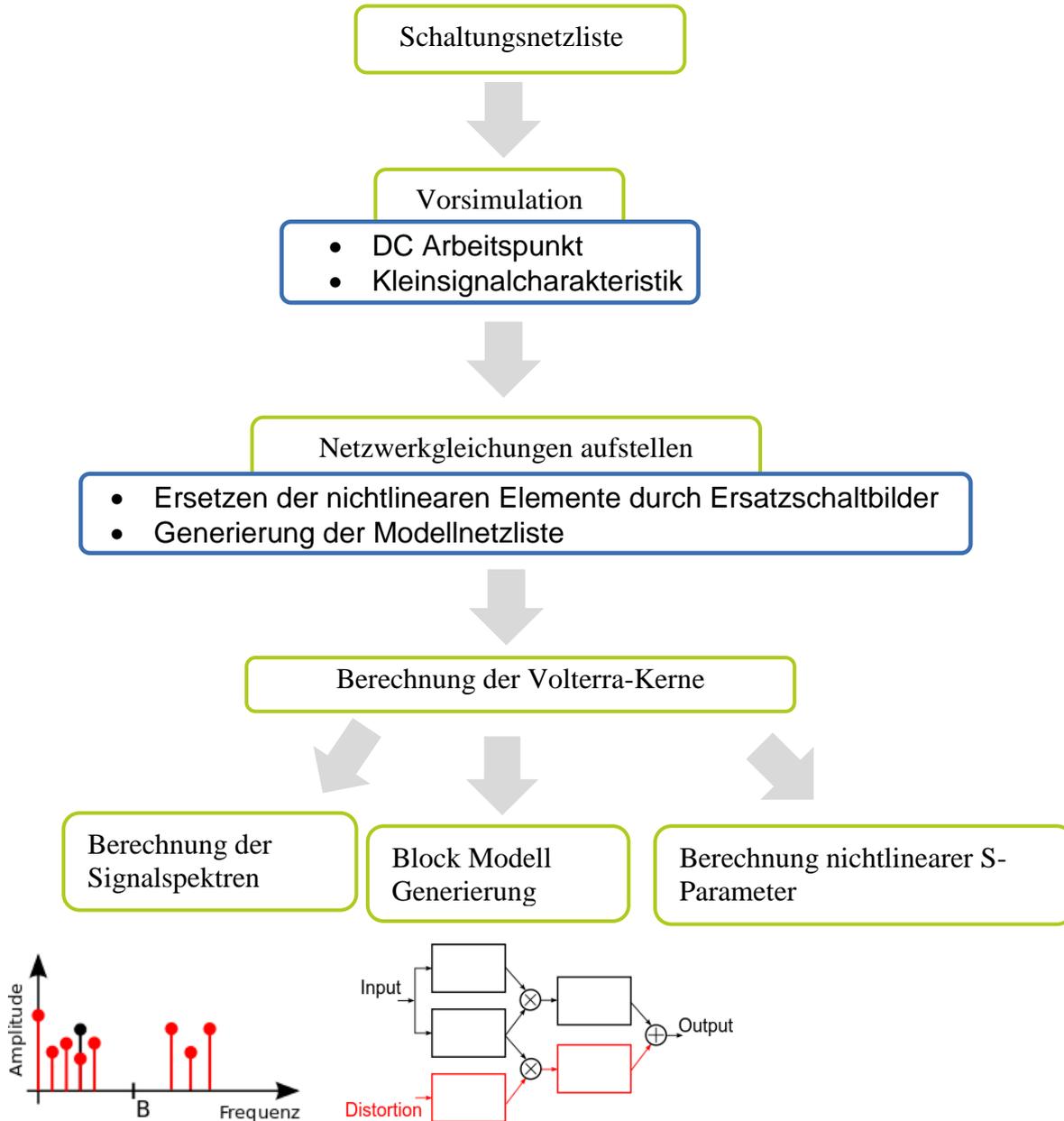


Bild 15: Flussdiagramm des Simulationsverfahrens

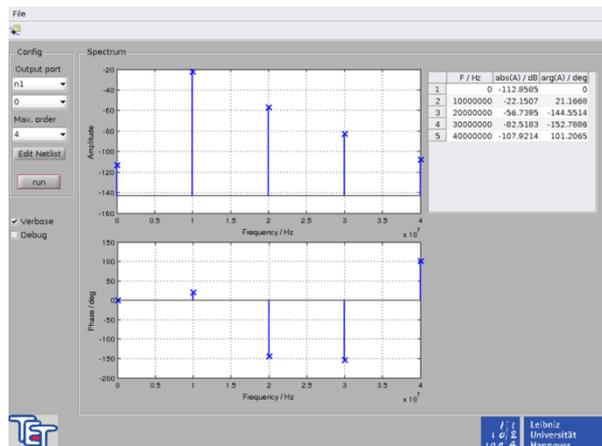


Bild 16: MATLAB-Oberfläche des Simulationsverfahrens

Erstellung von Block-Modellen für High-Level-Simulationen

Oft ist es wünschenswert, wenn das erstellte Modell aus einer Zusammenschaltung linearer Filter und statischer Nichtlinearitäten besteht. Ein großer Vorteil solcher Modelle ist die Möglichkeit schneller Parametrisierung, um Funktionalitätssimulationen für eine Designbestätigung auf abstrakterer Ebene zu ermöglichen. Aus diesem Grund wurden Verfahren für die automatische Generierung von blockorientierten Modellen, welche für die Simulation in MATLAB/Simulink geeignet sind, entwickelt. Basierend auf der Volterra-Reihenbeschreibung und den Schaltungssimulationsverfahren des letzten Abschnittes, wird die Eingangs-/Ausgangsbeschreibung der betrachteten Schaltung realisiert und unter Verwendung der blockorientierten Basisstrukturen aus Bild 17 parametrisiert.

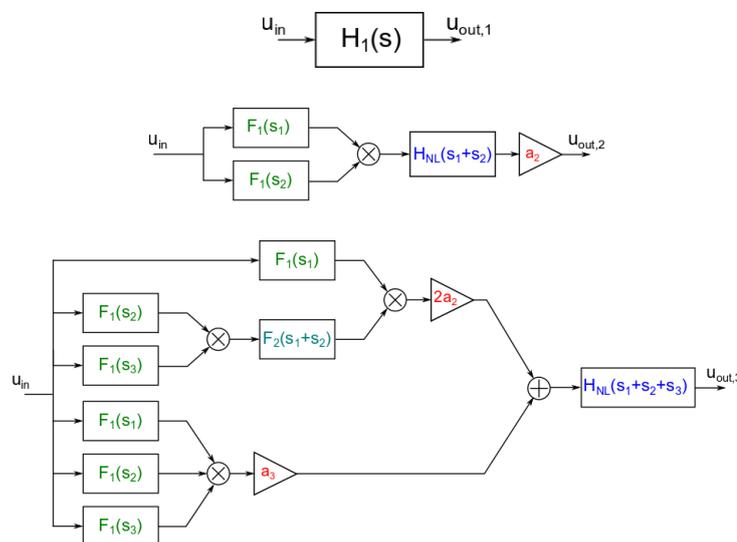


Bild 17: Grundlegendes System in erster, zweiter und dritter Ordnung

Das erste Grundsystem ist ein linearer Filterblock der das linearisierte Eingangs-/Ausgangsverhalten beschreibt. Das zweite und dritte Grundsystem besteht aus linearen Blöcken und Multiplizierern und erfassen somit die zweite und dritte Ordnung der Systemantwort der Schaltung. Zur Parametrisierung jedes Grundsystems werden die Parameter jedes linearen Filterblocks sowie die polynomialen Koeffizienten jeder Netzwerk-Nichtlinearität berechnet.

Als ein Beispiel dient der Differenzverstärker aus Bild 18. Unter Verwendung des oben dargestellten Verfahrens wird automatisch ein blockorientiertes Modell zur Verwendung in MATLAB/Simulink generiert. Jeder Übertragungsblock ist als eine Parallelschaltung der in Bild 17 dargestellten Grundsysteme realisiert. Das generierte Modell für Zeitbereichs-Simulationen ist in Bild 19 aufgeführt. Die simulierten Eingangs- und Ausgangssignale sind in Bild 20 im Zeitbereich dargestellt. In Bild 21 sind das entsprechende Ausgangsspektrum des Blockmodells nach einer Modellreduzierung (rot) und das ursprüngliche Spektrum, welches mittels des Volterraverfahrens berechnet wurde (blau), abgebildet.

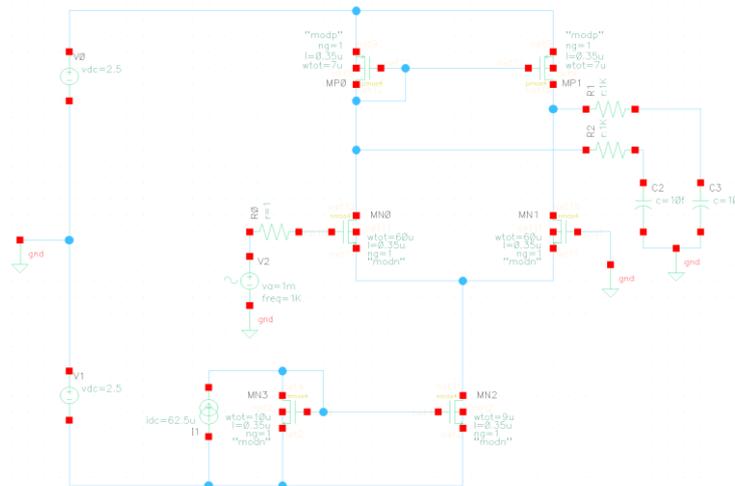


Bild 18: Schaltbild eines Differenzverstärkers

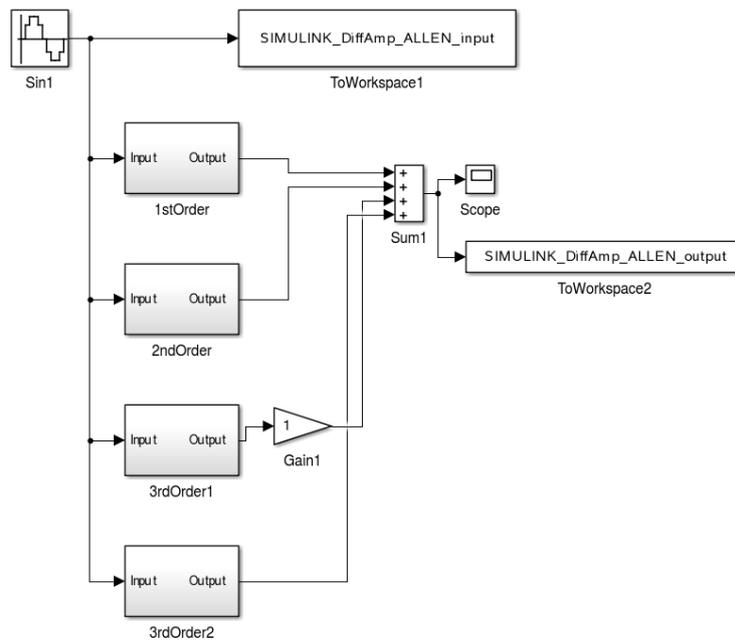


Bild 19: Resultierendes Blockmodell zur Simulation in MATLAB/Simulink

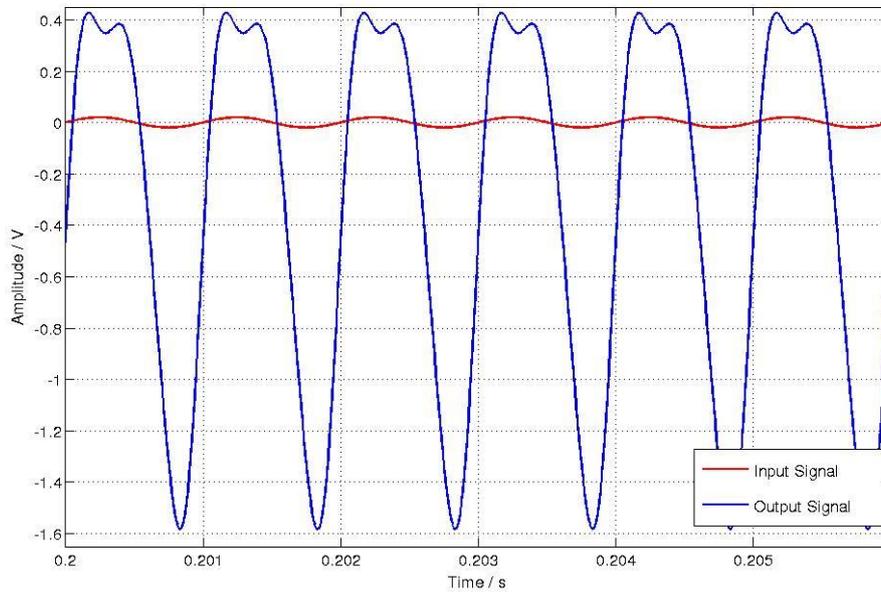


Bild 20: Zeitbereichs-Ergebnis des Blockmodells des Differenzverstärkers

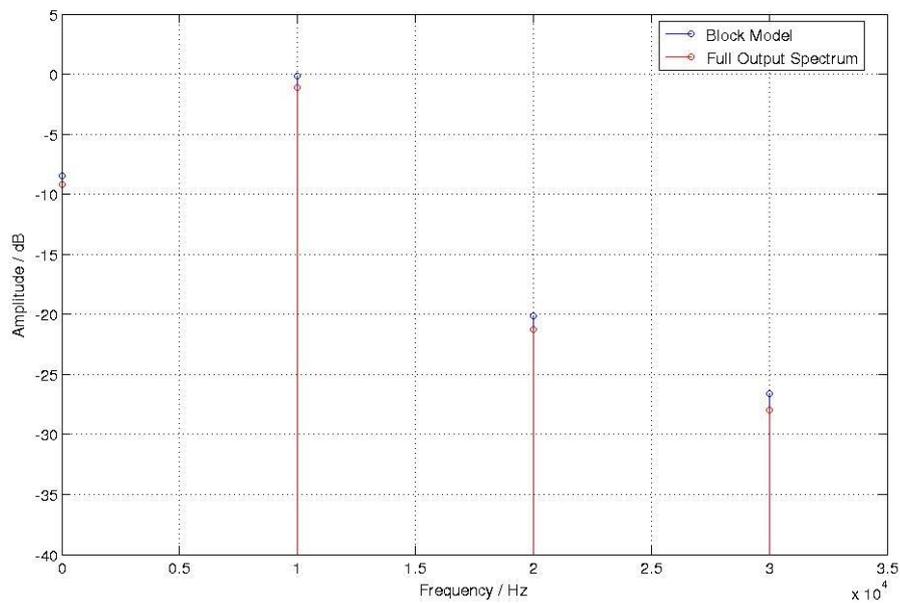


Bild 21: Ausgangsspektrum des Differenzverstärkers

2.1.2 Analyse mit nichtlinearen Streuvariablen

In diesem Abschnitt werden die Forschungsergebnisse, die sich mit den Analysemethoden von nichtlinearen Systemen auf Basis von Streuvariablen befassen, dargestellt. Diese wurden übergreifend über die Arbeitspakete im Projektzeitraum erzielt. Darin wurde untersucht, wie bekannte Konzepte zur Beschreibung des Signalübertragungsverhaltens von Testsystemen mit Hilfe von Streuvariablen zur EMI Modellierung genutzt werden können. Die erzielten Ergebnisse wurden ausführlich im Beitrag von 09-LUH zu D1.3 Bericht dargestellt.

Die Streuvariablen sind eine alternative Beschreibungsform von elektronischen Systemen. Sie können als Linearkombination (*Heaviside Transformation*) aus Strom und Spannung aufgefasst werden und sind durch

$$\alpha_p = \frac{u_p + Z_{0,p}i_p}{2\sqrt{Z_{0,p}}} \quad \text{bzw.} \quad \beta_p = \frac{u_p - Z_{0,p}i_p}{2\sqrt{Z_{0,p}}}$$

definiert. Aufgrund ihrer Leistungsverwandtschaft $P_p = u_p \cdot i_p = \alpha_p^2 - \beta_p^2$ können die Streuvariablen im Gegensatz zu Strom und Spannung auch bei hohen Frequenzen messtechnisch erfasst werden. Aus den Vorzeichen der Streuvariablen in der Leistungsbeziehung leiten sich die Bezeichnungen *eingehende* Streuvariable für $\alpha(t)$ bzw. $a(j\omega)$ und *reflektierte* Streuvariable für $\beta(t)$ bzw. $b(j\omega)$ her. Diese Bezeichnungen spiegeln sich in der Pfeilrichtung der Streuvariablen an den Toren des Zweitors in Bild 22 wider.

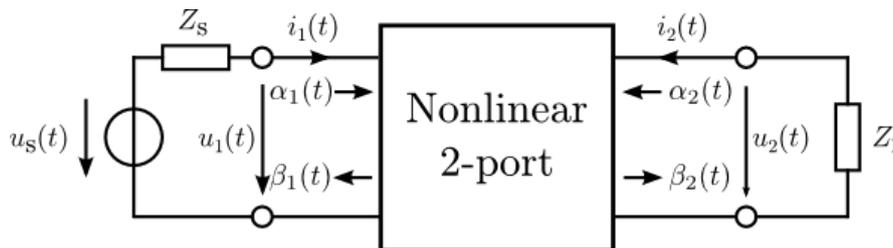


Bild 22: Beschreibung eines Zweitors mit unterschiedlichen Größen.

Im Fall eines linearen Zweitors kann dieses vollständig durch die Streuparameter (S-Parameter) beschrieben werden. Diese geben den Zusammenhang der *eingehenden* zu den *reflektierten* Streuvariablen an und werden in der S-Matrix zusammengefasst [Küp08]

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & S_{N2} & \cdots & S_{NN} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_N \end{pmatrix}$$

Mit Hilfe dieser S-Parameter können Reflexions- und Transmissionseigenschaften des linearen Zweitors dargestellt werden.

Verhalten der Streuvariablen in nichtlinearen Systemen

Da die S-Parameter auf dem Superpositionsprinzip basieren, sind sie für nichtlineare Systeme nur für linearisierte Modelle der Systeme anwendbar. Im Fall von nichtlinearen Systemen entstehen auch in den Streuvariablen aufgrund der Nichtlinearität harmonische Verzerrung und Intermodulation. Mit Hilfe der Definitionsgleichungen kann gezeigt werden, dass für eine Quelle mit angepasster Impedanz ($Z_s=Z_0$) nur im Spekt-

rum der reflektierten Streuvariable b weitere Frequenzanteile entstehen (vgl. [Web13]), wie in Bild 23 beispielhaft dargestellt ist.

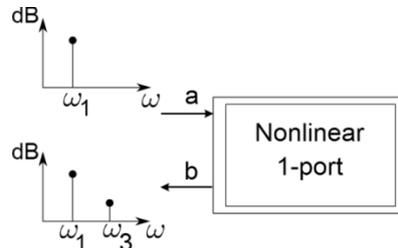


Bild 23: Spektrum der Streuvariablen eines kubisch nichtlinearen Eintors.

Für die messtechnische Erfassung aller Spektralanteile der Streuvariablen werden spezielle Netzwerkanalysatoren für nichtlineare Systeme verwendet (vgl. z.B. [Rob11, Van10]). Ein Kernelement dieser Messtechnik ist ein Richtkoppler. Mit Hilfe eines Richtkopplermodells, das in Bild 24 dargestellt ist, können die Streuvariablen in einer Schaltungssimulation über Spannungen ermittelt werden, die proportional zu den Streuvariablen sind. Dafür ist eine Normierung mit der charakteristischen Impedanz und dem Kopplungsfaktor der Spulen

$$C = 20 \log_{10} \left(\frac{N_2}{N_1} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{L_2}{L_1} \right)$$

($L_3=L_2$ und $L_4=L_1$) nötig.

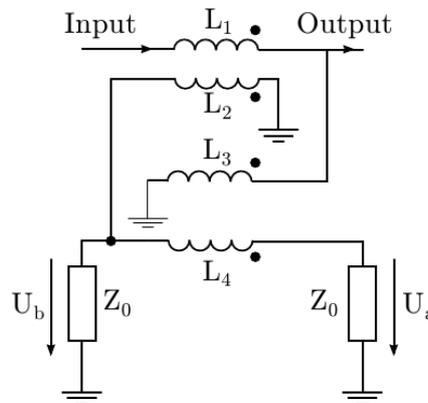


Bild 24: Richtkopplermodell [Viz95]

Zur Verifikation des Richtkopplermodells wurden Vergleichssimulationen mit der eingebauten S-Parametersimulation in LTSpice durchgeführt. Beispielhaft ist ein Simulationsergebnis in Bild 25 dargestellt.

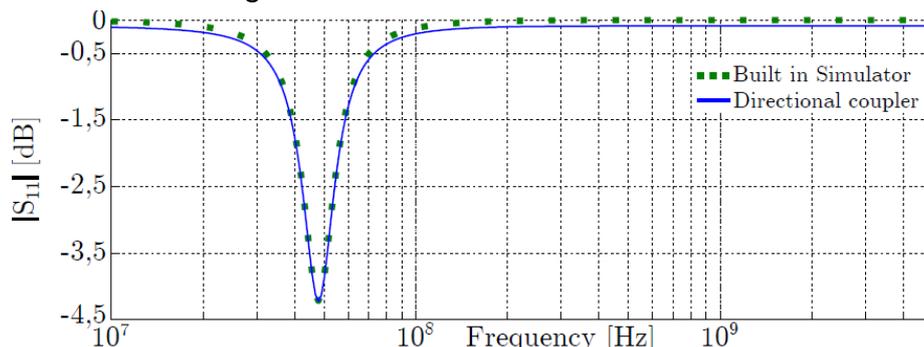


Bild 25: Vergleichssimulation des S-Parameters S_{11} eines Filters.

Eine weitere Möglichkeit der Bestimmung der nichtlinearen Streuvariablen in Schaltungssimulatoren besteht darin die Heaviside Transformation im Frequenzbereich für jeden Spektralanteil separat anzuwenden

$$a_{pk} = \frac{U_{pk} + Z_0 I_{pk}}{2\sqrt{Z_0}} \quad , \quad b_{pk} = \frac{U_{pk} - Z_0 I_{pk}}{2\sqrt{Z_0}}$$

Darin sind U_{pk} und I_{pk} die komplexen Fourierkoeffizienten der Spannung bzw. des Stroms am Tor p bei der k -ten auftretenden Frequenz. Im Fall einer Anregung mit einem harmonischen Signal, dessen Spektrum nur vielfache einer Fundamentalfrequenz ω_0 enthält, ergeben sich Antworten bei $k \cdot \omega_0$. In einem *Harmonic Balance* Simulator werden diese Spektralanteile direkt berechnet, wodurch sich eine Umrechnung auf die nichtlinearen Streuvariablen realisieren lässt. Im folgenden Abschnitt wird ein Ansatz vorgestellt, der im Rahmen des EM4EM Projekts untersucht wurde.

X-Parameter

Die oben beschriebenen S-Parameter sind auf lineare Systeme begrenzt. In den letzten 20 Jahren wurde immer mehr Forschungsaufwand für eine Erweiterung der S-Parameter auf nichtlineare Systeme investiert, die messtechnisch ermittelt werden können. Ein erster Blackbox-Ansatz basierend auf der Volterra Reihe wurde zugunsten eines Ansatzes basierend auf Beschreibungsfunktionen vernachlässigt [Ver96]. Dieser Ansatz wurde durch eine Linearisierung um einen Großsignalarbeitspunkts (engl. Large signal operating point, LSOP) [Ver05] zum *Polyharmonic Distortion* (PHD) Prinzip [Ver06] weiterentwickelt. Darauf basierend ließ sich Agilent Technologies die X-Parameter patentieren, die mit Hilfe von nichtlinearen Netzwerkanalysatoren [Rob11] gemessen werden können. Außerdem können sie aus den Streuvariablen, die wie oben beschrieben berechnet werden, aus einer Simulationsumgebung bestimmt werden.

Die Linearisierung um den LSOP und das PHD Prinzip führen von der allgemeinen Beschreibungsfunktion der Streuvariable b_{pm} am Tor p und der m -ten betrachteten Frequenz in Abhängigkeit aller eingehenden Streuvariablen des N -Tors bis zum n -ten Frequenzanteil

$b_{pm} = F(a_{11}, a_{12}, \dots, a_{Nn})$ zur vereinfachten Abhängigkeit

$$b_{pm} = \sum_{qn} S_{pq,mn}(|a_{11}|, f_0) P^{+m-n} a_{qn} + \sum_{qn} T_{pq,mn}(|a_{11}|, f_0) P^{+m+n} a_{qn}^*$$

Darin ist $P = e^{j\phi_{a_{11}}}$ der Phasor des Großsignals, der in der obigen Beschreibungsfunktion zur Phasennormierung verwendet wird. Dadurch sind die X-Parameter $S_{pq,mn}$ und $T_{pq,mn}$ nur vom reellen Betrag $|a_{11}|$ abhängig. Für eine korrekte Beschreibung werden die Terme mit $T_{pq,mn}$ und den komplex konjugierten Signalen a_{qn}^* nötig, wodurch die Phasenverschiebung des Systems in Bezug auf die Referenzphase $\phi_{a_{11}}$ ablesbar wird [Ver06].

Zur Veranschaulichung des PHD dient Bild 26. Unter der zugrundeliegenden Annahme, dass nur ein Großsignal bei der fundamentalen Frequenz f_0 am Eingangstor (a_{11}) vorliegt, wird der LSOP, d.h. das Spektrum der reflektierten Streuvariablen, von dem Großsignal festgelegt (schwarze Anteile in Bild 26). Die Einflüsse der weiteren Kleinsignale, die bei harmonischen Frequenzen des Großsignals liegen, werden diesem LSOP linear, phasenrichtig überlagert (in Bild 26 angedeutet durch die verdrehten

Pfeile).

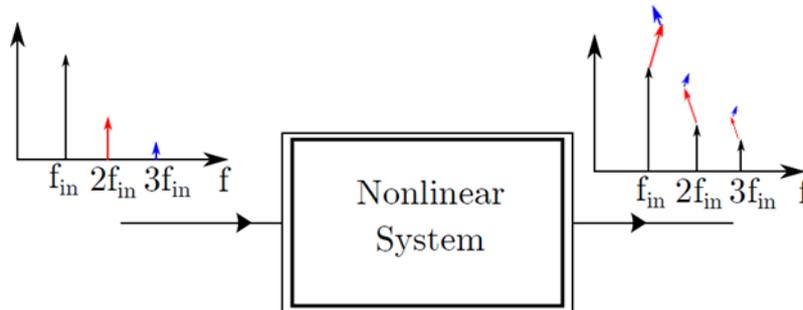


Bild 26: Veranschaulichung des *Polyharmonic Distortion* Prinzips [Ver06].

Extraktion der X-Parameter aus Harmonic Balance Simulation

Die simulative Gewinnung der X-Parameter erfolgt aus zwei aufeinanderfolgenden Simulationsschritten. Zunächst wird die Schaltung ausschließlich mit dem Großsignal a_{11} angeregt, woraus sich der LSOP einstellt und die Großsignal-X-Parameter $S_{p1,m1}$ durch die Beziehung

$$b_{pm} = S_{p1,m1} (|a_{11}|) P^{m-1} a_{11} \Leftrightarrow S_{p1,m1} (|a_{11}|) = \frac{b_{pm}}{P^{m-1} a_{11}}$$

aus den Wertepaaren von b_{21} und a_{11} erhalten werden können. Diese wiederum werden wie oben beschrieben aus der Heaviside Transformation der komplexen Strom- und Spannungsfourierkoeffizienten bestimmt. Die X-Parameter $S_{p1,m1}$ sind ebenfalls komplexe Zahlen und können als *look-up-table* gespeichert werden. Eine weitere Möglichkeit für einen flexibleren Einsatz stellt eine Approximierung, z.B. mit der *least-squares*-Methode, der aufgezeichneten Wertepunkte durch eine komplexwertige Funktion, wie z.B. einem Polynom, dar. Da aus der Definitionsgleichung der X-Parameter eine Abhängigkeit vom Betrag $|a_{11}|$ besteht, müssen folglich die Koeffizienten der approximierenden Funktion komplexwertig sein. Der Approximierungsansatz ermöglicht eine Berechnung in den Zwischenräumen der diskreten Simulationen (vgl. Bild 27).

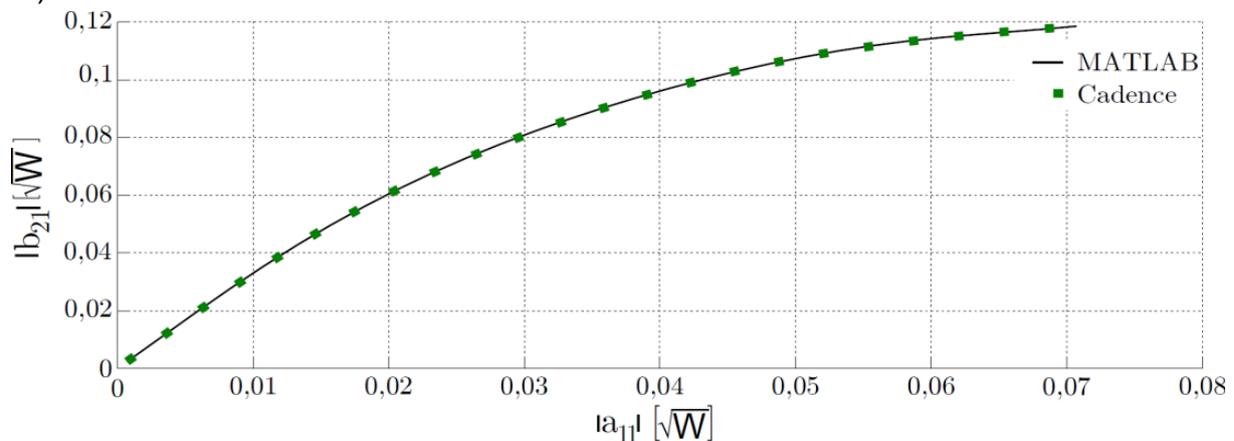


Bild 27: Vergleich von Simulationen und Berechnung mittels $S_{21,11}$

Im zweiten Simulationsschritt wurden die Kleinsignale dem Großsignal überlagert, um die weiteren X-Parameter $S_{pq,mn}$ und $T_{pq,mn}$ ($\{q, n\} \neq 1$) zu bestimmen. Zur Verdeutlichung dient ein Kleinsignal bei der doppelten Frequenz des Großsignals $f_{a12} = 2 \cdot f_{a11}$.

Die Verwendung der Harmonic Balance Simulation erlaubt es Mischfrequenzanteile auszuwählen, die die X-Parameter repräsentieren:

$$\begin{aligned} (-1) \cdot f_{a_{11}} + 1 \cdot f_{a_{12}} &= 200 \text{ MHz} \implies S_{21,12}(|a_{11}|) \\ 2 \cdot f_{a_{11}} - 1 \cdot f_{a_{12}} &= 200 \text{ MHz} \implies T_{21,12}(|a_{11}|). \end{aligned}$$

Diese X-Parameter können erneut durch einen Least-square-fit aus den Simulationswerten gewonnen werden. Damit ist die Beschreibung mittels des Spektralanteils der reflektierten Streuvariable bei der Fundamentalfrequenz durch die Beziehung

$$b_{21} = S_{21,11}(|a_{11}|)a_{11} + S_{21,12}(|a_{11}|)P^{-1}a_{12} + T_{21,12}(|a_{11}|)P^3a_{12}^*$$

möglich. In Bild 28 ist die Berechnung von b_{21} mit den X-Parametern als Ebene dargestellt und die zugrundeliegenden Simulationswerte als Punkte mit eingefügt.

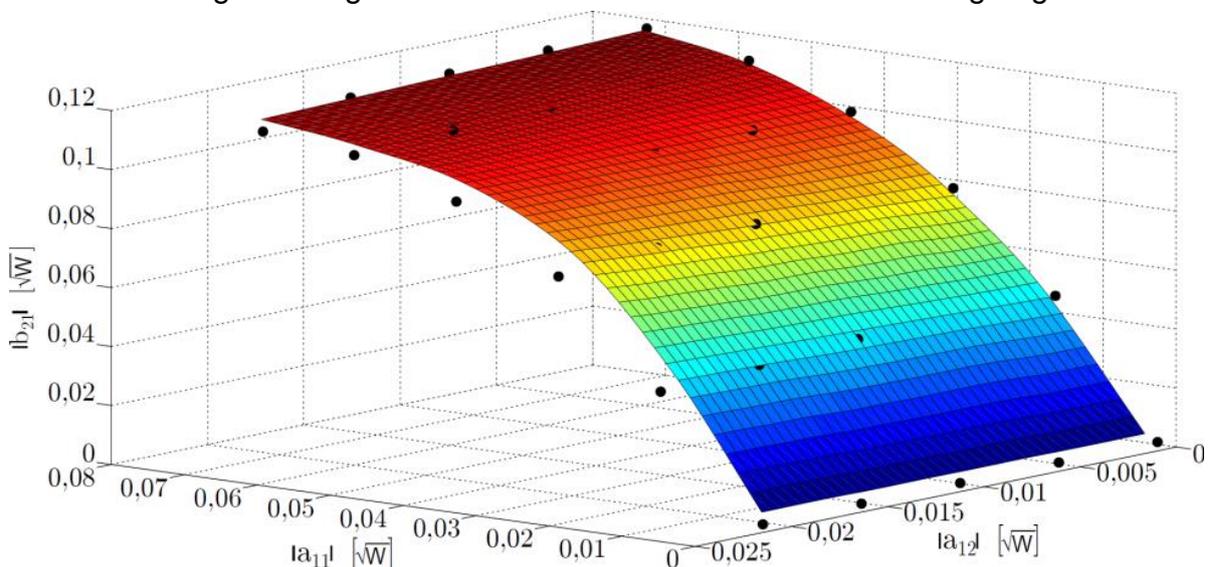


Bild 28: Vergleichsdarstellung $|b_{21}|$ über $|a_{11}|$ und $|a_{12}|$ der Simulation und der Berechnung über die X-Parameter.

Darin ist zu erkennen, dass für größer werdende Amplituden $|a_{12}|$ die Abweichung der Simulationswerte von der Berechnung zunimmt. Der Grund dafür ist, dass dadurch eine Grundannahme des PHD-Prinzips verletzt wird, das davon ausgeht, dass nur ein Großsignal vorliegt. Deutlicher zu sehen ist dieser Trend in Bild 29: Vergleich $|b_{21}|$ über $|a_{12}|$ der Berechnung und Simulation. Zugehörig zu dieser Darstellung ist die Betrachtung des relativen Fehlers

$$\text{rel. error [\%]} = \frac{|b_{\text{sim}} - b_{\text{cal}}|}{|b_{\text{sim}}|}$$

in Bild 30: Relativer Fehler der X-Parameterberechnung aus Bild 29: Vergleich $|b_{21}|$ über $|a_{12}|$ der Berechnung und Simulation.

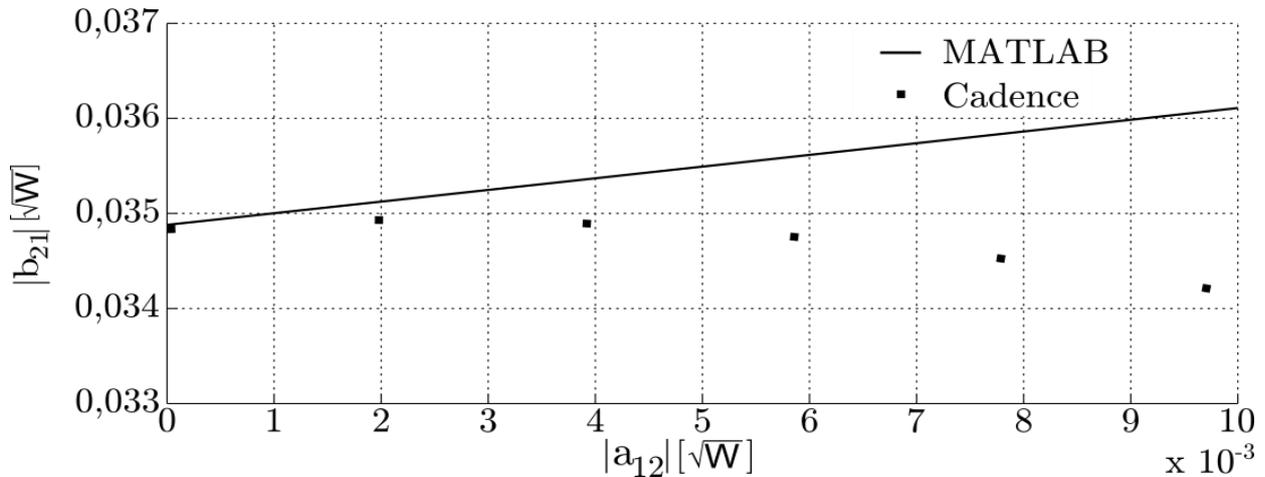


Bild 29: Vergleich $|b_{21}|$ über $|a_{12}|$ der Berechnung und Simulation.

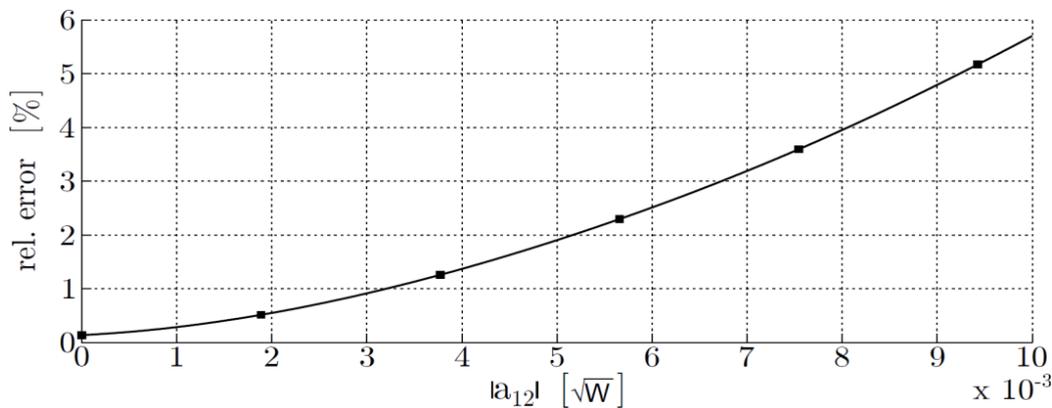


Bild 30: Relativer Fehler der X-Parameterberechnung aus Bild 29: Vergleich $|b_{21}|$ über $|a_{12}|$ der Berechnung und Simulation.

Nichtlineare S-Parameter basierend auf der Volterra-Reihe

Einen anderen Ansatz als die auf Beschreibungsfunktionen basierenden Ansätze zur Modellierung des Eingang-Ausgangsverhaltens von nichtlinearen Schaltungen, wie es die X-Parameter sind, stellte die Arbeit [Wei76] vor. Dieser basiert auf der Volterra-Reihe und transformiert die Betrachtung des Übertragungsverhaltens der Eingangszur Ausgangsspannung der Schaltung, wie sie in Bild 7 vorgenommen ist, zu der Zweitorbeschreibung mit Streuvariablen (vgl. Bild 22). Dazu werden die Spannungsübertragungsfunktionen n-ter Ordnung im Frequenzbereich benötigt, die die Signalübertragung von der Quellenspannung U_s zu den Torspannungen U_1 bzw. U_2 beschreiben. Daraus können über die Definitionsgleichungen der Streuvariablen (vgl. Abschnitt 2.1.2) die nichtlinearen Streufunktionen bestimmt werden. Im Fall eines angepassten 2-Tors, d.h. die Quellenimpedanz entspricht der charakteristischen Impedanz am Eingangstor ($Z_S=Z_{0,S}$) und die Lastimpedanz entspricht der charakteristischen Ausgangstorimpedanz ($Z_L=Z_{0,L}$), treten keine Reflexionsvorgänge auf. Daher reicht pro Tor für jede betrachtete Ordnung ein Term zur Beschreibung des Zusammenhangs zwischen den eingehenden und reflektierten Streuvariablen aus. Es ergeben sich die nichtlinearen Streufunktionen aus den Spannungsübertragungsfunktionen

$$S_{11,n}(f_1, \dots, f_n) = \begin{cases} 2H_{1s,1}(f_1) - 1 & n = 1 \\ 2^n Z_{0,s}^{\frac{n-1}{2}} H_{1s,n}(f_1, \dots, f_n) & n > 1 \end{cases}$$

$$S_{21,n}(f_1, \dots, f_n) = 2^n Z_{0,s}^{\frac{n}{2}} \frac{1}{\sqrt{Z_{0,L}}} H_{2s,n}(f_1, \dots, f_n).$$

Bei einer harmonischen M-Tonanregung am Eingangstor

$$\alpha_{1,1}(t) = \sum_{m=-M}^M \frac{1}{2} a_{1,1}(f_m) e^{j2\pi f_m t}$$

ergibt sich das kombinatorische Frequenzgenerationsproblem (vgl. z.B. [Maa03]). Dadurch kann jeder Frequenzanteil n-ter Ordnung der reflektierten Streuvariable am p-ten Tor bestimmt werden durch [Wei76]

$$b_{p,n}(f_1 + \dots + f_n) = \frac{1}{2^n} \binom{n}{\mathbf{q}} S_{p1,n}(f_1, \dots, f_n) \prod_{k=1}^n a_{1,1}(f_k).$$

Das in Abschnitt 0 vorgestellte Simulationswerkzeug wurde am Ende des Berichtszeitraums 2014 um die Berechnung der nichtlinearen S-Parametern erweitert. Diese wurden bereits im Berichtszeitraum 2013 anhand eines einfachen Beispiels händisch untersucht. Dabei wurde festgestellt, dass für die Berechnung der nichtlinearen S-Parameter die Volterra-Kerne explizit berechnet werden müssen. Durch das entwickelte Simulationswerkzeug können diese berechnet werden, sodass die nichtlinearen S-Parameter basierend auf der Schaltungsnetzliste – auch für komplexe Netzwerke – berechnet werden können. Erste Untersuchungen wurden anhand eines *single-ended Low-Noise Amplifier* (LNA) durchgeführt, der in Bild 31 abgebildet ist und für die Mittenfrequenz von 300 MHz entworfen wurde.

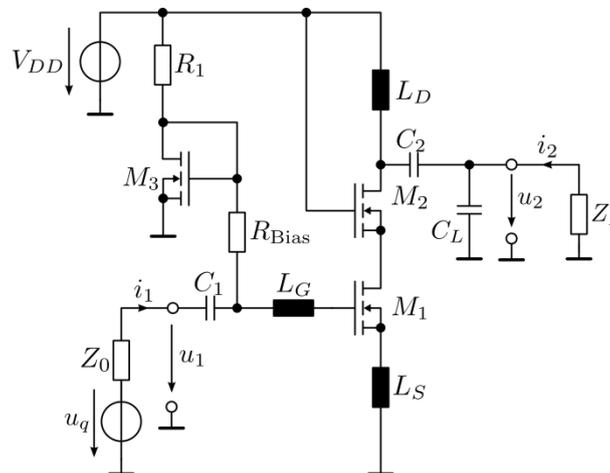


Bild 31: Untersucher Low-Noise-Amplifier

Die erste Analyse des LNA wurde mit einer Eintonanregung durchgeführt. Je größer die Amplitude des Eingangssignals ist, desto stärker wird das nichtlineare Verhalten der Schaltung und nichtlineare Effekte wie harmonische Verzerrung und Kompression der Fundamentalkomponente treten auf. Letzterer Effekt wirkt sich auch auf die S-Parameter aus. Die häufig betrachteten S-Parameter S_{11} (Eingangsreflexion) und S_{21} (Vorwärtstransmission) sind für lineare Zweitore definiert durch

$$S_{p1} = \left. \frac{b_p}{a_1} \right|_{a_2=0},$$

wobei p das betrachtete Tor angibt.

Die Kompression der Fundamentalkomponente

$$b_p(f_1) = b_{p,1}(f_1) + b_{p,3}(f_1 + f_1 - f_1)$$

ist im Fall schwach nichtlinearer Systeme im Wesentlichen bestimmt durch den Term dritter Ordnung

$$b_{p,3}(f_1) = \frac{3}{4} S_{p1,3}(f_1, f_1, -f_1) |a_{1,1}(f_1)|^2 a_{1,1}(f_1),$$

der dem linearen Anteil

$$b_{p,1} = S_{p1,1}(f_1) a_{1,1}(f_1)$$

überlagert wird. Wird der Anteil dritter Ordnung bei der Berechnung des S-Parameters gemäß der Definitionsgleichung für lineare S-Parameter berechnet, ergibt sich der amplitudenabhängige Ausdruck

$$\tilde{S}_{p1}(f_1) = S_{p1,1}(f_1) + \frac{3}{4} S_{p1,3}(f_1, f_1, -f_1) |a_{1,1}(f_1)|^2$$

In Bild 32 ist dieser Einfluss des Terms dritter Ordnung auf den S-Parametern im Vergleich zu einer *Harmonic Balance* Simulation in Cadence/Spectre für verschiedene Eingangsamplituden gezeigt. Der Unterschied zwischen den berechneten nichtlinearen S-Parametern und der Vergleichssimulation ergibt sich dabei durch das im Vergleich zum BSIM4 vereinfachte Transistormodell, das für die Berechnung der Volterra-Kerne eingesetzt wird.

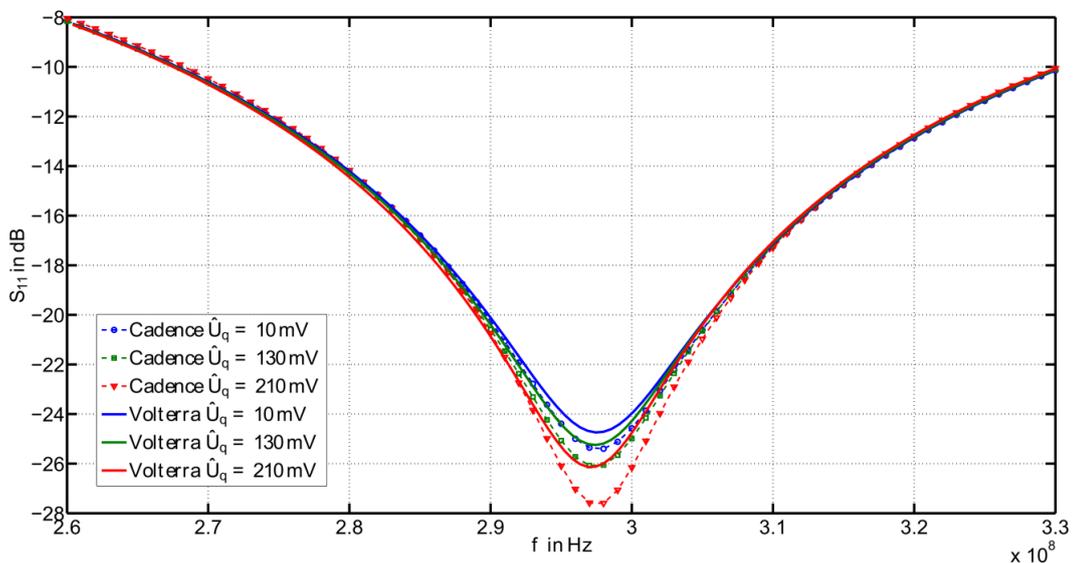


Bild 32: Nichtlinearer Einfluss auf den S-Parameter S_{11}

Des Weiteren wurde anhand einer Zweitonanregung untersucht, welche weiteren Intermodulationsprodukte im Spektrum der Signale b_1 und b_2 entstehen. Beispielhaft ist das Spektrum des Ausgangssignals b_2 für eine Anregung bei den Frequenzen 300 und 400 MHz in Bild 33: Spektrum der Streuvariable b_2 bei einer Zweitonanregung zu sehen. Trotz gleicher Eingangsamplitude ergeben sich für die beiden Fundamentalfrequenzen unterschiedliche Ausgangsamplituden, was die Frequenzselektivität des LNA widerspiegelt. Mit Hilfe der nichtlinearen S-Parametern lassen sich die entstehenden Intermodulationsprodukte – hier bis dritter Ordnung dargestellt – im Vergleich zur *Harmonic Balance* Simulation in Cadence/Spectre mit sehr guter Genauigkeit berechnen.

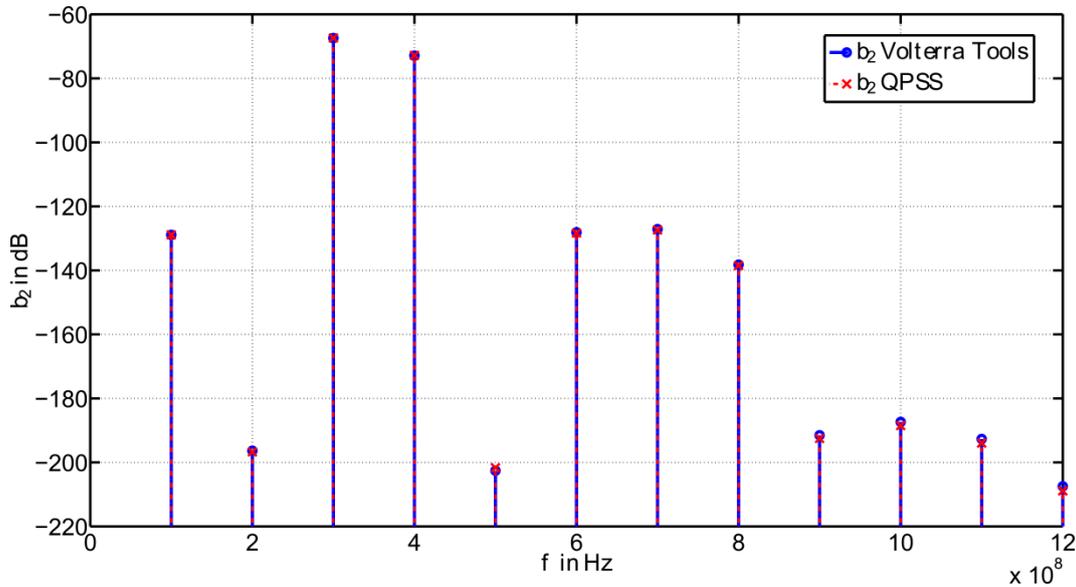


Bild 33: Spektrum der Streuvariable b_2 bei einer Zweitonanregung

Vergleich zwischen X-Parametern und Volterra-reihenbasierten S-Parametern

Im Berichtszeitraum 2013 wurde eine Vergleichsuntersuchung der beiden Ansätze der X-Parametern und der Volterra-reihenbasierten S-Parametern an einem einfachen Beispiel händisch durchgeführt und präsentiert (vgl. [Wid13]). Diese Vergleichsuntersuchung wurde mit Hilfe der netzlistenbasierten Berechnung für die komplexere Schaltung in Bild 31: Untersuchter Low-Noise-Amplifier ausgearbeitet und veröffentlicht (vgl. [Wid15]).

Das Beispielnetzwerk wurde zunächst mit einer 1-Ton Eingangsquelle mit der Amplitude \hat{u}_{s1} angeregt. Zum Vergleich der beiden Ansätze, X-Parameter und Volterra-reihenbasierten nichtlinearen S-Parameter, wurde der Frequenzanteil an der Fundamentalen der resultierenden reflektierten Streuvariablen b_{11} am Eingangstor betrachtet. An dieser Stelle werden beispielhaft Gemeinsamkeiten und Unterschiede der beiden Ansätze gezeigt.

Für die 1-Ton Anregung kann die Streuvariable b_{11} mit Hilfe der beiden zu vergleichenden Ansätzen beschrieben werden. Basierend auf dem PHD-Ansatz (siehe Abschnitt 0) folgt die Beschreibung der betrachteten Streuvariable mit

$$b_{11}^{\text{PHD}} \approx S_{1111}(|a_{11}|) a_{11},$$

wobei $S_{1111}(|a_{11}|)$ den X-Parameter darstellt, der mit einem Polynom vom Grad sieben approximiert wurde. Entsprechend folgt nach Abschnitt 0 für die Volterra-Reihenbasierten nichtlinearen S-Parameter, die nach der dritten Ordnung abgebrochen wurden, die Beschreibung

$$b_{11} \approx \frac{1}{2} S_{11,1}(\omega_0) a_{11} + \frac{3}{8} S_{11,3}(-\omega_0, \omega_0, \omega_0) a_{11} a_{11}^* a_{11}$$

mit den Streufunktionen $S_{mn,d}(\cdot)$. Durch den Vergleich der beiden Ansätze folgt der Zusammenhang

$$S_{1111}(|a_{11}|) = \frac{1}{2}S_{11,1}(\omega_0) + \frac{3}{8}S_{11,3}(-\omega_0, \omega_0, \omega_0)|a_{11}|^2 + \dots$$

zwischen diesen. Es ist zu erkennen, dass die X-Parameter dem Volterra-Ansatz im Falle einer 1-Ton Eingangsquelle entsprechen.

In Bild 35 ist der Vergleich der beiden Ansätze mit Simulationen in Cadence/Spectre für die Streuvariable b_{11} in der komplexen Ebene für verschiedene Amplituden \hat{u}_{s1} dargestellt. Darin ist zu sehen, dass mit steigender Amplitude des Eingangssignals die Abweichung des Volterra-Ansatzes zur Vergleichssimulation im Gegensatz zum X-Parameter Ansatz stärker zunimmt, da der Volterra-Ansatz auf die dritte Ordnung beschränkt wurde und somit die Beiträge höherer Ordnungen nicht berücksichtigt werden. In Bild 36 ist der Betrag der Streuvariable b_{11} in Abhängigkeit der Amplitude des Eingangssignals dargestellt. Hier ist weiterhin zu erkennen, dass ab einer bestimmten Amplitude stark nichtlineares Verhalten zu erkennen ist, sodass die Volterra-Reihe nicht mehr konvergiert und nicht angewendet werden kann. Da die X-Parameter anhand der Simulationsdaten identifiziert werden, kann dieser Ansatz auch für stark nichtlineares Verhalten angenommen werden.

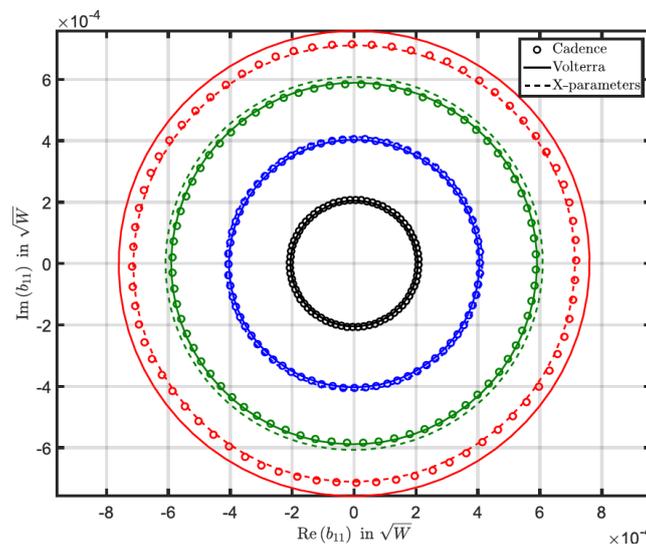


Bild 34: Verlauf des Frequenzanteils b_{11} in der komplexen Ebene für die Amplituden des Eingangssignals $\hat{u}_{s1} = 50$ mV (Schwarz), $\hat{u}_{s1} = 100$ mV (Blau), $\hat{u}_{s1} = 130$ mV (Grün), $\hat{u}_{s1} = 200$ mV (Rot).

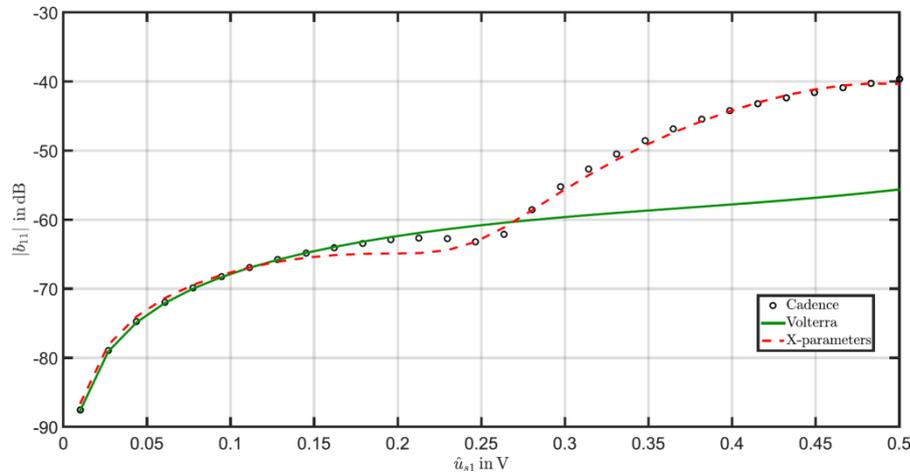


Bild 35: Verlauf der Amplitude $|b_{11}|$ in Abhängigkeit der Amplitude des Eingangssignals \hat{u}_{s1} .

Im Weiteren wird eine 2-Ton Eingangsquelle angenommen, wobei das zusätzliche Signal bei der Frequenz $f_2 = 2f_1$ auftritt und die Amplitude \hat{u}_{s2} hat. Es wird weiterhin die Streuvariable b_{11} an der Fundamentalen und am Eingangstor betrachtet. Entsprechend den beiden betrachteten Ansätze, kann die Streuvariable b_{11} mit dem PHD-Ansatz

$$b_{11}^{\text{PHD}} \approx S_{1111}(|a_{11}|) a_{11} + S_{1112}(|a_{11}|) a_{12} P^{-1} + T_{1112}(|a_{11}|) a_{12}^* P^3$$

und den Volterra-Reihen basierten nichtlinearen S-Parameter

$$b_{11} = S_{1111}(|a_{11}|) a_{11} + \frac{1}{2} S_{11,2}(\omega_1, -\omega_0) |a_{11}| a_{12} e^{-j\varphi_{a_{11}}} + \frac{3}{4} S_{11,3}(-\omega_1, \omega_1, \omega_0) |a_{12}|^2 a_{11}$$

beschrieben werden. Werden beide Ansätze miteinander verglichen führt dies zu den Zusammenhängen

$$S_{1112}(|a_{11}|) = \frac{1}{2} S_{11,2}(\omega_1, -\omega_0) |a_{11}|$$

und

$$T_{1112}(|a_{11}|) = \frac{1}{4} S_{11,4}(-\omega_1, \omega_0, \omega_0, \omega_0) |a_{11}|^3,$$

der aufgrund der Beschränkung der Volterra-Reihe auf die Ordnung drei nicht in dieser berücksichtigt wird.

Hierbei fällt jedoch auf, dass der Term in der Volterra-Reihe in dem die Amplitude $|a_{12}|$ quadratisch auftritt nicht mit dem PHD-Ansatz beschrieben wird, aufgrund der Linearisierung um den Großsignalarbeitspunkt.

In Bild 37 ist die Streuvariable b_{11} in Abhängigkeit der Amplitude des Eingangssignals \hat{u}_{s2} dargestellt. Um eine bessere Vergleichbarkeit der beiden Ansätze zu ermöglichen, wurden beide Ansätze auf den Großsignalarbeitspunkt der Vergleichssimulation verschoben. Es ist zu erkennen, dass mit zunehmender Amplitude \hat{u}_{s2} die Abweichung des X-Parameter Ansatzes größer gegenüber dem Volterra-Reihen Ansatzes ist, da der Einfluss des Eingangssignals bei der Frequenz f_2 nur linear berücksichtigt wird.

In Bild 38 ist der Betrag der Streuvariable b_{11} in Abhängigkeit der Amplitude \hat{u}_{s2} dargestellt. Es ist zu erkennen, dass der X-Parameter Ansatz nur für kleine Amplituden \hat{u}_{s2} verwendet werden kann. Mit zunehmender Amplitude steigt der Fehler des PHD-Ansatzes aufgrund der Linearisierung um den Großsignalarbeitspunktes.

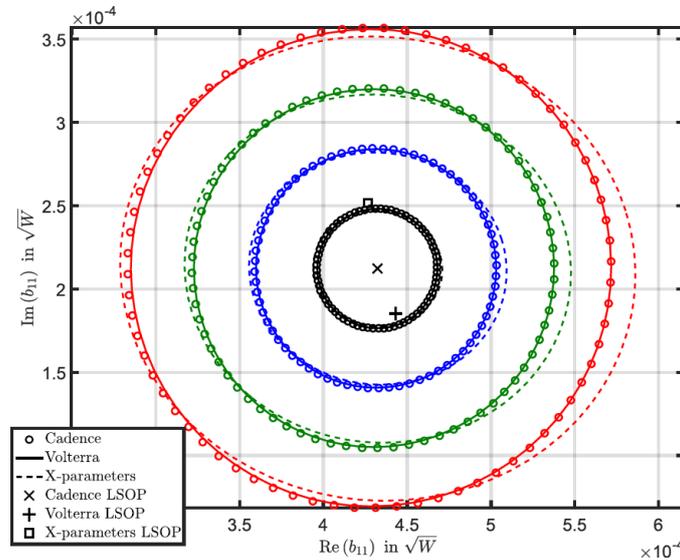


Bild 36: Verlauf des Frequenzanteils b_{11} in der komplexen Ebene für die Amplituden des Eingangssignals $\hat{u}_{s2} = 30 \text{ mV}$ (Schwarz), $\hat{u}_{s2} = 60 \text{ mV}$ (Blau), $\hat{u}_{s2} = 90 \text{ mV}$ (Grün), $\hat{u}_{s2} = 120 \text{ mV}$ (Rot).

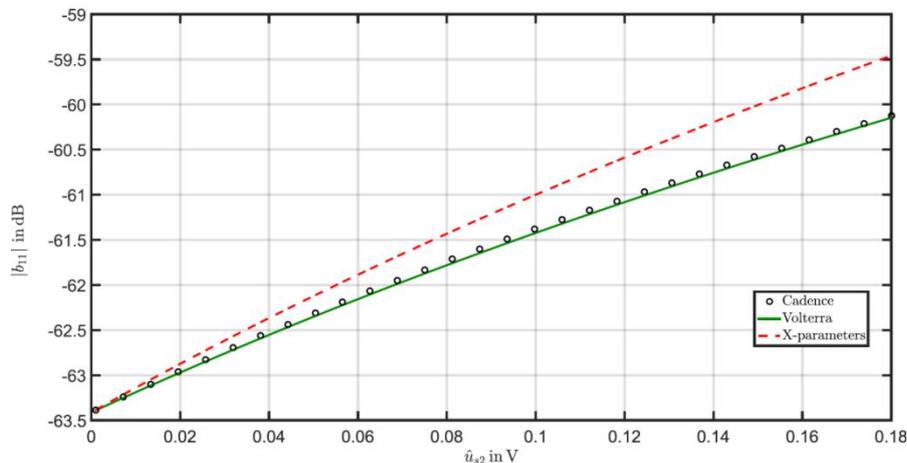


Bild 37: Verlauf der Amplitude $|b_{11}|$ in Abhängigkeit der Amplitude des Eingangssignals \hat{u}_{s2} .

Zusammenfassung der Vor- und Nachteile der Ansätze X-Parameter und Volterra-reihenbasierten nichtlinearen S-Parameter

Die Betrachtung der beiden Ansätze mit Streuvariablen, X-Parametern und nichtlineare S-Parametern auf Basis der Volterra-Reihe zeigte, dass beide gewisse Vor- aber auch Nachteile haben. Gemein haben beide Ansätze, dass sie Frequenzbereichsbeschreibungen der Streuvariablen für sinusförmige Anregungen sind.

So können die X-Parameter auf Basis von Ein- und Ausgangsdaten berechnet werden, wobei die Genauigkeit einer Approximation von der verwendeten Methode (z.B. least-square-Approximation) und der zugrundeliegenden Datenpunkte abhängt. Die Einflüsse der zum Großsignal zusätzlichen Signalanteile können linear dem LSOP überlagert werden, wodurch aber eine Begrenzung der Amplitude im Vergleich zum

Großsignal nötig ist. In Abhängigkeit vom Großsignal ist mit den X-Parametern eine Beschreibung von starken Nichtlinearitäten möglich. Dies ist mit dem Volterra-Reihen-Ansatz nicht möglich, da hierfür schwach nichtlineares Verhalten vorausgesetzt ist. Daher ist eine Begrenzung aller Signalamplituden nötig. Innerhalb dieser Begrenzung können allerdings alle Signalanteile beliebige Amplituden annehmen, sodass auch nichtlineare Effekte durch die zusätzlichen Kleinsignale berücksichtigt werden können. Durch die X-Parameter ist es einfacher, Effekte des Großsignals zu berücksichtigen, für die mit dem Volterra-Ansatz Terme höherer Ordnung nötig wären. Die Genauigkeit des Volterra-Ansatzes hängt von der maximalen Ordnung ab, wobei für eine höhere Ordnung großer rechnerischer Aufwand nötig ist. Außerdem werden dafür hinreichend genaue Schaltungsmodelle mit Nichtlinearitätskoeffizienten nötig, die im Fall des Black-Box Ansatzes X-Parameter nicht nötig sind, wodurch allerdings auch gezielter auf Schaltungsparameter eingegangen werden kann. Mit Hilfe des Volterra-Ansatzes ist es möglich, Signale mit unabhängigen Frequenzen zu berücksichtigen, was mit den X-Parametern basierend auf dem PHD Prinzip [Ver06] nicht möglich ist. Ebenso können Einflüsse auf den DC Arbeitspunkt mit Hilfe des Volterra-Ansatzes berücksichtigt werden. Allerdings ist ein Einsatz des Volterra-Ansatzes nur für angepasste 2-Tore sinnvoll, da anderenfalls die Anzahl zu berücksichtigender nichtlinearer S-Parameter exponentiell mit der Ordnung ansteigen würde.

2.1.3 Verhaltensmodellierung von Mehrschicht-Varistoren

Ein allgemeiner Modellierungsansatz, basierend auf Hardware- beschreibungssprache für analoge Schaltkreise, der eine flexible Beschreibungsmethode für ESD-Schutzelemente bereitstellt, wurde in [Arn10] vorgestellt. Im Folgenden wird gezeigt, wie dieser Ansatz durch Mehrschicht-Varistoren (engl. multi-layer varistors (MLV)) des Typs EPCOS CT0603K14G [EPC02] weitergeführt wird. Die notwendigen Schritte für die Erstellung einer Ersatzschaltung sind dieselben, wie in [Arn10] dargestellt. Genauer gesagt sind diese: die Bestimmung der statischen I-V-Charakteristik und die Analyse des Impedanzfrequenzgangs. Im Gegensatz zu [Arn10], wurde für die Messung des Frequenzganges des Varistors der Impedanzanalysator Agilent E5061B in Kombination mit der 16034G SMD-Testvorrichtung verwendet. In diesem Messaufbau wurden verschiedene DC-Vorspannungen VDC zusätzlich zu den Kleinsignalspannung $v_{AC}(t)$ verwendet. Die erhaltenen Impedanzmessergebnisse für verschiedene VDC = {17 V, 18 V, ... , 31 V} sind in Bild 38 aufgeführt.

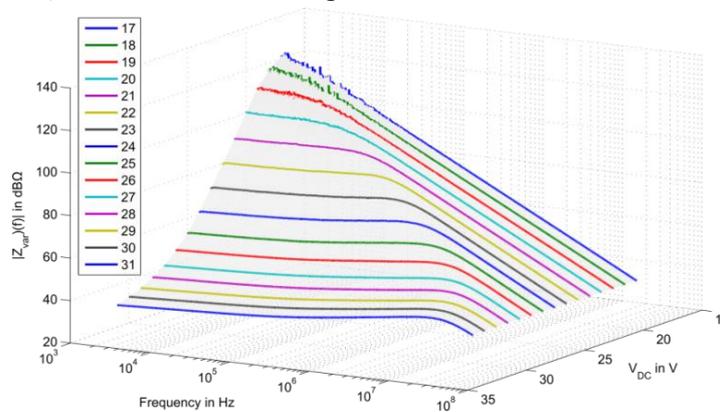


Bild 38: Frequenzabhängigkeit der Impedanz des MLV für verschiedene DC-Vorspannungen

Es kann beobachtet werden, dass der statische Widerstand des Varistors $\lim_{j\omega \rightarrow 0} Z(j\omega)$ sich bei steigenden VDC aufgrund seiner nichtlinearen I-V-Kennlinie verringert. Jedoch weist der Frequenzgang zusätzliches Überschwingverhalten vor der Grenzfrequenz, ähnlich einem schwach gedämpften Resonator, auf. Mittels Impedanzanalyse konnte eine Ersatzschaltung gefunden werden, die zu einer zusätzlichen RL-Stufe (L_p und R_p) parallel zu der parasitären Kapazität C_p führt (siehe Bild 39).

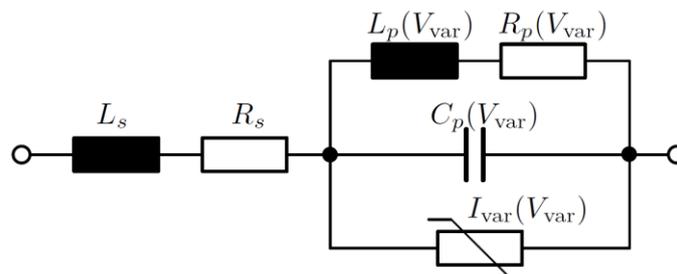


Bild 39: Erster Ansatz einer Ersatzschaltung des Varistors basierend auf der Impedanzanalyse

Jedoch schwanken die gefundenen Werte von L_p von einigen μH bis hin zu 100 mH. Neben diesen unphysikalischen Werten für L_p ist der Frequenzgang des Varistors nicht konstant für niedrige Frequenzen (siehe Bild 38), wie es der Frequenzgang des ersten Modells in Bild 39 wäre. Daher wurde ein Ansatz vorgestellt, der zusätzlich zu

den linearen, dynamischen Elementen auch Modelle für den Skin-Effekt enthält [Wid14].

Näherung der statischen I-V-Charakteristika

Der erste verwendete Näherungsansatz war die idealisierte Strom-Spannungscharakteristik des Varistors der Form

$$I_{\text{var,ideal}} = 1 \text{ A} \cdot \left(\frac{V_{\text{var}}}{V_{1\text{A}}} \right)^N,$$

welche z.B. in [Mes08] zu finden ist. In diesem Ausdruck steht $V_{1\text{A}}$ für die Varistor-Spannung, welche bei einem Varistorstrom von 1A auftritt. Der Exponent N bestimmt dabei wie stark die Funktion ansteigt. Wenn $I_{\text{var,ideal}}$ den negativen wie den positiven Spannungsbereich ohne Fallunterscheidung beschreibt, muss der Exponent N ungerade sein. In [Mes08] wird eine Fallunterscheidung für unterschiedliche Teile der I-V-Charakteristik des ZnO-basierten Varistors aufgestellt. Da die Effekte über der Schwellenspannung von Interesse waren, wurde die gemessene statische Kennlinie im Schwellenspannungsbereich zwischen 21V und 28V mittels der Methode der kleinsten Fehlerquadratsumme angenähert. Aufgrund der großen Werte für N ist der Ansatz für $I_{\text{var,ideal}}$ nur im Schwellenspannungsbereich des Varistors gültig. Um diesen Spannungsbereich zu erweitern, wird ein weiterer Ansatz, ähnlich dem EKV-MOS-Transistor-Modell [Enz95], verwendet. Wie bereits in [Mes08] für ZnO-basierte Varistoren gezeigt, ist der Kennlinien-Ansatz $I_{\text{var,ideal}}$ nicht geeignet für die Hochvolt-Region der Varistor-Kennlinie. Da die Ordnung der Exponentialfunktion sehr hoch ($N > 20$ bei dem betrachteten CT0603K14G) ist, steigt der Funktionswert für hohe Werte der Varistor-Spannung zu stark. Dem entgegenwirkend wurde erstmalig ein Ansatz ähnlich dem bekannten EKV MOSFET-Modell [Enz95] eingesetzt. Für den gemessenen Vorwärtsstrom wurde die Funktion

$$I_{\text{var,EKV}} = I_0 \left[\ln \left(1 + e^{\frac{V_{\text{var}} - V_0}{V_1}} \right) \right]^N$$

gewählt. Im Gegensatz zur eigentlichen EKV-Modellgleichung ist hier der Exponent N ein Parameter der nichtlinearen Näherung der kleinsten Fehlerquadratsumme, welche unter der Bedingung $N \in \mathbb{N}$ durchgeführt wurde. Für große Werte der Varistor-Spannung V_{var} gleicht die Funktion der Gleichung $I_{\text{var,EKV}} \sim V_{\text{var}}^N$. Da hier der Exponent wesentlich kleiner (etwa im Bereich $2 < N < 10$) als in $I_{\text{var,ideal}}$ ist, ist die Funktionssteilheit für hohe Werte näher am linearen Verhalten, wie es in [Arn10] und [Mes08] extrapoliert wurde. Wären demnach das Optimierungsergebnis $N = 1$, würde der EKV-ähnliche Ansatz auch den Hochvolt-Bereich der Varistorkennlinie abdecken. Somit wäre eine Fallunterscheidung überflüssig. Exemplarische Näherungsergebnisse für beide Ansätze sind logarithmisch in Bild 40 aufgeführt. Nur für den Bereich unter dem Grenzwert wird eine Fallunterscheidung benötigt, da hier der Widerstand als konstant angenommen wird [Mes08].

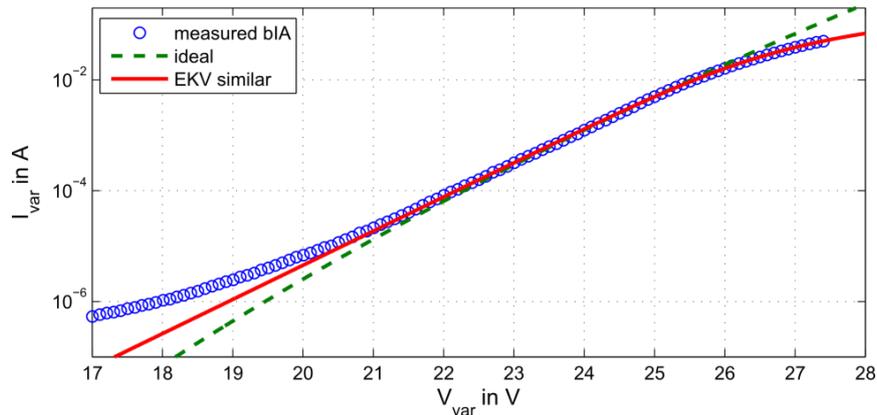


Bild 40: Näherung der gemessenen Gleichstromkennlinien für beide Ansätze

Skin Effekt-Modellierung

Da die gemessene Impedanzkurve für kleine Frequenzen nicht konstant mit einer Steigung von < 20 dB/Dekade über mehrere Dekaden ist und sie nahe an der Grenzfrequenz ein Extremum aufweist (Bild 38), muss das vorgeschlagene Modell aus [Arn10] erweitert werden. Ein erster Ansatz mit weiteren Netzwerkelementen wie bspw. einem großen Widerstand oder einer großen Induktivität (Bild 39) erzielten keine zufriedenstellenden Ergebnisse im Niederfrequenzbereich. Eine weitere Herangehensweise an die Modellierung des auftretenden Effekts bietet die Modellierung über den Skin-Effekt. Aufgrund der steigenden Frequenz des anregenden Signals wird der effektive Querschnitt des Schaltelements auf den, in der Dicke schrumpfenden, Außenring desselbigen reduziert [Whe42]. Hieraus ergibt sich ein mit der Frequenz steigender Widerstand eines jeden Leiters. Zusätzlich zum HDL-Modell [Kun06], ergibt sich ein weiterer Modellansatz zum Skin-Effekt zu

$$Z_{\text{skin}}(j\omega) = \sqrt{\frac{j\omega L}{G}} \coth(j\omega LG)$$

$$\approx \frac{1}{G} + \frac{1}{\frac{3}{j\omega L} + \frac{5}{G} + \frac{1}{\frac{7}{j\omega L} + \dots}}$$

Die Näherung per Kettenbruchzerlegung (engl. continuous fraction expansion (CFE)) wird durch eine abgebrochene RL-Kette, wie sie in Bild 41 [Eng05] zu sehen ist, umgesetzt. Aufgrund seiner Einfachheit lässt sich der Modellansatz leicht in jede Schaltungssimulation implementieren. Eine ausreichende Genauigkeit lässt sich nur mit sehr vielen Kettengliedern realisieren. Aus diesem Grund wurde eine Verilog-A Implementierung des N-gliedrigen Kettenmodells entwickelt.

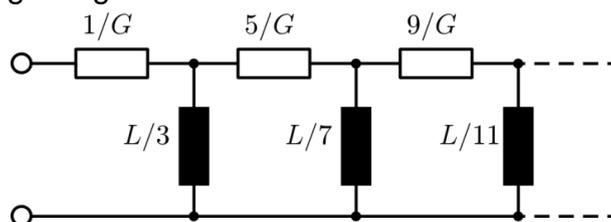


Bild 41: RL-Kette als Umsetzung des CFE-Ansatzes

Modellierung der Varistorimpedanz

Da der Fokus in der Modellierung des Extremums des Frequenzverhaltens im MHz-Bereich, sowie der nicht konstanten Niederfrequenz-Impedanz lag, wurde im Gegensatz zum in [Arn10] vorgestellten Modell auf die serielle Induktivität in Kombination mit der parallelen Kapazität C_p , welche eine Resonanz im GHz-Bereich mit sich bringen, verzichtet. Der Ansatz der statischen Varistorkennlinie $I_{var,ideal}$ oder $I_{var,EKV}$, welche im Arbeitspunkt zum differentiellen Widerstand r_{diff} wird, in Serie mit der Skin-Effekt-Impedanz $Z_{skin}(s)$ in Form des Ersatzschaltbildes Bild 42 wird verwendet.

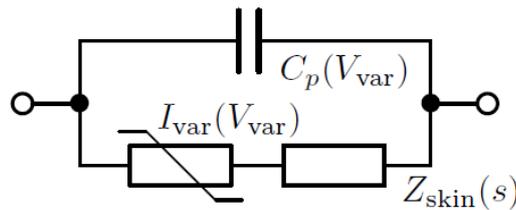


Bild 42: Ersatzschaltung des Varistors

Um die Netzwerkparameter in Abhängigkeit von der angelegten Spannung V_{var} zu bestimmen, wurde eine Näherung der kleinsten Fehlerquadratsumme

$$Z_{var}(j\omega) = \frac{r_{diff} + Z_{skin}(j\omega)}{j\omega C_p (r_{diff} + Z_{skin}(j\omega)) + 1}$$

der gemessenen Frequenzabhängigkeit der Impedanz angewendet. In der Gleichung für $Z_{var}(j\omega)$ steht r_{diff} für den differentiellen Widerstand, der vom Arbeitspunkt in der Varistorkennlinie abhängt. Im Gegensatz zu den Parametern von $Z_{skin}(j\omega)$ und C_p , ist dieser Widerstand kein Optimierungsparameter. Daher musste r_{diff} vorab bestimmt werden. In dieser Anwendung wurde die Arbeitspunktspannung V_{var} numerisch in Abhängigkeit von der anliegenden Vorspannung V_{DC} und der statischen Nichtlinearität $I_{var}(V_{var})$ errechnet. Die hieraus resultierenden, differentiellen Widerstände, welche aus den Ansätzen $I_{var,ideal}$ und $I_{var,EKV}$ gewonnen wurden, werden in Bild 43 mit dem gemessenen niederfrequenten Impedanzverhalten verglichen. Der Schnittpunkt der Niederfrequenz-Impedanz für $V_{DC}=0$ V mit den analytischen Ansätzen aus I_{var} markiert den Übergang vom linearen in das nichtlineare I-V-Verhalten.

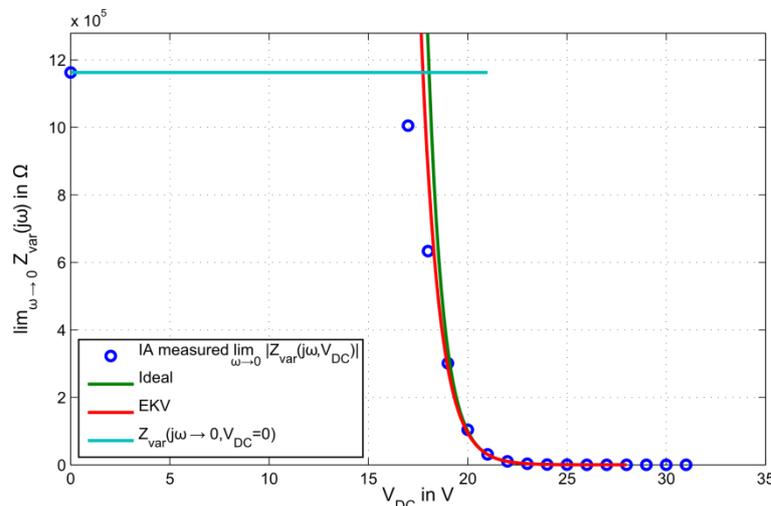


Bild 43: Näherung des statischen, differentiellen Widerstands des Varistors

Alle übrigen Parameter aus $Z_{var}(j\omega)$ wurden über die Näherungsmethode der kleinsten

Fehlerquadratsumme aus der gemessenen Impedanz $|Z_{IA}(j\omega)|$ bestimmt. Die Ergebnisse der Näherung für verschiedene Vorspannungen V_{DC} sind in Bild 44 aufgeführt. Zu erkennen ist, dass das Modell ein ähnliches Frequenzverhalten wie die Messungen aufweist. Dennoch ist eine deckungsgleiche Näherung besonders für steigende Vorspannungen nicht möglich.

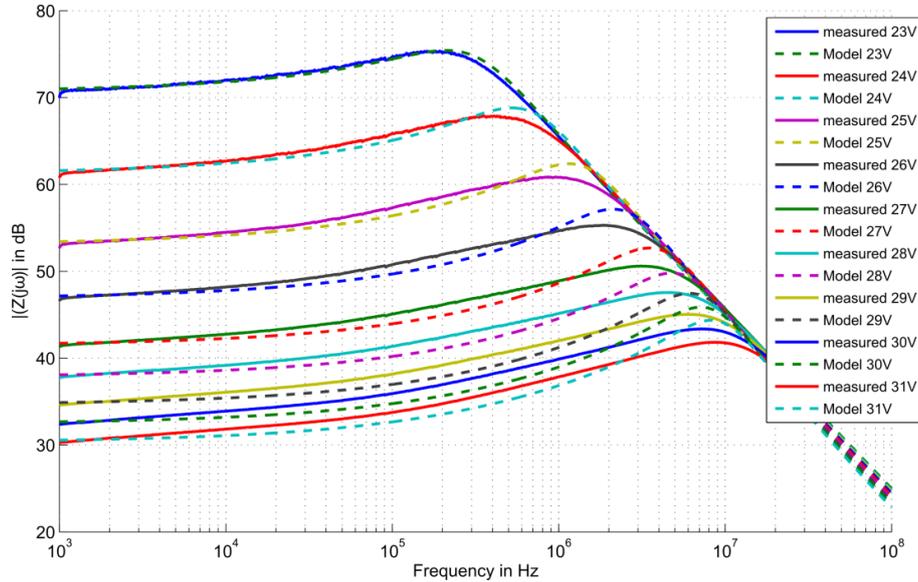


Bild 44: Näherung des gemessenen Frequenzverhaltens der Impedanz

Bild 45 zeigt die gefundenen Werte für C_p über die Arbeitspunktspannung V_{var} des Varistors als blaue Kreise. Zusätzlich wurden für eine HDL-Implementierung drei Bereiche von $C_p(V_{var})$ unterschieden: ein lineares Verhalten unter der Schwellspannung, ein polynomialer Zusammenhang im Schwellspannungsbereich und ein Bereich konstanter Kapazität für höhere Spannungen. Erneut wurden die linearen und polynomialen Zusammenhänge mittels der Methode der kleinsten Fehlerquadratsumme ermittelt. Hierbei wurde der polynomialen Ansatz im Schwellspannungsbereich durch die mittels Übergangsbedingungen eingeschränkte Approximation gefunden. Der linke Randwert musste somit denselben Wert, sowie dieselbe Steigung (bzw. dieselbe erste Ableitung), wie der Randpunkt des linearen Verhaltens aufweisen. Da die Kapazität für hohe Spannungen als konstant angenommen wird, muss die Ableitung beim rechten Randwert gleich Null sein. Somit wird die konstante Kapazität für hohe Spannungen C_p als der rechte Randwert der ermittelten polynomialen Abhängigkeit festgelegt.

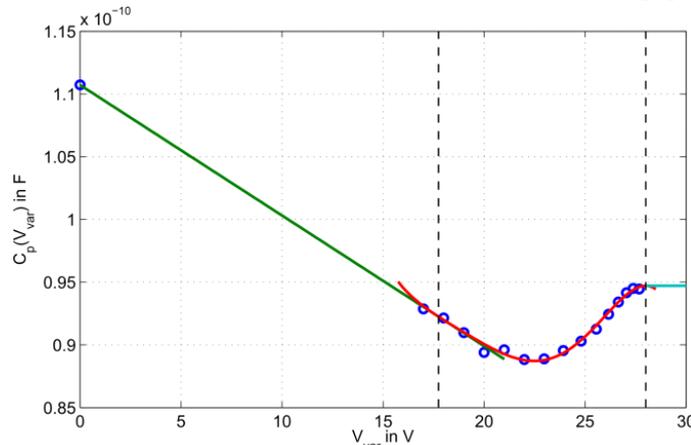


Bild 45: Parallele Kapazität C_p über Varistorspannung V_{var}

Da das Extremum im Frequenzverhalten nur für Vorspannungen $V_{DC} > 20$ V auftritt, muss der zusätzliche Skin-Effekt-Widerstand nur in diesem Bereich miteinbezogen werden. Die Ergebnisse der Approximation der Parameter L_{skin} und G_{skin} sind in Bild 46 aufgeführt. Es fällt auf, dass die semilogarithmisch geplotteten Werte von einer linearen Näherung approximiert werden können. Dies bedeutet eine Abhängigkeit von $G_{skin} \sim \text{Exp}(V_{var})$ und $L_{skin} \sim \text{Exp}(-V_{var})$.

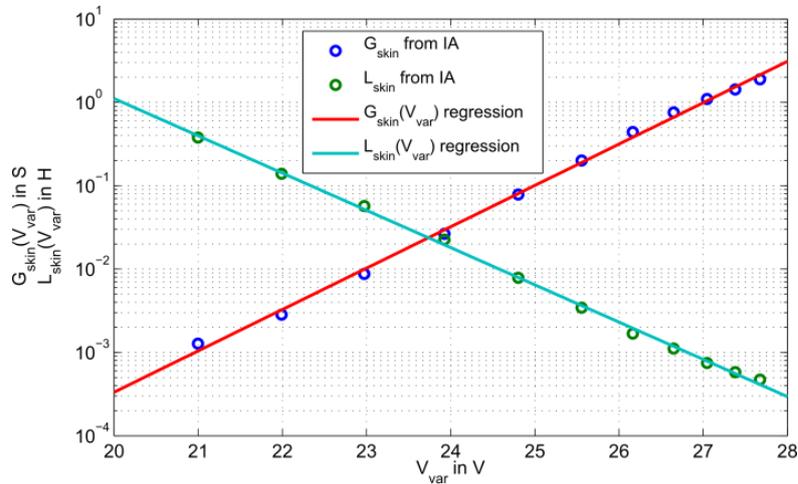


Bild 46: Ergebnisse der Skin-Effekt-Parameter L_{skin} und G_{skin}

Die in diesem Abschnitt vorgestellten Ergebnisse wurden in [Wid14a,b] veröffentlicht und im Rahmen einer studentischen Arbeit über das Projektende hinaus fortgesetzt. Eine Untersuchung der darin entwickelten Modelle mit den nichtlinearen S-Parametern aus Abschnitt 0 ist geplant.

2.1.4 Analyse von Leitungsmodellen für die EMI-Modellierung

Im Rahmen des Arbeitspakets 4 erfolgten Arbeiten hinsichtlich der Untersuchung und der Implementierung von Leitungsmodellen. Diese Arbeiten konzentrierten sich auf die Analyse von Leitungsmodellen, mit denen Feldeinkopplungseffekte berücksichtigt werden können. Das Ziel ist es hierbei, die Simulation von Übertragungstrecken, d.h. Leitungen, im Zusammenhang mit Schaltungssimulatoren zu verwenden. Die betrachteten Übertragungsleitungen (z.B. Koaxialkabel, Striplines) werden dabei als Verbindungselemente von Schaltungsteilen nach Bild 47 betrachtet.

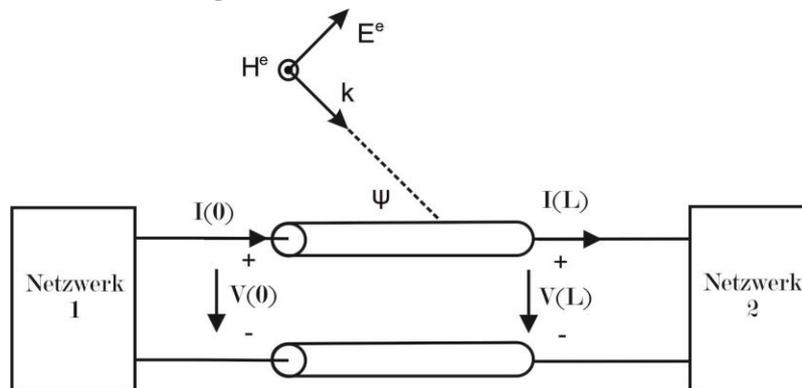


Bild 47: Übertragungsleitung als Verbindung zweier Netzwerke

Hinsichtlich der Implementierung eines Leitungsmodells wurden verschiedene Leitungsmodelle untersucht, bei denen Einkopplungsterme berücksichtigt werden können. Klassische Simulationsmethoden für Leitungen ohne Feldeinfluss, die in Schaltungssimulatoren Verwendung finden, basieren auf den Leitungsgleichungen. Bei diesen homogenen partiellen Differentialgleichungen werden homogene Abschnitte kleiner Länge betrachtet und durch die Einführung sogenannter Widerstands-, Kapazitäts- und Induktivitätsbeläge durch Ersatzschaltungen aus konzentrierten Elementen approximiert. Die Belagsgrößen sind dabei auf die Länge eines Leitungsabschnittes gemessen in Metern bezogen [Clay07]. Je nach der Art, wie die Feldeinkopplung in die Leitungen berücksichtigt wird, werden in der Literatur [Agr80, Rac93, Tay65] drei Einkopplungsmodelle für Leitungen unterschiedenen (siehe Bild 48):

- Taylor-Modell: Bei diesem Modell wird die Leitung durch den einfallenden elektrischen und magnetischen Fluss erregt. Diese Mechanismen werden mit Hilfe von verteilten Strom- und Spannungsquellen nachgebildet (Bild 48a)
- Agrawal-Modell: Die Feldeinkopplung wird als elektromagnetischer Streuprozess betrachtet, in dem die tangentielle Komponente des einfallenden Feldes entlang der Leitung als verteilte Spannungsquellen nachgebildet werden (Bild 48b)
- Rachidi-Modell: Es wird nur die magnetische Komponente eines einfallenden Feldes berücksichtigt. Daher erfolgt die Nachbildung mit Hilfe von verteilten Stromquellen (Bild 48c)

Um die drei Modelle in einem Schaltungssimulator verwenden zu können, müssen die Verläufe der verteilten Quellen aus den gegebenen Feldkomponenten bestimmt werden. Hierfür muss das Integral einer Feldkomponente über die gesamte Länge x der Leitung berechnet werden. Eine Übersicht der Einkopplungsmodelle ist in Tabelle 1 angegeben. Eine Gemeinsamkeit aller drei Modelle ist die Tatsache, dass sie in einer

inhomogenen Form der Leitungsgleichungen resultieren. Durch die Berücksichtigung der Feldeffekte durch die Terme der verteilten Quellen, werden die Leitungsgleichungen durch einen weiteren Term ergänzt.

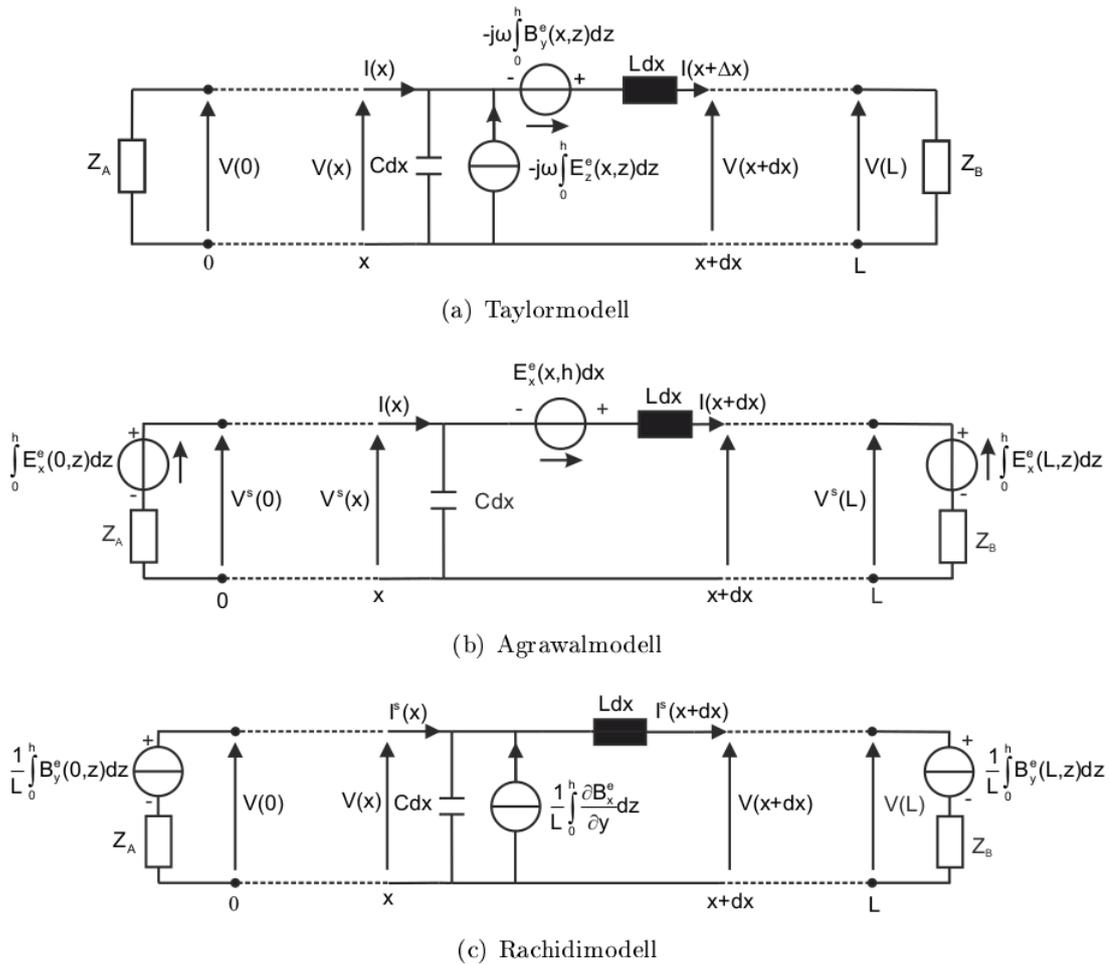


Bild 48: Einkopplungsmodelle nach Taylor [Tay65], Agrawal [Agr80] und Rachidi [Rac93]

Modell	Spannung V	Strom I	Spannungsquelle V_s	Stromquelle I_s
Agrawal	Streu- spannung	Gesamt- strom	$E_z^e(h, z) - E_z^e(0, z)$	0
Taylor	Gesamt- spannung	Gesamt- strom	$j\omega \int_0^h B_y^e dx$	$-j\omega C \int_0^h E_x^e dx$
Rachidi	Gesamt- spannung	Streu- strom	0	$-\frac{1}{L} \int_0^h \frac{\partial B_z^e}{\partial y} dx$

Tabelle 1: Übersicht der Einkopplungsmodelle (nach [Haa05])

Schnelle Simulation nichtlinear abgeschlossener Leitungssysteme

Basierend auf der Arbeit [Tal96] wurde ein kompaktes Leitungsmodell entwickelt und im Rahmen des EM4EM Workshops während der EMC Europe 2014 in Göteborg präsentiert [Plö14]. Dabei wurde das Modell durch eine Diskretisierung der Leitungsgleichungen gewonnen

$$L \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} + Ri(z, t) = - \frac{\partial v(z, t)}{\partial z}$$

$$C \frac{\partial v(z, t)}{\partial t} + Gv(z, t) = - \frac{\partial i(z, t)}{\partial z},$$

welche mit $N - 1$ Segmenten durchgeführt wurde, wodurch sich N diskrete Punkte entlang der Übertragungsleitung ergeben. Die Diskretisierung wird als äquidistant angenommen, was im Rahmen des Leitungsmodells geändert werden kann. Zur Simulation eines m -Leitersystems werden die Vektoren so definiert

$$\mathbf{v} = [v^{(1)}, \dots, v^{(N)}]^T$$

und

$$\mathbf{i} = [i^{(1)}, \dots, i^{(N)}]^T,$$

dass sie die Spannungen und Ströme entlang jedes Leiters enthalten. Durch die Anwendung einer Vektornäherung mit einem Satz an Funktionen $w(z)$, kann die räumliche Abhängigkeit der Spannungen und Ströme entkoppelt werden, sodass nur die Zeitabhängigkeit verbleibt

$$\sum_{k=1}^N w'_k \mathbf{v}_k + \mathbf{L} \sum_{k=1}^N w_k \dot{\mathbf{i}}_k + \mathbf{R} \sum_{k=1}^N w_k \mathbf{i}_k = 0,$$

$$\sum_{k=1}^N w'_k \mathbf{i}_k + \mathbf{C} \sum_{k=1}^N w_k \dot{\mathbf{v}}_k + \mathbf{G} \sum_{k=1}^N w_k \mathbf{v}_k = 0.$$

Die Matrizen \mathbf{R} , \mathbf{L} , \mathbf{C} und \mathbf{G} enthalten die induktiven, kapazitiven und resistiven Leitungsbeläge eines jeden Leitungsabschnitts. Sie bilden die geometrischen sowie die Materialeigenschaften der Leiter bezüglich des Referenzleiters sowie gegeneinander ab. Anschließend wird ein Satz Testfunktionen $x_j(z), j = 1, \dots, N$ definiert und eine schwache Formulierung des Problems abgeleitet. Über geeignete Skalarprodukte und eine Umsortierung kann ein System aus gekoppelten gewöhnlichen Differentialgleichungen

$$\mathbf{L} \sum_{k=1}^N A_{jk} \dot{\mathbf{i}}_k = - \sum_{k=1}^N B_{jk} \mathbf{v}_k - \mathbf{R} \sum_{k=1}^N A_{jk} \mathbf{i}_k$$

$$\mathbf{C} \sum_{k=1}^N A_{jk} \dot{\mathbf{v}}_k = - \mathbf{G} \sum_{k=1}^N A_{jk} \mathbf{v}_k - \sum_{k=1}^N B_{jk} \mathbf{i}_k$$

gewonnen werden. Die Funktionen $w(z)$ und $x(z)$ werden als gleich gewählt, sodass sich ein Galerkin-Ansatz [Red93] der Beschreibungsgleichungen ergibt. Wie in Bild 49, wird $w_k(z)$ als Hutfunktion gewählt, da deren Integration sowie Differenzierung sehr leicht angewendet werden kann, was zu einer sehr kurzen Berechnungszeit der Systemmatrizen führt. Die Verbindung zu den Leitungsanschlüssen kann danach durch den Strom-Spannungs-Zusammenhang am Leitungseingang und -ausgang

$\mathbf{i}_{\text{in}} = \mathbf{i}_1(t) = f[\mathbf{v}_1(t)] = f[\mathbf{v}_{\text{in}}(t)]$
 $\mathbf{i}_{\text{out}} = \mathbf{i}_N(t) = f[\mathbf{v}_N(t)] = f[\mathbf{v}_{\text{out}}(t)]$
 definiert werden.

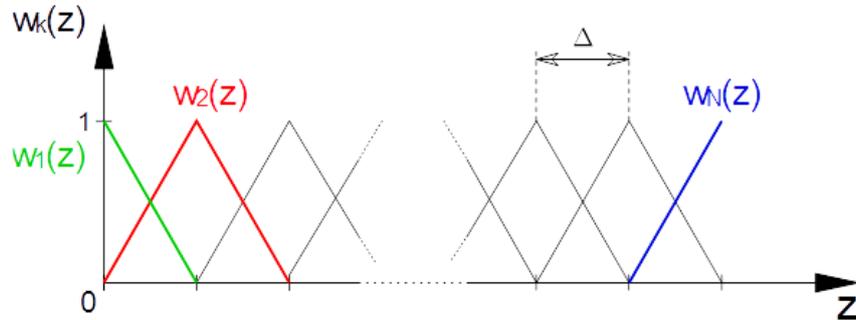


Bild 49: Galerkin Diskretisierung

Dieser Zusammenhang kann auch in umgekehrter Beziehung definiert werden, d.h. Eingangs-/Ausgangsspannung als Funktion von Eingangs-/Ausgangsstrom. Durch Verschiebung der Eingangs- und Ausgangsterme aus den Summen Differentialgleichungssystem, kann eine Schnittstelle $[\mathbf{f}, \mathbf{g}]^T$ zwischen den Leitern und der Außenseite definiert werden, zu

$$\begin{bmatrix} \mathbf{0} & \tilde{\mathbf{L}}\mathbf{A} \\ \mathbf{C}\mathbf{A} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\mathbf{v}} \\ \dot{\mathbf{i}} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \mathbf{B} & \tilde{\mathbf{R}}\mathbf{A} \\ \mathbf{G}\mathbf{A} & \tilde{\mathbf{B}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v} \\ \mathbf{i} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{f}(\dot{\mathbf{v}}_{\text{in}}, \dot{\mathbf{v}}_{\text{out}}, \mathbf{v}_{\text{in}}, \mathbf{v}_{\text{out}}) \\ \mathbf{g}(\mathbf{v}_{\text{in}}, \mathbf{v}_{\text{out}}) \end{bmatrix}$$

führt. Da die Klemmenströme als spannungsabhängige Funktionen definiert und verschoben wurden, müssen sie aus dem Gleichungssystem entfernt werden. Hieraus resultierend, müssen die erste sowie die letzte Spalte der Teilmatrizen von \mathbf{A} und \mathbf{B} für jeden Leiter eliminiert werden, was zu den Matrizen $\tilde{\mathbf{A}}$ und $\tilde{\mathbf{B}}$ führt. Da die Eingangs- und Ausgangsströme des Gleichungssystems eliminiert wurden, müssen die zugehörigen Zeilen auch entfernt werden. Somit müssen vier Zeilen entfernt werden, da die zwei Leitungsgleichungen die Maschen- und Knotengleichungen für jeden diskreten Punkt definieren. Die hieraus folgenden Matrizen sind von der Dimension $R^{2m(N-2) \times 2m(N-1)}$. Durch Hinzufügen der Linearkombination der Eingangs- und Ausgangsgleichungen für jeden Leiter, wird das Gleichungssystem wieder auf eine quadratische Form gebracht. Die Linearkombination am Eingang eines jeden Leiters c führt zu

$$\begin{aligned} CA_{11}\dot{v}_1^{(c)} + CA_{12}\dot{v}_2^{(c)} + LA_{12}\dot{i}_2^{(c)} + (GA_{11} + B_{11})v_1^{(c)} \\ + (GA_{12} + B_{12})v_2^{(c)} + (RA_{12} + B_{12})i_2^{(c)} \\ = -LA_{11}\dot{i}_1^{(c)} - (RA_{11} + B_{11})i_1^{(c)} \end{aligned}$$

und am Ausgang ergibt sich

$$\begin{aligned} CA_{NN-1}\dot{v}_{N-1}^{(c)} + CA_{NN}\dot{v}_N^{(c)} + LA_{NN-1}\dot{i}_{N-1}^{(c)} \\ + (GA_{NN-1} + B_{NN-1})v_{N-1}^{(c)} \\ + (GA_{NN} + B_{NN})v_N^{(c)} \\ + (RA_{NN-1} + B_{NN-1})i_{N-1}^{(c)} \\ = -LA_{NN}\dot{i}_N^{(c)} - (RA_{NN} + B_{NN})i_N^{(c)}. \end{aligned}$$

Die Form des Vektors \mathbf{f} in obiger Gleichung zeigt eine Anforderung an die Implemen-

tierung der Schnittstelle. Zur Simulation des Systems müssen die Ableitungen der Ströme an den Eingangs- und Ausgangsklemmen berechnet werden. Da die Genauigkeit der Ableitungen einen sehr großen Einfluss auf die Stabilität der numerischen Integration hat, muss dieses Problem behandelt werden. Bei kleinen Testbeispielen lässt sich die Ableitung oft auch analytisch bestimmen. Für komplexe Systeme muss jedoch eine numerische Lösung verwendet werden.

Simulation homogener Leitungen

Im Folgenden werden einige Simulationsergebnisse für verschiedene lineare und nichtlineare Lasten gezeigt. Ein einzelner Leiter über einer leitenden Massefläche wurde als Leitung genutzt. Für alle Tests wurde eine sinusförmige Spannungsquelle mit der Amplitude 1 V und der Frequenz 10 MHz verwendet. Die Spannungsquelle wurde an den Wellenwiderstand Z_0 der Leitung angepasst. Bild 50 zeigt die Ergebnisse für eine ohmsche Last, die ebenfalls an den Wellenwiderstand Z_0 des Leitungssystems angepasst wurde. Wie erwartet, treten keine Reflexionen auf und nur eine Verzögerung zwischen Eingang und Ausgang ist beobachtbar. Bild 51 zeigt den zeitlichen Verlauf für eine Diodenlast. Am Ausgang ist der typische Zeitverlauf von Diodenspannung und -strom erkennbar. Zusätzlich können im Zeitverlauf des Eingangs Reflexionen beobachtet werden. Für die Simulation einer Strombegrenzungslast wurde ein mathematisches Modell, welches die Arcustangensfunktion nutzt, verwendet. Die Ergebnisse sind zu sehen in Bild 52.

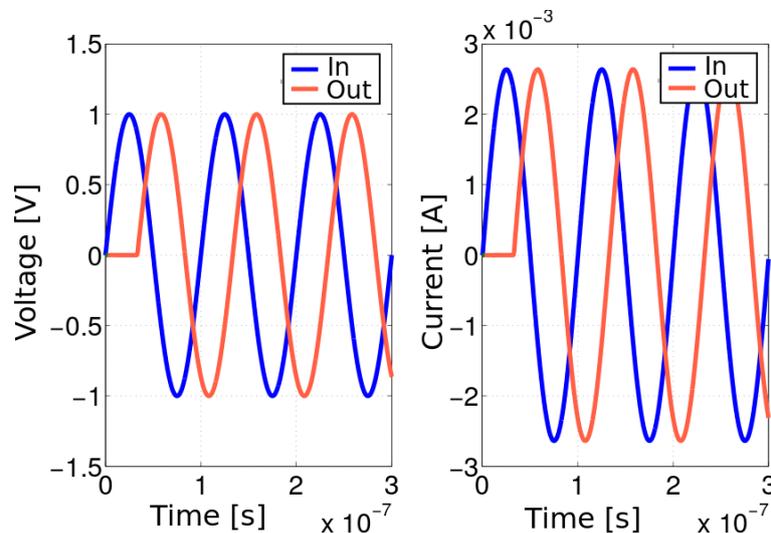


Bild 50: Zeitbereichssimulation des Eingangs- und Ausgangssignals mit resistiver Last

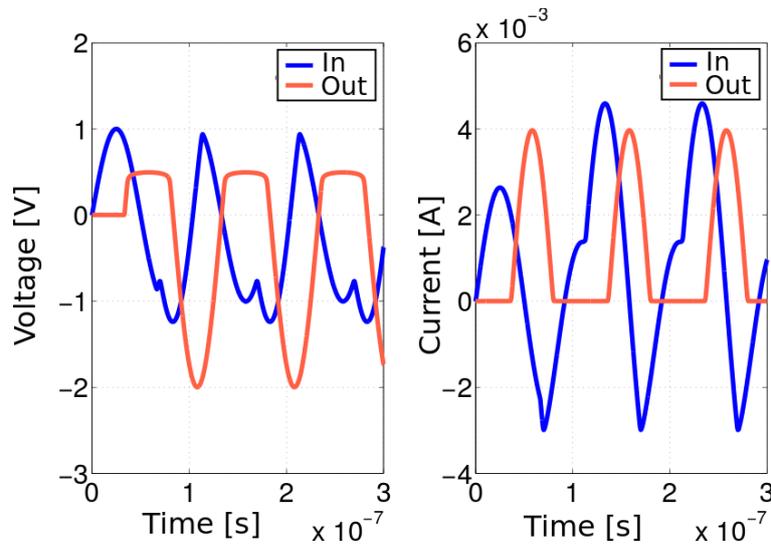


Bild 51: Zeitbereichssimulation des Eingangs- und Ausgangssignals mit Lastdiode

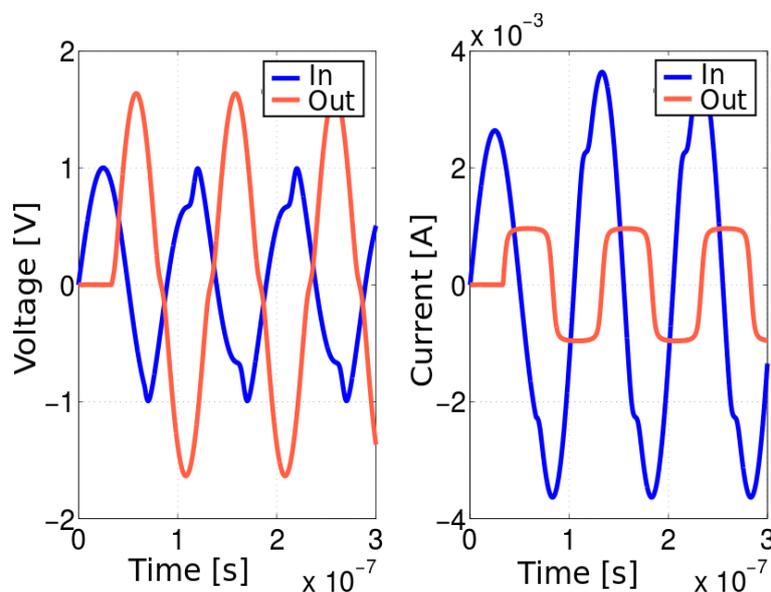


Bild 52: Zeitbereichssimulation des Eingangs- und Ausgangssignals mit strombegrenzender Last

Simulation inhomogener Leitungen

Zur Simulation von inhomogenen Leitungssystemen ändern sich die Werte der Leitungsbeläge entlang der Ausbreitungsrichtung. Diese Änderung wird entweder von materiellen oder geometrischen Variationen verursacht. Im Vergleich zur homogenen Leitung werden in dem Differentialgleichungssystem in diesem Fall ortsabhängige Funktionen für die Beläge verwendet

$$P(z) = \sum_{l=1}^N w_l(z) P_l, \quad P \in \{R, L, C, G\}.$$

Zwischen den N Diskretisierungspunkten wird ein Vektoransatz mit den Hutfunktionen $w_l(z)$ verwendet. Im Folgenden liegt der Fokus in der geometrischen Variation der

Leiteranordnung. Wir betrachten einen Leiter über einer leitenden Massefläche. Im ersten Beispiel wird der Abstand zwischen dem Leiter und der Massefläche linear vergrößert. Im zweiten Beispiel beschreibt der Leiter über der Massefläche die Form einer sinusförmigen Halbwelle. Zur Simulation wird der Leiter treppenförmig genähert, wobei nur die zum Leiter parallelen Anteile betrachtet werden. Als Erstes wird die Eingangsimpedanz betrachtet. Zur Berechnung nutzen wir eine Näherungsfunktion der Form $Z_0(z_k) = \sqrt{\frac{L(z_k)}{C(z_k)}}$. In Bild 53a ist die resultierende charakteristische Impedanz mit der Form einer $\ln(z)$ -Funktion für unterschiedlich große Steigungen der linearen Inhomogenität über der Achse aufgetragen. Im zweiten Fall der sinusförmigen Inhomogenität ergibt sich in Bild 53b ebenfalls ein sinusförmiger Verlauf der charakteristischen Impedanz über der Achsenkoordinate z .

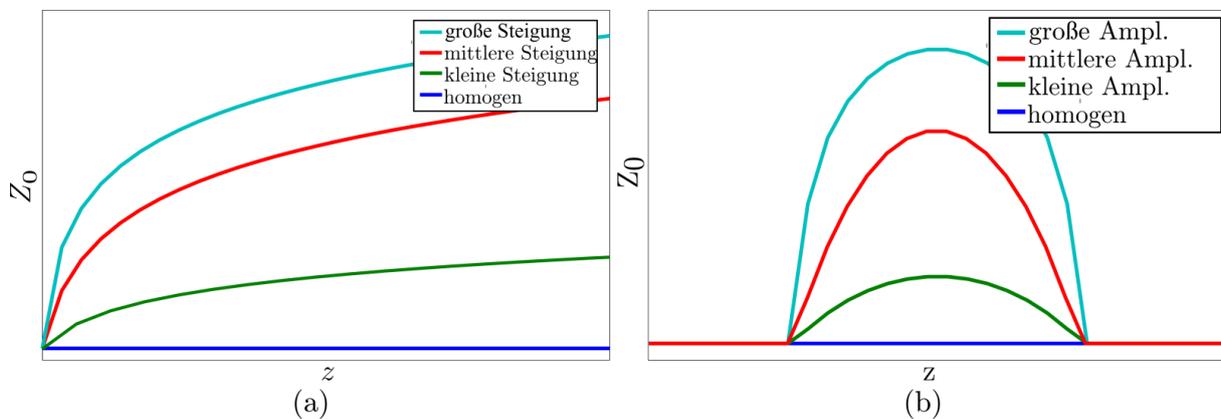


Bild 53: Charakteristische Impedanz $Z_0(z)$ in Abhängigkeit der Inhomogenität, (a) linear unterschiedlicher Steigung, (b) sinusförmig unterschiedlicher Amplitude

Nachdem die inhomogene Wellenimpedanz des Leitungssystems behandelt wurde, wurde das qualitative Zeitverhalten untersucht. Die Simulationen mit dem Kompaktmodell (KM) zeigten eine gute Übereinstimmung mit den Ergebnissen eines *Full-Wave Field-Solver* (FWFS) bei beiden Beispielen, solange nur kleine Inhomogenitäten auftreten. In Bild 54 sind die Eingangs- und Ausgangsspannung des ersten Beispiels mit linear ansteigendem Abstand zwischen Leiter und Massefläche (Steigungswinkel von $\alpha = 5^\circ$) dargestellt

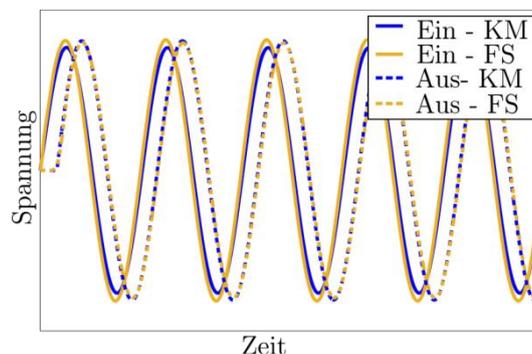


Bild 54: Spannungsverlauf am Leitungs Ein- und Ausgang der linearen Inhomogenität (Steigungswinkel $\alpha = 5^\circ$)

Für das zweite Beispiel wurde eine Amplitude von 20 % des Abstands zwischen Leiter

und Massefläche verwendet. Die Übereinstimmung des quantitativen Verhaltens ist immer noch ausreichend, jedoch ist der Fehler schon größer, als im ersten Beispiel. Bei wachsenden Inhomogenitäten sind die Hauptvoraussetzungen der Leitungsgleichungen, parallele Leiter und transversalelektromagnetische Wellen, immer weniger erfüllt, wodurch der Fehler bei Benutzung der Leitungsgleichungen stark ansteigt.

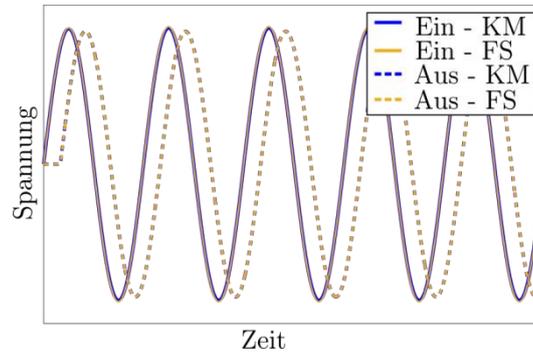


Bild 55: Spannungsverlauf am Leitungs Ein- und Ausgang der linearen Inhomogenität (Amplitude 20 % des Abstandes zur Massefläche)

EM-Feldberechnung in Leitungssystemen

Basierend auf Feldberechnungen aus einer Stromverteilung in einem koaxialen Leitungssystem, wie es in [Sch34] behandelt wurde, wurden einige Leitungssysteme untersucht. Sind die Spannungen zwischen den Leitern zeitinvariant, so lässt sich in Abhängigkeit der Randwerte das entsprechende E-Feld aus dem Gradienten der Lösung der Laplace-Gleichung ermitteln. Gleichermäßen lässt sich bei konstanten zeitlinvarianten Leiterströmen entlang der Kabel und bei bekannter Stromdichteverteilung im Querschnitt des Leiters, die Theorie stationärer Magnetfelder anwenden, womit sich das B-Feld aus der Auswertung des Biot-Savart-Gesetzes (BS) ergibt. Bei Wellenausbreitungseffekten in Leitungssystemen, können die Formeln der statischen und stationären Feldtheorie nicht mehr verwendet werden. Wenn sich TEM-Wellen in einem unendlich langen, verlustfreien Leitungssystem ausbreiten, ergibt das E-Feld jeder Querschnittsebene zu jedem Zeitpunkt ein E-Feld für zeit-invariante, konstante Spannungen zwischen den Leitern des Leitungssystems welche auch mit der statischen Feldtheorie errechnet werden können. Eine gleichwertige Aussage für das B-Feld eines solchen Leitungssystems bietet [Küp13]. Genauer betrachten wir den Spezialfall eines verlustfreien, unendlich langen, Zweileitersystems und nehmen zusätzlich zur z-Achse eines kartesischen Koordinatensystems parallele Leiter an.

Mit geeigneten Netzwerkmodellen lässt sich das Klemmenverhalten des Leitungssystems simulieren, wodurch sich deren Verbindung mit Netzwerken analysieren lässt. Mit diesem Verfahren werden die Wellenformen der Spannungen und Ströme an den Klemmen der Leitungen gewonnen. Wie in [Plö14] gezeigt wurde, lassen sich daraus die Felder \mathbf{E} und \mathbf{H} aus der Lösung von Strom und Spannung entlang des Leitersystems berechnen. In Bild 56 sind die Zeitverläufe des Magnetfelds eines Vergleichsexperiments, in dem ein einzelner Leiter über einer leitenden Massefläche angebracht wurde, dargestellt. Zum Vergleich wurden die Zeitverläufe einmal mittels Biot-Savart-Gesetz und anschließend mit einem Feldsimulator (CST STUDIO SUITE 2013 Cable Studio (CS)TM) errechnet. Eine Klemme des Leitungssystems wurde durch eine Spannungsquelle angeregt, die andere Klemme wurde durch einen Widerstand abgeschlossen. Beide Abschlüsse sind rein ohmsch und an den Wellenwiderstand des

Leitungssystem angepasst. Das verwendete Signal der Spannungsquelle ist sinusförmig mit der Amplitude $\hat{u} = 1000 \text{ V}$ und der Frequenz $f = 10 \text{ MHz}$.

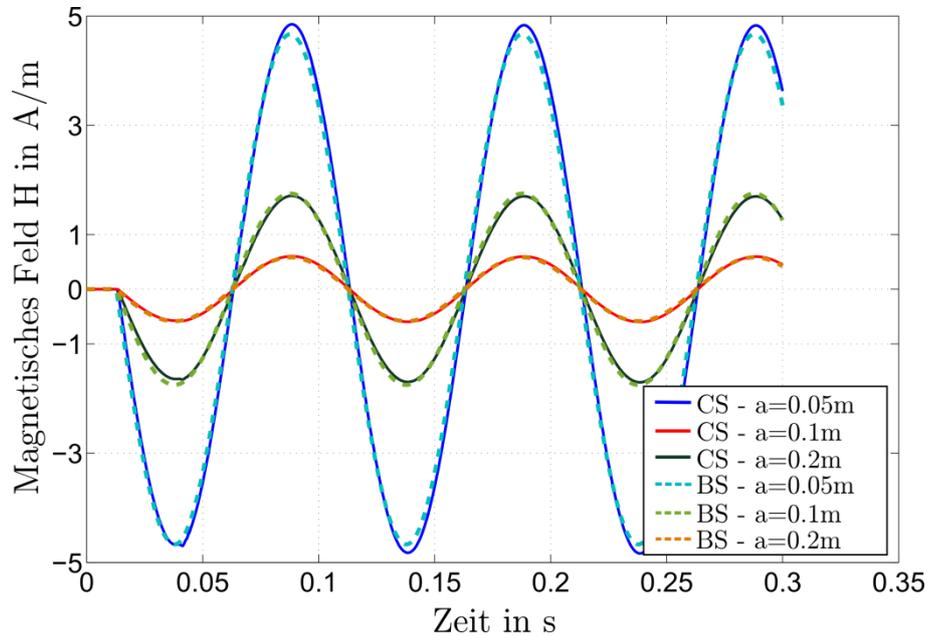


Bild 56: Vergleich zwischen den transienten Verläufen des Magnetfelds von Cable Studio (CS) und dem Biot-Savart Gesetz (BS)

2.1.5 Demonstratoraufbau

Im abgelaufenen Berichtszeitraum entwickelte die LUH einen Demonstratoraufbau, mit dem für unterschiedliche Inverter-Motorkombinationen (Stör-) Spektren der Leitungsströme und der daraus resultierenden magnetischen Felder gemessen werden können. Zunächst wurde mit der an der LUH entwickelten Klasse-D Endstufe ein PWM Signal zur Motorsteuerung verwendet (vgl. Abschnitt 0), da dieses über einen großen Frequenzbereich eine Spektrale Reinheit aufweist. Mit Hilfe dieses PWM-Signals konnte der Messaufbau genau charakterisiert werden. Auf Basis der gewonnenen Kenntnisse wurde der gleiche Aufbau mit einer kommerziellen Inverter-Motorkombination untersucht (vgl. Abschnitt 0).

Klasse-D Verstärker zur PWM-Ansteuerung des Motors

In der Zuarbeit der LUH zum Meilenstein D6.2 wurde ein Demonstrator zur Messung von elektromagnetischer Strahlung (engl. electromagnetic radiation (EMR)) vorgestellt, welche durch die Kabel des Elektromotors des Elektrofahrzeugs (engl. electric vehicle (EV)) verursacht wird, erstellt. Drei-Phasen-Umrichter-Signale (Three phase Inverter signals) mit einer Taktfrequenz von 10 kHz wurden mittels eines DSP-Boards erzeugt und anschließend verstärkt. Der Umrichter ist über drei ungeschirmte 2,5mm²-Kabel, welche sich über einer Kupfer-Massefläche befinden, mit einem Elektromotor verbunden.



Bild 57: DSP-Board, Endstufe und Spannungsversorgung

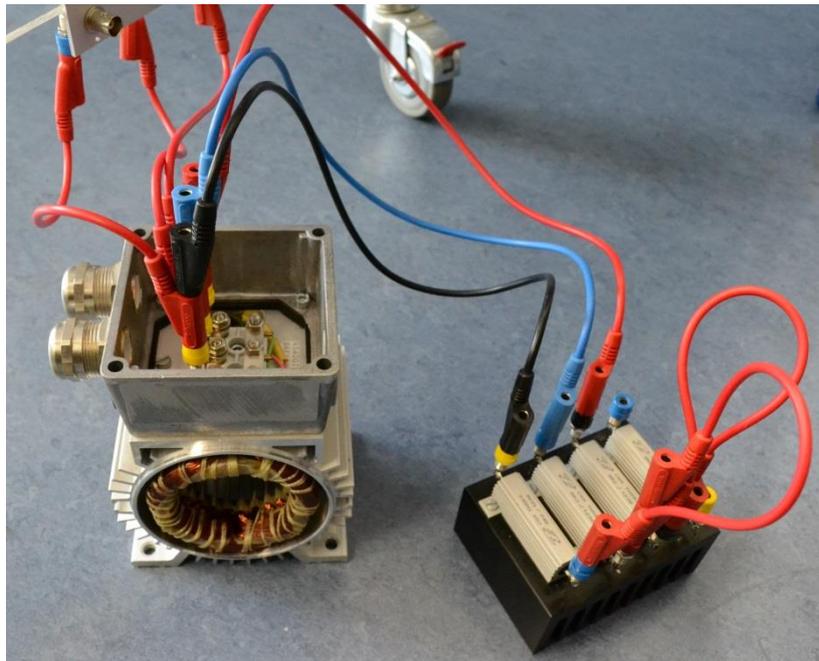


Bild 58: Motorlast mit parallelen Widerständen

Zur Erhöhung des Stromes durch die Kabel der drei Phasenleitungen und der damit einhergehenden Verstärkung des magnetischen Feldes, wurden Widerstände einer jeden Phase des Motors parallelgeschaltet (Bild 60: Feldsensoren).

Das von den Kabeln zwischen Umrichter und Motor erzeugte magnetische Feld wurde im Frequenzbereich von 2 kHz bis 10 MHz gemessen. Im Bereich von 2 kHz bis 100 kHz wurde mit dem *narda Safety Test Solutions EHP-50D* gemessen. Für den Bereich von 100 kHz bis 10 MHz wurde das *Aaronia PBS2* field probe set verwendet (Bild 59 und Bild 60).

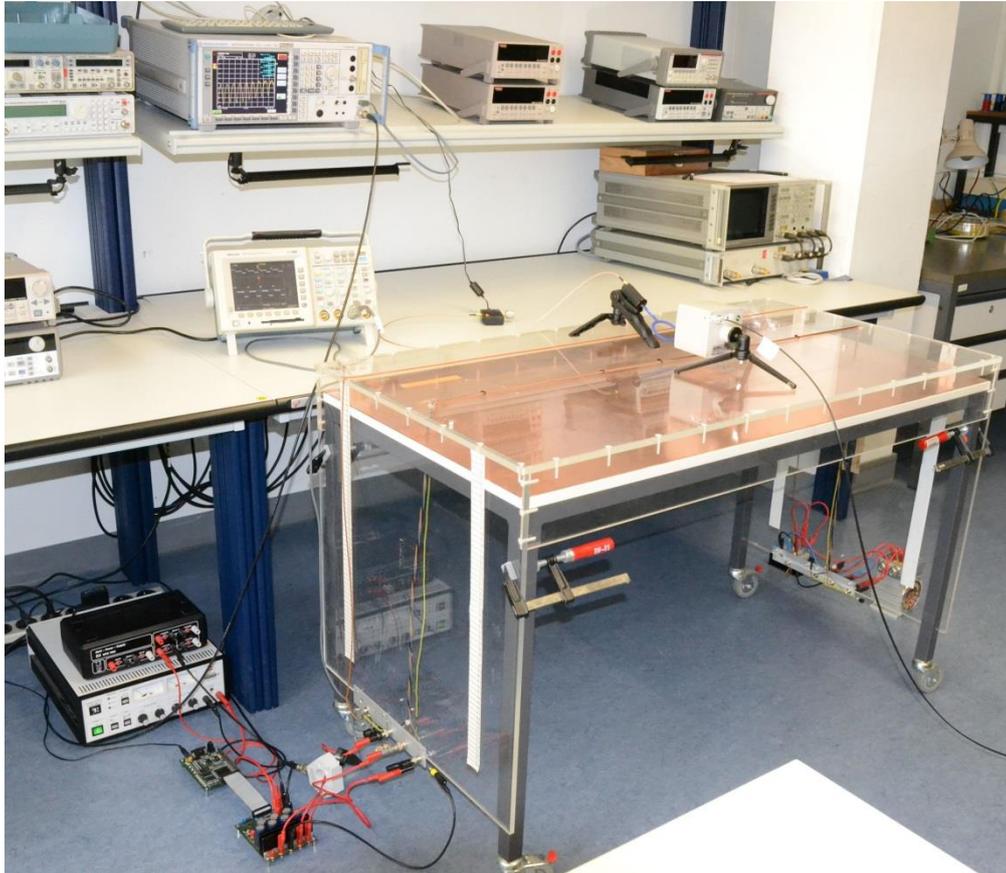


Bild 59: Messaufbau aus Inverter-Drehstrommotorssystem mit ungeschirmten Leitungen

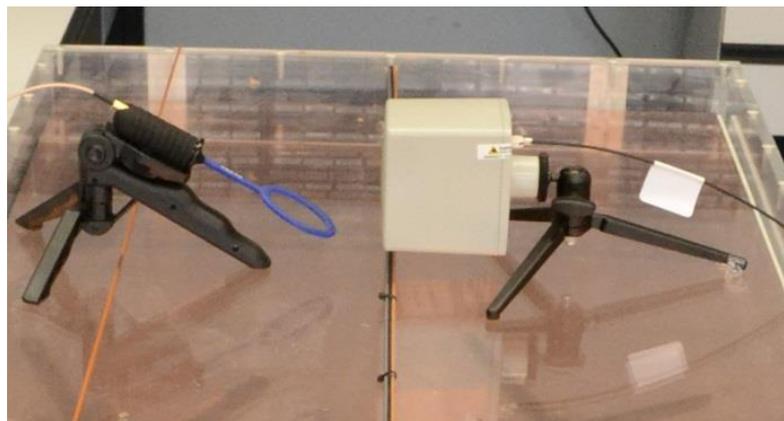


Bild 60: Feldsensoren, grau: *narda Safety Test Solutions EHP-50D*, blau: *Aaronia PBS2 field probe*

Vor der Messung des Verbindungsstücks von Umrichter und Motor wurden Plausibilitätskontrollen mittels linearen Testaufbauten durchgeführt: Ein Signal aus einem einfachen Signalgenerator wurde durch einen Hochfrequenz-Verstärker verstärkt und das Spektrum des Stroms (der das Magnetfeld verursacht) wurde mit dem Spektrum des gemessenen Feldes verglichen. Zuerst wurde mit einem einzelnen monofrequenten Sinussignal und einem Widerstand gemessen. Dies wurde später erneut mit einem

Rechtecksignal durchgeführt. In beiden Fällen betrug der Wert des Widerstandes 33Ω . Das Spektrum des Stroms und das des Feldes wurde durch das Rohde & Schwarz FSU3 Spectrum Analyzer gemessen, die darauffolgende Analyse in der Nachverarbeitung mit MATLAB.

Die Ergebnisse beider Messungen am linearen Testaufbau zeigen eine gute Übereinstimmung der Spektraleigenschaften von Strom und Magnetfeld. Zum Vergleich wurden die Amplituden in Bild 61 und Bild 62 auf ihren jeweiligen Höchstwert normiert. Bei sinusförmigen Anregungen tritt nur die Grundschiwingung auf, während bei Rechteckschwingungen weitere Harmonische beobachtet werden können.

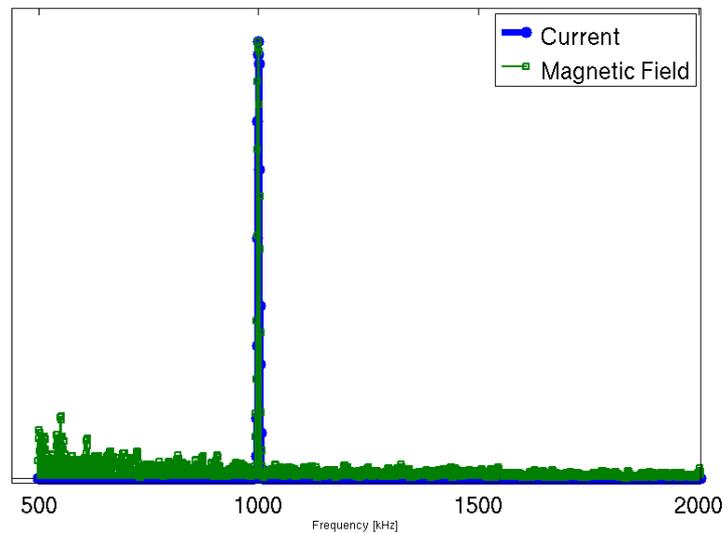


Bild 61: Spektrum des Stroms und des Magnetfelds bei einer sinusförmigen Anregung

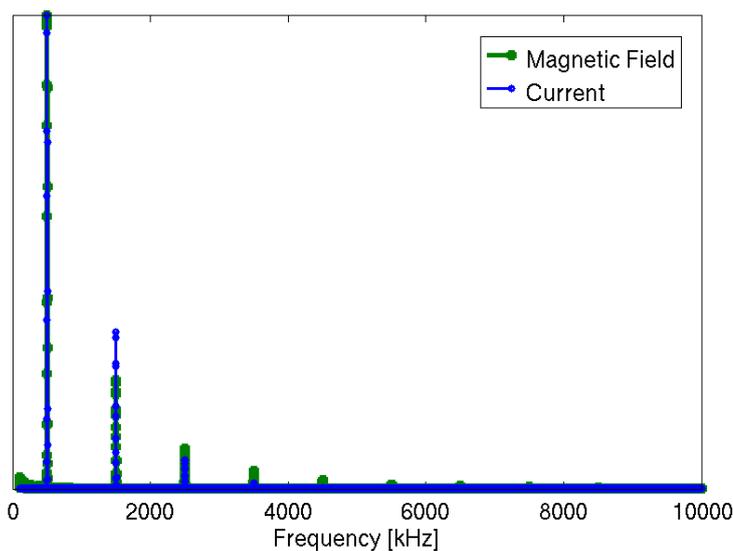


Bild 62: Spektrum des Stroms und des Magnetfelds bei einer rechteckförmigen Anregung

Bild 63 und Bild 64 zeigen die Spektren bei Umrichteranregung auf die Motorlast. Der

höchste Wert des Spektrums tritt bei der Taktfrequenz des Umrichters auf. Es treten bei Rechteckanregungen, wie zu erwarten ist, Harmonische auf. Besonders das Signal in Bild 64 scheint stark durch Rauschen belastet zu sein. Tatsächlich ist dies jedoch ein Effekt, der durch die Ausweitung der Pulse entsteht. Der Rauschgrund liegt noch etwa 60 dB unter dem Signal.

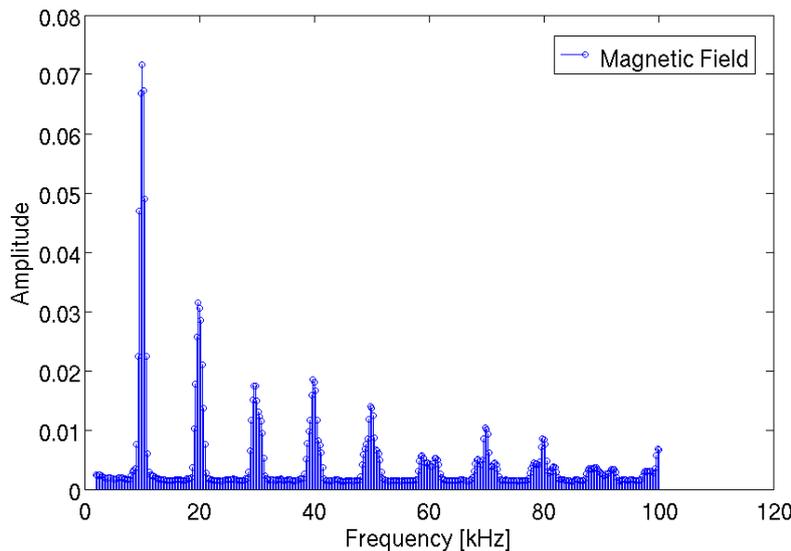


Bild 63: Spektrum der Motorlast bei Anregung mit einem Umrichtersignal von 2 kHz bis 100 kHz

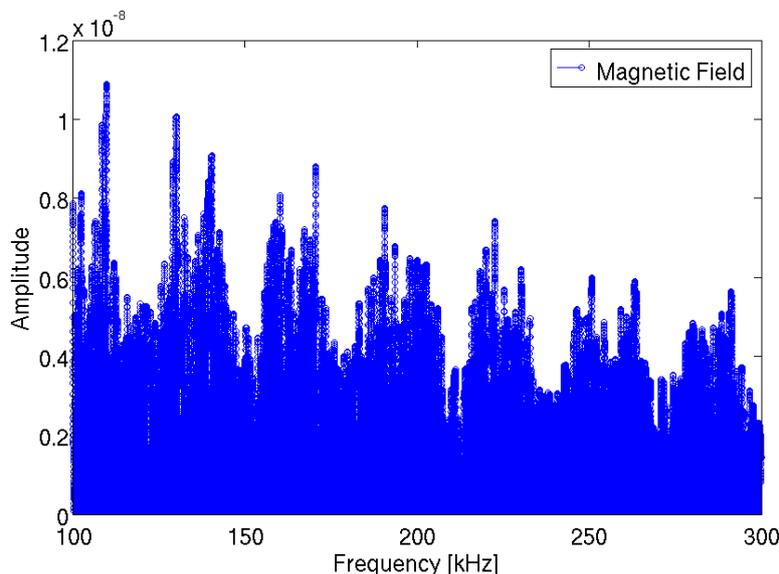


Bild 64: Spektrum der Motorlast bei Anregung mit einem Umrichtersignal bei Anregung mit einem Umrichtersignal von 100 kHz bis 300 kHz

Die PWM-Signale, die den Umrichter steuern, werden durch einen DSP generiert. Hierfür wurde ein neuer mathematischer Algorithmus implementiert. Der Vorteil dieser Methode ist die Reproduzierbarkeit des Signals und des bekannten Spektrums. Die Tastverhältnisse der PWM-Signale wurden vorberechnet und in einer Tabelle gespeichert.

chert. Zur Erstellung eines kontinuierlichen PWM-Signals werden die gespeicherten Tastverhältnisse periodisch wiederholt.

Untersuchung einer kommerziellen Inverter-Motorkombination

Ein Asynchronmotor (Bild 66) ist über drei ungeschirmte Leitungen mit einem dreiphasigen Frequenzumrichter verbunden (Bild 65). Die drei Phasenleitungen verlaufen parallel über eine geredete Kupferplatte. Der Abstand zwischen den Leitungen und der Platte beträgt 5 cm.

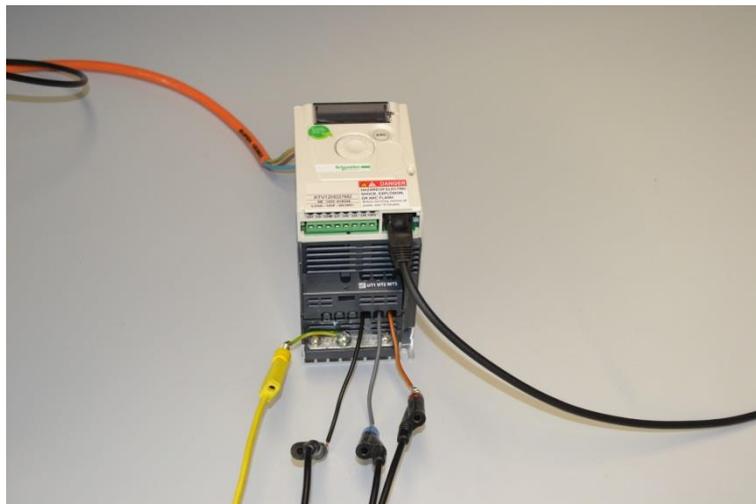


Bild 65: Kommerzieller dreiphasiger Inverter Schneider ATV 12H037M2



Bild 66: Kommerzieller dreiphasiger Asynchronmotor Vathauer GM71/4 0.73 kW

Mit an einem Spektrum Analysator angeschlossenen Stromzange werden fünf Messungen durchgeführt (siehe Bild 67). Hierbei werden unterschiedliche Leitungen durch die Stromzange geführt.

1. Eine Phase
2. Zwei Phasen
3. Drei Phasen
4. Nur Erdleiter

5. Drei Phasen mit unterbrochenem Erdleiter

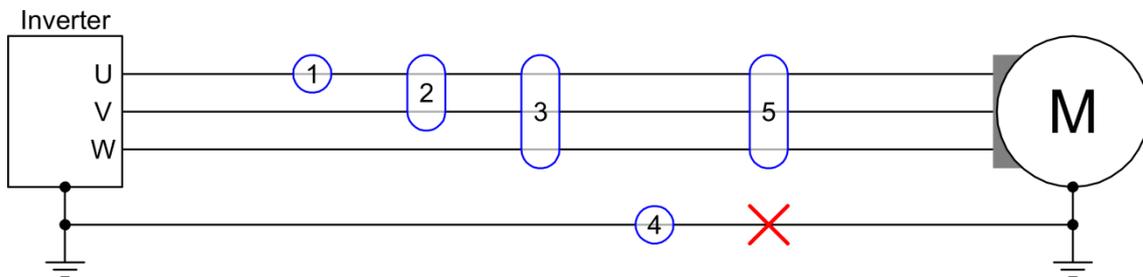


Bild 67: Übersicht der durchgeführten Testmessungen

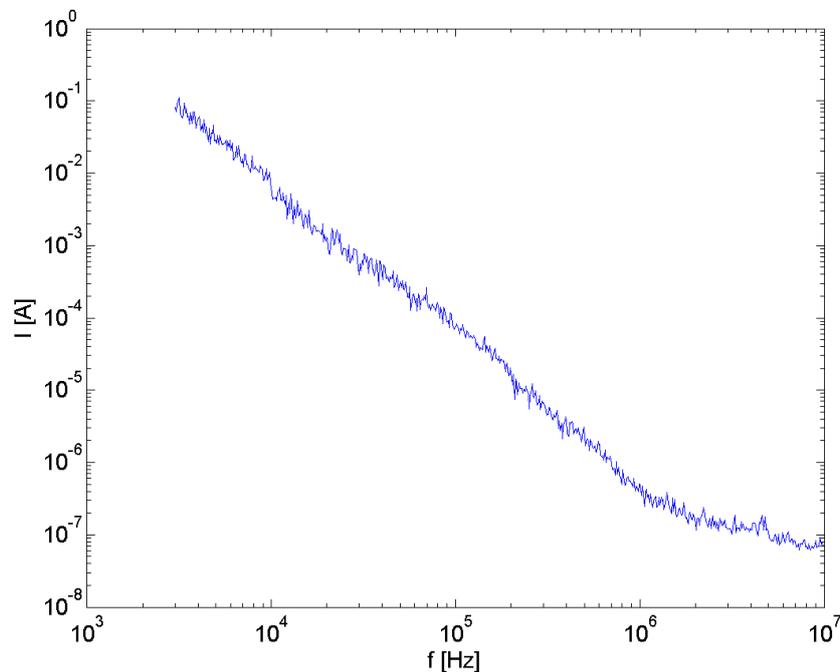


Bild 68: Gemessener Rauschgrund

Der Kopplungsfaktor der Stromzange ist frequenzabhängig. Aus diesem Grund muss zunächst eine Messung gemacht werden, bei der kein Strom durch die Stromzange fließt. Anschließend wird das in dBm gemessene Spektrum umgerechnet, so dass die spektrale Verteilung des Stroms in Ampère dargestellt werden kann. In Abb. Bild 68 ist der resultierende Rauschgrund dargestellt. Mit dem verwendeten Messequipment können somit keine Spektralanteile eines Stroms unterhalb Grenze von 30 kHz gemessen werden.

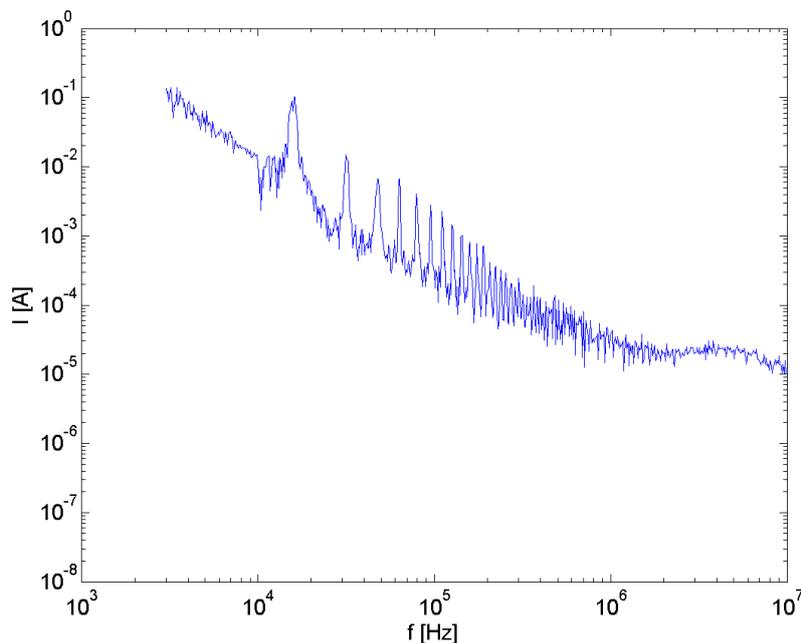


Bild 69: Testfall 1, Strom einer Phasenleitung

In Bild 69 ist das Spektrum des Stroms einer einzelnen Phasenleitung dargestellt. Aufgrund der Symmetrie des Drehstroms ist das Messergebnis bei allen drei Phasen gleich. Es sind deutlich die von der Pulsweitenmodulation (PWM) verursachten Störungen zu erkennen. Die Peaks der Störungen haben einen Abstand von 16 kHz, somit arbeitet der Frequenzumrichter mit einer Schaltfrequenz von 16 kHz. Der Peak bei 16 kHz beträgt ca. 100 mA. Die Amplituden der Peaks fallen erwartungsgemäß mit steigender Frequenz ab. Weiterhin sind Störungen ab 100 kHz vorhanden, deren Maximum sich bei ca. 1,4 MHz befindet.

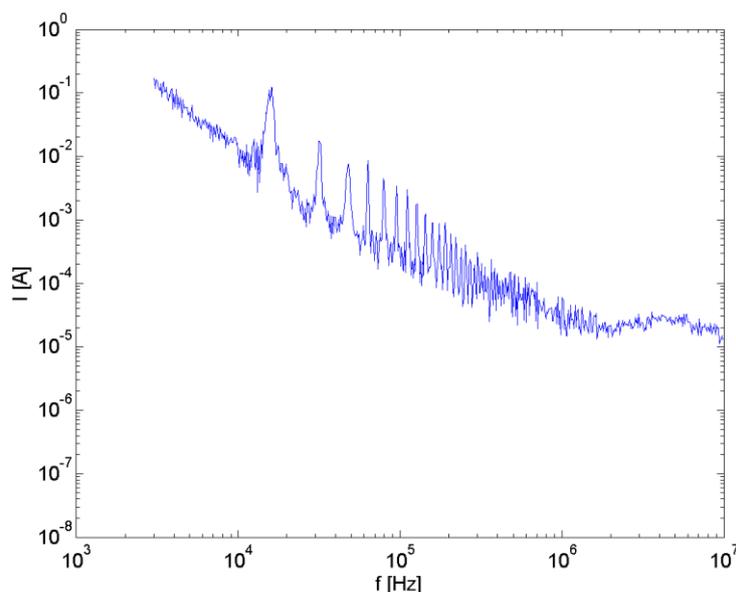


Bild 70: Testfall 2, Strom zweier Phasenleitungen

Bild 70 zeigt das Spektrum des Summenstroms von zwei Phasen. Die durch die PWM verursachten Peaks sind gegenüber der Messung mit einer Phase nicht erhöht, was

sich durch die exakte Phasenverschiebung von 120° zwischen zwei beliebigen Phasen erklären lässt. Die Störungen oberhalb von 100 kHz sind scheinbar unkorreliert, was sich besonders gut an dem bei 1,4 MHz verdoppelten Maximum ablesen lässt.

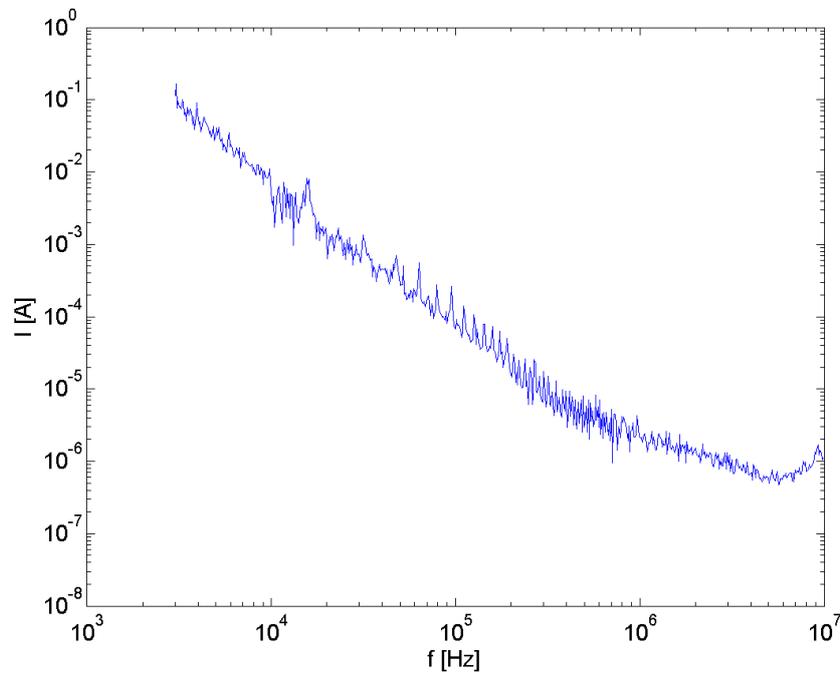


Bild 71: Testfall 3, Strom aller drei Phasenleitungen

Wird die Summe des Stroms durch alle drei Phasen spektral dargestellt, ergibt sich das in Bild 71 gezeigte Spektrum. Aufgrund der Symmetrie des Drehstroms sollten keine durch die PWM verursachten Peaks vorhanden sein. Das Vorhandensein solcher Peaks heißt, dass es mindestens einen weiteren Strompfad zwischen Frequenzumrichter und Motor geben muss. Bei dieser Messung sind im Frequenzbereich ab 100 kHz deutlich weniger Störungen vorhanden.

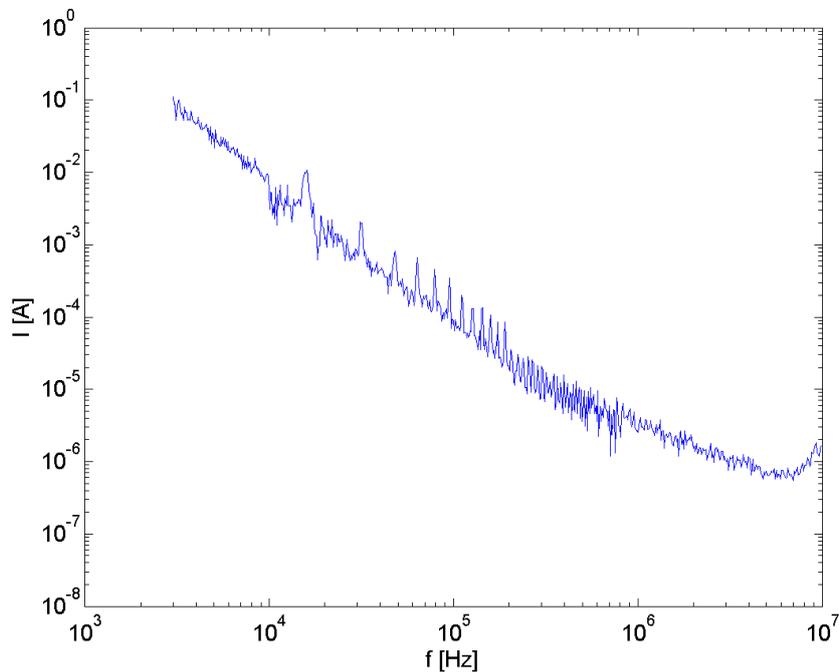


Bild 72: Messung des Erdleiters

Bild 72 zeigt das Spektrum des Stroms, der durch den Erdleiter fließt. Es ist nahezu identisch mit dem Spektrum des Summenstroms durch alle drei Phasen. Dies ist also der Strompfad, der die Peaks bei der vorherigen Dreiphasenmessung verursacht.

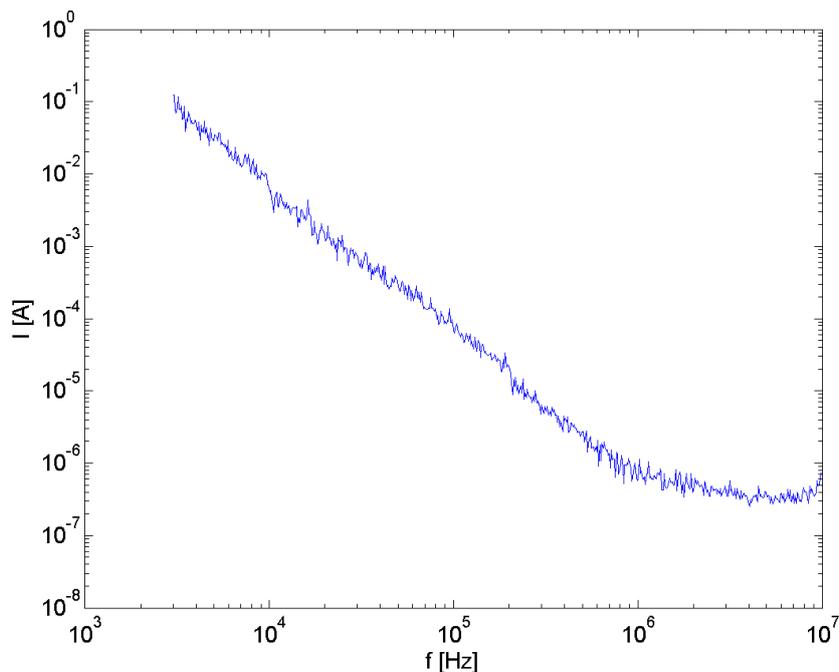


Bild 73: Messung des Dreiphasensystems ohne Erdleiter

Für die letzte Messung wird der Erdleiter unterbrochen. Bild 73 zeigt das resultierende Spektrum einer erneuten Dreiphasenmessung. Hier sind keine Störungen durch die PWM zu erkennen. Auch die Störungen oberhalb von 100 kHz sind nur sehr schwach ausgeprägt.

Untersuchung eines Winkelsensors

Im Rahmen der Messungen an dem Demonstratoraufbau wurden Untersuchungen mit einem Winkelsensors des Typs KMA 210 [NXP11] durchgeführt. Dazu wurde in Kooperation mit dem Projektpartner 06-NXP wurde ein Testaufbau für den Winkelsensor entwickelt. Der Sensor wurde auf eine Testplatine verbaut, die wiederum starr mittels Abstandsbolzen auf einer Trägerplatte verbaut wurde. Auf dieser Trägerplatte wurde ein Hufeisenmagnet positioniert. Durch Markierungen auf der Trägerplatte kann der Magnet reproduzierbar in 22,5°-Schritten gedreht werden. In Bild 74 ist gezeigt wie für unterschiedliche Winkeleinstellungen Messwerte für die Sensorausgangsspannung mit einem Multimeter aufgenommen wurden. Durch die variierende Lage in dem konstanten Magnetfeld des Hufeisenmagnets werden kontinuierliche Werte zwischen 0 V und der Betriebsspannung $V_{dd}=5\text{ V}$ für den Winkelbereich von 0° bis 360° ausgegeben.

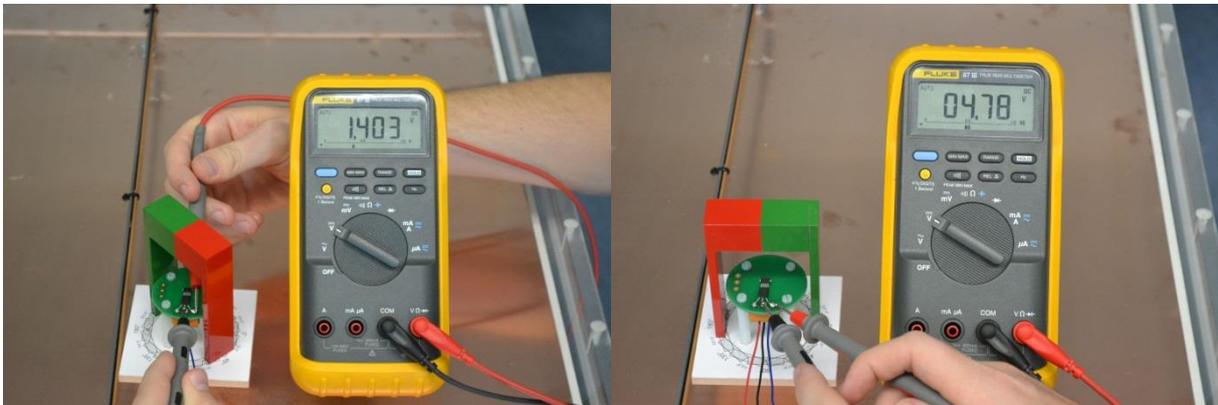


Bild 74: Messung der Ausgangsspannung des Winkelsensors bei verschiedenen Winkeln

Der Testaufbau des Sensors wurde in die Nähe der ungeschirmten Leitungen aus Abschnitt 0 gebracht (vgl. Bild 75: Messaufbau mit Winkelsensor). Zunächst wurde der Einfluss der Magnetfelder der ungeschirmten Motorleitungen auf das konstante Magnetfeld des Hufeisenmagnets untersucht. Dabei konnte keine Veränderung der Sensorausgangsspannung festgestellt werden.

Anschließend wurde der Sensor aus dem unmittelbaren Umfeld der Motorleitungen entfernt und nur die Sensordatenleitung verlief parallel zum Motorleitungssystem. Auch in diesem Fall konnte an beiden Enden der Sensorleitung keine Veränderung der Sensorausgangsspannung im Vergleich zum ausgeschalteten Motor festgestellt werden. Für eine Störung des Sensorsystems sind die Ströme der Motorleitungen folglich zu gering.

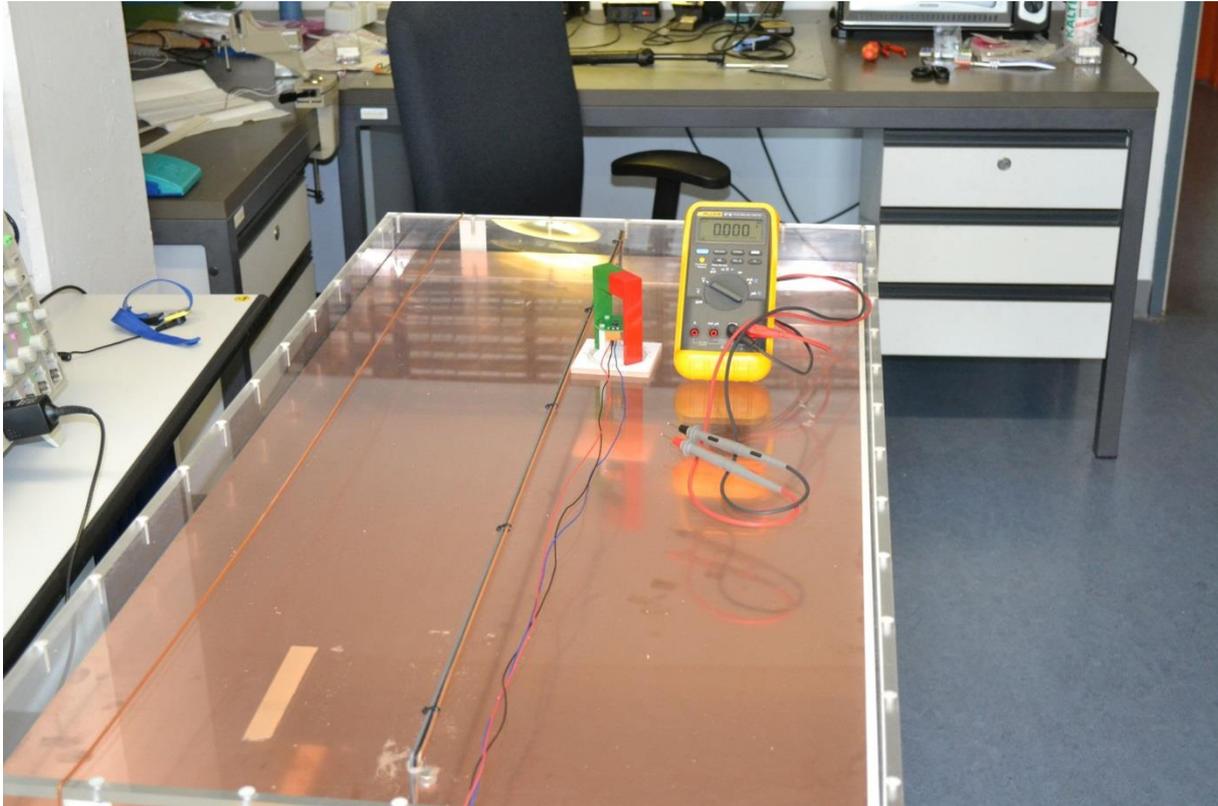


Bild 75: Messaufbau mit Winkelsensor

2.2 Erläuterungen zum zahlenmäßigen Nachweis

Eine Übersicht über die geplanten und tatsächlich abgerufenen Finanzmittel gibt Tabelle 2. Diese vergleicht den zu Projektbeginn aufgestellten mit dem im Jahr 2014 aktualisierten Gesamtfinanzierungsplan und den tatsächlich entstandenen Ausgaben. Der aktualisierte Gesamtfinanzierungsplan wurde im Rahmen der Maßnahmen kostenneutrale Laufzeitverlängerung und interne Mittelumwidmung erstellt.

Tabelle 2: Übersicht der Projekthaushaltsmittel

Beschreibung	Finanzierungsplan zu Projektbeginn	Finanzierungsplan Verlängerung	Entstandene Ausgaben
Beschäftigte E12-15	329.098,00	382.524,00	382.369,86
Hilfskräfte	38.352,00	11.300,00	10.919,97
Dienstreisen	15.000,00	16.351,00	19.816,66
Verwaltungskosten	45.300,00	17.575,00	15.291,03
Gesamtausgaben	427.750,00	427.750,00	428.397,52

2.3 Notwendigkeit und Angemessenheit der geleisteten Arbeit

Die vom Institut für Theoretische Elektrotechnik der Leibniz Universität Hannover (LUH) durchgeführten Arbeiten konnten mithilfe der bewilligten Projektmittel bewältigt werden. Wie in der Aufgabenstellung oben beschrieben waren die Arbeiten notwendig, um die Ergebnisse vorangegangener Projekte (BatMan und MAS) fortzuführen. Unter anderem wurden EMZ-Systemkonzepte für nichtlineare (Sub-)Systeme und die Modellierung von Bordnetz-Komponenten erarbeitet. Die Ergebnisse können zur systemgerechten EMZ-Beschreibung und zur Simulation im Gesamtsystem herangezogen werden. Insbesondere wurde ein signifikanter Fortschritt auf dem Gebiet der Beschreibung elektronischer Systeme mit nichtlinearem Verhalten hinsichtlich ihrer EMZ-Eigenschaften erreicht.

2.4 Voraussichtlicher Nutzen, Verwertbarkeit im Sinne des Verwertungsplans

Im Vorhaben EM4EM konnte der Partner LUH/TET-Institut seine bereits vorhandene Expertise aus verschiedenen EMV/EMI-Arbeiten aus vorherigen Projekten (BatMan, MAS, EMSafety) zielführend und in enger Zusammenarbeit mit den anderen EM4EM-Partnern ausbauen.

Die in diesem Vorhaben im Rahmen von AP 1 und 3 entwickelten Methoden sind geeignet für die Störfestigkeitsuntersuchung von sicherheitsrelevanten Übertragungssystemen, wie sie für Automotive-Anwendungen eingesetzt werden (z.B. Drehzahlsensoren). Der entwickelte modellbasierte Ansatz ist geeignet, eine Vielzahl von elektronischen Schaltungen unter Störeinfluss (EMI) mit Berücksichtigung nichtlinearer Effekte zu beschreiben. Der verfolgte blockorientierte Ansatz bietet dabei die Möglichkeit einer Erweiterung der messtechnischen Methoden zur Untersuchung der Störfestigkeit elektronischer Komponenten.

Desweiteren wurde auf Basis des Volterra-Reihenansatzes ein netzlistenbasiertes Simulationswerkzeug in MATLAB entwickelt. Mit dessen Hilfe können EMI Effekte in nichtlinearen analogen Schaltungen simuliert werden und Blockmodelle für Simulationen auf höheren Abstraktionsebenen erzeugt werden. Außerdem wurde diese Simula-

tionsumgebung gegen Ende des Projektzeitraums um die Berechnung nichtlinearer Volterra-Reihen basierter S-Parameter erweitert. Mit Hilfe dieser auf leistungsverwandten Größen basierenden Zweitorparameter lassen sich nichtlineare Übertragungssysteme unter angepassten Situationen analysieren. Auf diese Weise ist eine Charakterisierung des Leistungstransfers auf alle durch die nichtlinearen Effekte harmonische Verzerrung und Intermodulation auftretenden Spektralanteile möglich. Der artverwandte Ansatz der X-Parameter eignet sich in seiner ursprünglichen Form zur Charakterisierung von nichtlinearen Übertragungssystemen unter Einfluss von harmonisch verzerrten Signalen, wie sie z.B. im Inverter eines Elektrofahrzeug generiert werden. Durch die gewonnenen Erkenntnisse aus dem Vergleich der unterschiedlichen Ansätze basierend auf Streuvariablen, gelang es der LUH/TET nach dem Ende der Projektlaufzeit den Ansatz der X-Parameter für unabhängige Eingangsfrequenzen zu erweitern. Eine Veröffentlichung der Ergebnisse steht noch aus.

Der Ansatz zur Modellierung der arbeitspunktabhängigen Varistorimpedanz wurde nach Projektende im Rahmen von studentischen Arbeiten fortgesetzt und zur Veröffentlichung eingereicht. Es konnten verschiedene Modellansätze im Zeit- und Frequenzbereich verglichen werden. Eine Implementierung in Hardwarebeschreibungssprachen ermöglicht eine Verwendung Verhaltensmodelle für eine Systemlevelsimulation, sodass der Einfluss der ESD Schutzelemente berücksichtigt werden kann.

Im Rahmen von AP 4 wurde in MATLAB eine Umgebung zur schnellen Simulation von (in-) homogenen Leitungen mit vordefinierten (nicht-) linearen Abschlüssen entwickelt. Außerdem wurde über das Biot-Savart Gesetz eine Möglichkeit zur Berechnung des Magnetfelds außerhalb der Leitung implementiert.

Das erzeugte F+E-Wissen wurde unmittelbar den industriellen EM4EM-Partnern zur Verfügung gestellt. Im Rahmen weiterer Forschungs Kooperationen werden die erzielten F+E Ergebnisse für nachfolgende F+E Projekt in Zusammenarbeit mit dritten industriellen Partnern genutzt. Die Potentiale zur Erreichung der wissenschaftlichen Zielstellungen und deren Nutzung im Sinne einer universitären Verwertung haben sich über die gesamte Projektlaufzeit nicht verändert. Das unbedingt notwendige und eigenständige LUH/TET-Verwertungskonzept wurde u.a. auf der Basis der im Vorhaben erzielten F+E Ergebnisse weiter entwickelt. Der Ausbau der LUH/TET-Wettbewerbsfähigkeit auf dem nationalen und internationalen Forschungsmarkt konnte aufgrund der erzielten EM4EM F+E Ergebnisse ebenfalls weiter verfolgt werden.

Die Entwicklung der vorliegenden Modellierungsmethoden und Messverfahren war eng verbunden mit dem Ergebnisaustausch zwischen LUH/TET und den anderen Projektpartnern. Die F+E Ergebnisse stehen den EM4EM-Partnern bei Bedarf weiterhin zur Verfügung.

Im erfolgreich abgeschlossenen EM4EM-Projekt wurden durch die LUH/TET folgende Expertisen aufgebaut bzw. weiterentwickelt:

- Modellierung
 - ⇒ Verhaltensmodellierung auf Basis nichtlinearer Streuvariablen
 - ⇒ Nichtlinearen ESD Schutzelementen
 - ⇒ Schnelle Leitungs- und Feldsimulation
- EMI-Systemkonzept für integrierte Anlogschaltungen
 - ⇒ Identifikation kritischer Blöcke

- ⇒ EMI-Analyse kritischer Analogblöcke
- ⇒ Erstellung und Charakterisierung blockorientierter Modelle;

Einige EM4EM-Teilergebnisse wurden darüber hinaus im Rahmen der Vorlesung *Störsicherer Entwurf von Systemkomponenten für Anwendungen aus der Elektromobilität und Medizintechnik* verwendet, die von Dr.-Ing. W. John am Institut für Theoretische Elektrotechnik gelesen wird.

Im Projektzeitraum flossen im EM4EM-Kontext verschiedene Themen in die studentische Ausbildung im Rahmen von Studien-, Bachelor-, Diplom- sowie Masterarbeiten ein, die am Institut für Theoretische Elektrotechnik als Prüfungsschriften verfasst worden sind.

Damit wird insgesamt sowohl eine breite Nutzung der Projektergebnisse als auch eine nachhaltige wissenschaftliche Weiterentwicklung der in EM4EM begonnenen Arbeiten sichergestellt.

2.5 Fortschritte und Entwicklungen auf dem Gebiet des Projektes bei anderen Stellen

Auf der Basis der in EM4EM erzielten Ergebnisse zu Störfestigkeitsuntersuchungen, Verhaltensmodellierung und Leitungssimulation wurde der aktuelle Fortschritt bei anderen Stellen analysiert.

In Zusammenarbeit mit Partnern der nationalen und internationalen Vorhaben EM Safety (FP7 - Safety Against Exposure to Electromagnetic Fields), THOR (CATRENE - Striking technologies for power) und dem geplanten MultiPhysics-Projekt wurde die immer häufiger in der einschlägigen Literatur und der europäischen Automobil- sowie der Halbleiterindustrie adressierte *Systementwicklung unter Berücksichtigung hinsichtlich nicht vermeidbarer physikalischer Kopplungen* (elektromagnetische Felder – Temperatur – mechanische Stabilität) zusammen mit betroffenen Industriepartnern (z.B. AUDI AG/BOSCH/CONTINENTAL/DAIMLER AG/ZUKEN/...) sowie ausgewählten Forschungseinrichtungen (FhG/TUDO/FAU/Universität Kassel/...) analysiert und zusammengefasst. Zu diesem Zweck fand ein Workshop im Januar 2014 in Brüssel statt. Dabei wurden insbesondere die Gemeinsamkeiten und Unterschiede zum artverwandten eMobility Projekt *EMSafety* diskutiert. Der Schwerpunkt dieses Projekts lag mehr auf dem Einfluss der erzeugten elektromagnetischen Felder auf die Insassen des Elektrofahrzeugs als auf die elektronischen Komponenten. Eine kurze Zusammenfassung der Projektergebnisse kann unter

http://cordis.europa.eu/result/rcn/156586_de.html

gefunden werden:

„Elektroautos: Keine Gefahr für die menschliche Gesundheit

Ein EU-finanziertes Projekt führte eine umfassende Studie zu verschiedenen Quellen elektromagnetischer Strahlung in Elektrofahrzeugen (EV) durch. Die Ergebnisse belegten im Vergleich zu Fahrzeugen mit Verbrennungsmotoren (ICE, internal combustion engine) vernachlässigbare Unterschiede bei der Magnetfeldexposition.

Um den Schadstoffausstoß zu verringern, die Energieunabhängigkeit zu fördern und Gesundheitsrisiken zu minimieren, wird intensiv an Elektroantrieben für den Straßenverkehr geforscht. Trotz der vielen Vorteile von Elektrofahrzeugen ist jedoch nicht viel darüber bekannt, welche gesundheitlichen Risiken elektromagnetische Strahlung für den Fahrer birgt.

Um die Öffentlichkeit besser zu informieren und gesundheitliche Bedenken zu elektromagnetischer Strahlung in vollständig elektrobetriebenen Fahrzeugen auszuräumen, wurde das EU-finanzierte Projekt "EM safety and hazards mitigation by proper EV design" ([EM-SAFETY](#)) initiiert.

Die Forscher führten Magnetfeldmessungen in neun verschiedenen Fahrzeugen mit Elektro- und drei Fahrzeugen mit Verbrennungsmotoren durch. Die Messungen erfolgten im Fahrzeuginnenraum mit einer neu entwickelten flexiblen Monitoring-Plattform, für die Sensoren auf Kopf, Brust und Füßen des Fahrers angebracht wurden. Wie die Ergebnisse zeigen, beträgt die Feldstärke weniger als 20% der von der Internationalen Kommission zum Schutz vor nicht-ionisierender Strahlung (ICNIRP) empfohlenen Grenzwerte. Im Vergleich dazu wurden bei Gas- und Benzinfahrzeugen rund 10% des Grenzwertes gemessen

Anhand der Messdaten und umfangreicher Simulationen entwickelte EM-SAFETY emissionsarme Kabel, Stecker- und Auslegungskonzepte sowie Leitlinien für die Minimierung der Magnetfeldexposition. Anschließend wurden die Konstruktionsvorgaben und neuen Komponenten in Zusammenarbeit mit dem EU-Projekt WIDEMOB in ein neues EV integriert.

Als weiteren Schwerpunkt untersuchte die Studie, wie sich magnetische Exposition auf biologisches Material auswirkt. So wurden mehrere Säugetierzelllinien unter Laborbedingungen mit niederfrequenten Magnetfeldern bestrahlt, wobei weder eine karzinogene Wirkung noch eine stimulierende Wirkung auf die Proliferation von Krebszellen nachweisbar war.

EM-SAFETY unterstützte damit eine europäische Standard-Technologieplattform für den Bau von Elektrofahrzeugen und entwickelte Architekturen sowie Modelle und Methoden zur Verifikation, Validierung und Prüfung. Die Informationen wurden über die Projektwebseite, eine Pressemitteilung und Beiträge in Fachzeitschriften und Workshops verbreitet.“

2.6 Erfolgte und geplante Veröffentlichungen

Basierend auf Teilen der im Projekt EM4EM erzielten Ergebnisse wurden Veröffentlichungen auf verschiedenen Fachtagungen und Workshops getätigt. Die nachfolgende Liste enthält die genannten Veröffentlichungen.

- [1] **S. Stegemann, C. Widemann, W. John und W. Mathis;** Multi-Input Distortion Analysis of Nonlinear Integrated Circuits; 20th Conference on Nonlinear Dynamics of Electronic Systems (NDES 2012), Wolfenbüttel - Deutschland
- [2] **S. Stegemann, W. John, C. Widemann und W. Mathis;** A Block-Oriented Approach to EMI-induced Distortion Analysis for Nonlinear Analog Circuits; EMC Europe 2012, Rom - Italien
- [3] **C. Widemann, S. Stegemann, W. John und W. Mathis;** Distortion analysis of nonlinear analog circuits based on a multi-input wiener model considering EMI at arbitrary inputs, Signals and Electronic Systems (ICSES), 2012 International Conference on , vol., no., pp.1,4, 18-21 Sept. 2012; doi:10.1109/ICSES.2012.6382262
- [4] **T. Weng, S. Stegemann, W. John, W. Mathis;** An identification procedure of multi-input Wiener models for the distortion analysis of nonlinear circuits, Advances in Radio Science 11, 165–170, 2013
- [5] **C. Widemann, S. Stegemann, W. John, and W. Mathis;** Analytic investigations on the susceptibility of nonlinear analog circuits to substrate noise, Adv. Radio Sci., Vol. 11, pp. 171–175, www.adv-radio-sci.net/11/171/2013/, doi:10.5194/ars-11-171-2013
- [6] **H. Weber, C. Widemann und W. Mathis;** A first approach to the distortion analysis of nonlinear analog circuits utilizing X-parameters, Adv. Radio Sci., Vol. 11, S. 159–163, www.adv-radio-sci.net/11/159/2013/, doi:10.5194/ars-11-159-2013
- [7] **T. Vennemann, S. Stegemann, C. Widemann, W. John, W. Mathis (2013):** A Direct Power Injection Setup for the Susceptibility Measurement of Battery Management Systems Using a Battery Stack Emulator , International Sym-

- posium on Theoretical Electrical Engineering (ISTET 2013), June 2013 - (Outstanding Poster Award)
- [8] **C. Widemann, H. Weber, S. Stegemann und W. Mathis;** A Comparative Study of Volterra-based Nonlinear S-parameters and X-parameters, NDES 2013, Bari, Italien (Talk)
 - [9] **S. Plönnigs, A. Reibiger, W. Mathis;** Some Restrictions on the Representation of Electro-Magnetic Systems as Transmission-Line coupled Networks, NEMO 2014, 14-16 Mai 2014, Pavia, Italien
 - [10] **T. Frye, T. Vennemann, W. Mathis;** Real-time Implementation of a Novel ZePoC Encoder Controlling Motor Inverters in Electrical Vehicles, Kleinheubacher Tagung 2014, Miltenberg, Deutschland
 - [11] **S. Plönnigs, M. Wislati, W. Mathis;** Fast Simulation of Nonlinear Loaded Transmission Lines Based on 1D Finite-Elements Time-Domain Method, EMC Europe 2014 - Workshop 1D Electromagnetic Reliability (EMR) of Electronic Systems for Electro Mobility, Göteborg, Schweden und Kleinheubacher Tagung 2014, Miltenberg, Deutschland
 - [12] **C. Widemann, S. Scheier, W. John, S. Frei und W. Mathis;** Behavioral Modeling and Simulation of Multi-layer Varistors Utilizing Hardware Description Languages, EMC Europe 2014 - Workshop 1D Electromagnetic Reliability (EMR) of Electronic Systems for Electro Mobility, Göteborg, Schweden und Kleinheubacher Tagung 2014, Miltenberg, Deutschland
 - [13] **S. Stegemann und W. Mathis;** Determination of Block Oriented Models for Nonlinear Analog Circuits using Volterra Series, Kleinheubacher Tagung 2014, Miltenberg, Deutschland
 - [14] **C. Widemann, S. Scheier, S. Frei und W. Mathis;** Modeling the Static and Dynamic Behavior of Multi-layer Varistors in the Threshold Voltage Region Depending on the DC Operating Point, ICECS 2014, Marseille, Frankreich
 - [15] **C. Widemann, H. Weber, S. Schatz, W. Mathis;** A Comparison of the Volterra Series-based Nonlinear S-parameters and X-parameters, MIXDES 2015, Torun, Polen
 - [16] **Scheier, S.; Deelmann, D.; Frei, S.; Widemann, C.; Mathis, W.;** A combined time and frequency domain characterization method for modeling of overvoltage protection elements, in *Electromagnetic Compatibility (EMC), 2015 IEEE International Symposium on* , vol., no., pp.1351-1356, 16-22 Aug. 2015

3. Literaturverzeichnis

- [Agr80] Agrawal, Ashok K., Harold J. Price und Shyam H. Gurbaxani: Transient response of multiconductor transmission lines excited by a nonuniform electromagnetic field. *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on* 2 (1980): 119-129.
- [Bar01] E. Barke; Abschlussbericht zum Verbundvorhaben: Parasitäre Effekte in integrierten Schaltungen (PARASITICS); Mai 2001 (BMBF)
- [Clay07] Paul, Clayton R: *Analysis of multiconductor transmission lines*. Wiley.com, 2008.
- [Fan93] T. Fang, L. Piegl; *Delaunay Triangulation Using a Uniform Grid*; *IEEE Computer Graphics and Applications*, S. 36-47, 1993
- [Fio01] F. Fiori; *Operational amplifier input stage robust to EMI*; *IEE 2001 Electronic Letters Online No.:* 20010651
- [Gui92] L.J. Guibas, D.E. Knuth; M. Sharir; *Randomized Incremental Construction of Delaunay and Voronoi Diagrams*; *Algorithmica* 7, S. 381-413, 1992
- [Haa05] Haase, Heiko. *Full-wave field interactions of nonuniform transmission lines*. Diss. Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, Universitätsbibliothek, 2005
- [Küp08] K.Küpfmüller, W.Mathis, A.Reibiger: *Theoretische Elektrotechnik*, Springer,2008
- [Lud08] S. Ludwig, Radic-Weissenfeld LJ., W. Mathis, W. John; *Efficient Model Reduction of Passive Electrical Networks with a Large Number of Independent Sources*; *IEEE International Symposium on Circuits and Systems - ISCAS*, S. 1280 – 1283, Seattle, USA, May 2008
- [Maa03] S. A. Maas: *Nonlinear Microwave and RF Circuits*; 2nd Edition, Artech House, 2003
- [NXP11] NXP Semiconductors: KMA210 Programmable angle sensor, Datasheet Rev. 2 7.12.11, online available at http://www.datasheetcatalog.net/de/datasheets_pdf/K/M/A/2/KMA210.shtml
- [Rac93] Rachidi, Farhad: *Formulation of the field-to-transmission line coupling equations in terms of magnetic excitation field*. *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on* 35.3 (1993): 404-407.
- [Rad06] Radic-Weissenfeld LJ., W. Mathis; *Implementation of Order Reduced Filters in DSP*; *Proceedings of the International Conference on Signals and Electronic Systems (ICSES)*, Lodz, Poland, 2006
- [Rob11] Roblin, Patrick: *Nonlinear RF circuits and nonlinear vector network analyzers: interactive measurement and design techniques*. Cambridge New York: Cambridge University Press, 2011. Print.
- [Roo10] D. Root, J. Xu, J. Horn, M. Iwamoto und G. Simpson, *Device modeling with NVNAs and X-parameters*, *Integrated Nonlinear Microwave and Millimeter-Wave Circuits (INMMIC)*, 2010 Workshop on
- [Sch85] M. Schetzen, *Multilinear theory of nonlinear networks*, *Journal of the Franklin Institute*, 1985
- [Sme95] T. Smedes, N.P. van der Meijs, A. van Genderen; *Extraction of Circuit Models for Substrate Crosstalk*; *Design Automation Conference 1995*, Seite 199-206
- [Ste12] S. Stegemann, W. John, C. Widemann, W. Mathis: *A Block-Oriented Approach to EMI-induced Distortion Analysis for Nonlinear Analog*

- Circuits, EMC Europe 2012, Rom, Italien
- [Stü04] U. Stürmer, W. John, H. Schöpe, H. Reichl; Modellierungskonzept für leitungsgebundene Störungen in sensorischen Mikrosystemen; Tagungsband EMV 2004 – 12. Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit 13. – 12.2.2004 Düsseldorf, S. 403 – S. 410, VDE-Verlag 2004
- [Tay65] Taylor, C., R. Satterwhite und C. Harrison Jr. "The response of a terminated two-wire transmission line excited by a nonuniform electromagnetic field." *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* 13.6 (1965): 987-989.
- [Van10] Van Moer, W.; Gomme, L.: NVNA versus LSNA: enemies or friends?, *Microwave Magazine, IEEE* , vol.11, no.1, pp.97,103, Feb. 2010 doi: 10.1109/MMM.2009.935213
- [Ver05] J.Verspecht, D.F.Williams, D.Schreurs, K.A.Remley M.D. McKinley: Linearization of large-signal scattering functions. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions*, 2005
- [Ver06] J.Verspecht, D.E.Root: Polyharmonic distortion modelling, *Microwave Magazine IEEE*, 2006
- [Ver96] J. Verspecht, Black box modelling of hard nonlinear behavior in the frequency domain, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1996
- [Viz95] Peter Vizmuller, *RF design guide: systems, circuits, and equations*, Volume 1, Artech House, 1995, ISBN 0-89006-754-6.
- [Web13] H. Weber, C. Widemann und W. Mathis (2013): A first approach to the distortion analysis of nonlinear analog circuits utilizing X-parameters, *Adv. Radio Sci.*, Vol. 11, S. 159–163, www.adv-radio-sci.net/11/159/2013/, doi:10.5194/ars-11-159-2013
- [Wei76] Weiner, D.D. und Naditch, G.H., A Scattering Variable Approach to the Volterra Analysis of Nonlinear Systems, *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* , vol.24, no.7, pp.422,433, Jul 1976,doi: 10.1109/TMTT.1976.1128870
- [Wen13] T. Weng, S. Stegemann, W. John, W. Mathis: An Identification Procedure of Multi-Input Wiener Models for the Distortion Analysis of Nonlinear Circuits, *Advances in Radio Science* 11, 2013 (Accepted for publication)
- [Wid13] C. Widemann, H. Weber, S. Stegemann und W. Mathis; A Comparative Study of Volterra-based Nonlinear S-parameters and X-parameters, *NDES 2013, Bari, Italien (Talk)*
- [Wid14a] C. Widemann, S. Scheier, W. John, S. Frei und W. Mathis; Behavioral Modeling and Simulation of Multi-layer Varistors Utilizing Hardware Description Languages, *EMC Europe 2014 - Workshop 1D Electromagnetic Reliability (EMR) of Electronic Systems for Electro Mobility, Göteborg, Schweden und Kleinheubacher Tagung 2014, Miltenberg, Deutschland*
- [Wid14b] C. Widemann, S. Scheier, S. Frei und W. Mathis; Modeling the Static and Dynamic Behavior of Multi-layer Varistors in the Threshold Voltage Region Depending on the DC Operating Point, *ICECS 2014, Marseille, Frankreich*
- [Wid15] C. Widemann, H. Weber, S. Schatz, W. Mathis; A Comparison of the Volterra Series-based Nonlinear S-parameters and X-parameters,



- MIXDES 2015, Torun, Polen
- [Xie12] C. Xie, T. Zhang und D. Liu, Using X-parameters to model mixers, Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), 2012 International Conference on , vol.3, no., pp.1,3, 5-8 May 2012, doi: 10.1109/ICMMT.2012.6230227

Berichtsblatt

1. ISBN oder ISSN - ISSN geplant -	2. Berichtsart - Schlussbericht -
3. Titel <i>EMZ-Modellierung von elektronischen Sensoren und EMI-Systemkonzepte</i>	
4. Autor(en) Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Mathis/Dipl.-Ing. S. Stegemann/ Dipl.-Ing. Ch. Widemann/Dipl.-Ing. Th. Vennemann Dipl.-Ing. S. Plönnigs	5. Abschlussdatum des Vorhabens 31. März 2015
	6. Veröffentlichungsdatum 14.10.2015
	7. Form der Publikation TIB Hannover/BMBF Bibliothek
8. Durchführende Institution Leibniz Universität Hannover Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Mathis Institut für Theoretische Elektrotechnik Appelstraße 9A - D-30167 Hannover	9. Berichts-Nr. <i>Durchführende Institution</i> - entfällt -
	10. Förderkennzeichen 16 M3092K
	11. Seitenzahl 80
12. Fördernde Institution Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF) 53170 Bonn	13. Literaturangaben 33
	14. Tabellen 2
	15. Abbildungen 75
16. Zusätzliche Angaben - entfällt -	
17. Vorgelegt bei (Titel, Ort, Datum) - entfällt -	
18. Kurzfassung <p>In diesem Vorhaben entwickelte die Leibniz Universität Hannover (LUH) Methoden, die für die Störfestigkeitsuntersuchung von sicherheitsrelevanten Übertragungssystemen, wie sie für Automotive-Anwendungen eingesetzt werden (z.B. Drehzahlsensoren), geeignet sind. Damit können eine Vielzahl von elektronischen Schaltungen unter Störeinfluss (EMI) mit Berücksichtigung nichtlinearer Effekte beschrieben werden. Der genutzte blockorientierte Ansatz bietet dabei die Möglichkeit einer Erweiterung der messtechnischen Methoden zur Untersuchung der Störfestigkeit elektronischer Komponenten. Des Weiteren wurde mit Hilfe des Volterra-Reihenansatzes ein netzlistenbasiertes Simulationswerkzeug in MATLAB entwickelt. Mit Hilfe dieses Werkzeugs können EMI Effekte in nichtlinearen analogen Schaltungen simuliert werden und Blockmodelle für Simulationen auf höheren Abstraktionsebenen erzeugt werden. Außerdem wurde diese Simulationsumgebung um die Berechnung nichtlinearer Volterra-Reihen basierter S-Parameter erweitert. Mit Hilfe dieser auf leistungsverwandten Größen basierenden Zweitorparameter lassen sich nichtlineare Übertragungssysteme unter angepassten Situationen analysieren. Auf diese Weise ist eine Charakterisierung des Leistungstransfers auf alle durch die nichtlinearen Effekte harmonische Verzerrung und Intermodulation auftretenden Spektralanteile möglich. Der artverwandte, ebenfalls untersuchte Ansatz der X-Parameter eignet sich zur Charakterisierung von nichtlinearen Übertragungssystemen unter Einfluss von harmonisch verzerrten Signalen, wie sie z.B. im Inverter eines Elektrofahrzeug generiert werden.</p> <p>Des Weiteren entwickelte die LUH ein Verhaltensmodell für Bauelemente zum Schutz vor Elektrostatischer Entladung (engl. electro static discharge (ESD)), spezifisch Mehrschicht-Varistoren, auf Basis von statischen Kennlinienschreiber- und arbeitspunktabhängigen S-Parameter-Messungen. Das gewonnene Modell wurde in der Hardwarebeschreibungssprache (engl. hardware description languages (HDL)) Verilog-A zum Ziele der Integrierung des Varistormodells in Kombination mit anderen Schaltungen bzw. Systemen implementiert.</p> <p>Außerdem wurde in MATLAB eine Umgebung zur schnellen Simulation von (in-) homogenen Leitungen mit vordefinierten (nicht-) linearen Abschlüssen entwickelt. Darüber hinaus wurde über das Biot-Savart Gesetz eine Möglichkeit zur Berechnung des Magnetfelds außerhalb der Leitung implementiert.</p>	
19. Schlagwörter EMV, EMR, Verhaltensmodellierung nichtlinearer Systeme, block-orientierte Modellierung	
20. Verlag - entfällt -	21. Preis - entfällt -

Document Control Sheet (1 Page)

1. ISBN or ISSN - ISSN planned -	2. Type of Document Final Report
3. Title <i>Modeling the Electromagnetic Reliability of Electronic Devices</i>	
4. Author(s) Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Mathis/Dipl.-Ing. S. Stegemann/ Dipl.-Ing. Ch. Widemann/Dipl.-Ing. Th. Vennemann Dipl.-Ing. S. Plönnigs	5. End of Project 31. March 2015
	6. Publication Date 14.10.2015
	7. Form of Publication TIB Hannover/BMBF Bibliothek
8. Performing Organization(s) Leibniz Universität Hannover Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Mathis Institut für Theoretische Elektrotechnik Appelstraße 9A - D-30167 Hannover	9. Originator's Report No. - not applicable -
	10. Reference No. 16 M3092 K
	11. No. of Pages 80
12. Sponsoring Agency Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF) 53170 Bonn	13. No. of References 33
	14. No. of Tables 2
	15. No. of Figures 75
16. Supplementary Notes - none -	
17. Presented at (Title/Place/Date) - not applicable -	
18. Abstract In this project the Leibniz Universität Hannover (LUH) developed methods that are suitable for susceptibility examinations of safety-related communication systems, such as used for automotive applications (e.g. speed sensors). By this means, a variety of electronic circuits with applied noise (EMI) can be described with regard to nonlinear effects. The used block-oriented approach gives the possibility to study the immunity of electronic components in addition to metrological methods. Furthermore, a netlist-based simulation tool in MATLAB was developed based on the Volterra series approach. With this, EMI effects can be simulated in nonlinear analog circuits and block models for simulations at higher levels of abstraction are produced. In addition, this simulation environment was extended with nonlinear S-parameters based on the Volterra series. Employing these two-port parameters that are based on power-related scattering variables nonlinear transfer systems can be analyzed under matched condition. By this means, a characterization of power transfer to all occurring spectral components due to nonlinear effects such as harmonic distortion and intermodulation is possible. The similar approach of X-parameters that was examined as well is suitable for the characterization of non-linear transfer systems under the influence of harmonically distorted signals, such as those generated in the inverter of an electric vehicle. Furthermore, the LUH developed a behavioral model for ESD-protection devices, specifically multilayer varistors, based on static curve tracer and DC-biased S-parameter measurements. The obtained model was implemented in the hardware description language Verilog-A in order to integrate the varistor model in combination with other circuits and systems. In addition, an environment for rapid simulation of (domestic) homogeneous transmission lines with predefined nonlinearities was developed in MATLAB. Based on the Biot-Savart's law, a feature to calculate the magnetic field outside the transmission line was implemented.	
19. Keywords EMC, EMR, behavioral modeling of nonlinear systems, block-oriented modeling	
20. Publisher - not applicable -	21. Price - not applicable -