



BMBF-Verbundprojekt EM4EM

Elektromagnetische Zuverlässigkeit und elektronische Systeme für eMobility-Anwendungen

Zuwendungsempfänger:	Technische Universität Dortmund Friedrich-Wöhler-Weg 4 - D-44227 Dortmund
Förderkennzeichen:	16 M3092 I
Projektlaufzeit:	1. Oktober 2011 – 31. März 2015
Berichtszeitraum:	1. Oktober 2011 – 31. März 2015
Teilvorhaben:	Systemcharakterisierung sowie Regelentwurf für eine EMZ-gerechte Entwicklung von EV-Modulen und -Komponenten
Koordinator (Teilvorhaben):	Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei
Bearbeiter:	Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei/ Dipl.-Ing. Seyyed Ali Hassanpour Razavi/ Dipl.-Ing. Denis Rinas/Dipl.-Ing. Stanislav Scheier/ M. Sc. Abid Mushtaq/Dipl.-Ing. Frank Kremer/ M. Sc. Sergey Miropolsky
Ausführende Stelle:	Technische Universität Dortmund Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei - Arbeitsgebiet Bordsysteme
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 A gefördert. Die Verantwortung für den Inhalt dieser Veröffentlichung liegt allein bei den Autoren.

Inhalt

1.	KURZE DARSTELLUNG.....	8
1.1	Aufgabenstellung Technische Universität Dortmund.....	8
1.1.1	Nahfeldmessungen zur Identifikation von Fernfeldern und Ursachen für Störungen	8
1.1.2	Analyse der Schirmungseigenschaften von HV-Kabel und HV-Kabel-Stecker-Systemen für elektrische Fahrzeuge	9
1.1.3	Analyse der Pulsfestigkeit von IC-Strukturen und passiven Bauelementen	10
1.1.4	Verbesserung der Korrelation zwischen verschiedenen Störfestigkeitsprüfverfahren..	11
1.2	Wissenschaftlicher und technischer Stand.....	12
1.2.1	Nahfeldmessungen zur Identifikation von Fernfeldern und Ursachen für Störungen ...	12
1.2.2	Analyse der Eigenschaften von HV-Kabeln und Steckersystemen	13
1.2.3	Analyse der Pulsfestigkeit von IC-Strukturen und passiven Bauelementen	13
1.2.4	Verbesserung der Korrelation zwischen verschiedenen Störfestigkeitsprüfverfahren...	14
2.	EINGEHENDE DARSTELLUNG	15
2.1	Nahfeldmessungen zur Identifikation von Fernfeldern und Ursachen für Störungen	15
2.1.1	Grundlagen.....	15
2.1.2	Methoden.....	20
2.1.3	Ergebnisse.....	45
2.2	Analyse der Schirmungseigenschaften von HV-Kabel und HV-Kabel-Stecker-Systemen für elektrische Fahrzeuge.....	52
2.2.1	Grundlagen.....	52
2.2.2	Methoden.....	56
2.2.3	Ergebnisse.....	59
2.3	Analyse der Pulsfestigkeit von IC-Strukturen und passiven Bauelementen ..	71
2.3.1	Grundlagen.....	71
2.3.2	Methoden.....	76
2.3.3	Ergebnisse.....	92
2.4	Verbesserung der Korrelation zwischen verschiedenen Störfestigkeitsprüfverfahren	94
2.4.1	Grundlagen.....	95
2.4.2	Methoden.....	98
2.4.3	Ergebnisse.....	106
3.	LITERATURVERZEICHNIS.....	109

Abbildungsverzeichnis

BILD 1:	ALSE-ANTENNENMESSVERFAHREN	16
BILD 2:	NAHFELD- UND STROMSCANNER CISPR-25 (UNTEN); NAHFELDSCANNER PCBs (OBEN)	17
BILD 3:	ANSTEUER- UND ANALYSESOFTWARE	17
BILD 4:	SCANNEN DES NAHFELDS EINES PCB	18
BILD 5:	SCANNEN DES COMMON-MODE STROMS ENTLANG EINES KABELBÜNDELS	19
BILD 6:	ZEITBEREICHSMESSSYSTEM.....	19
BILD 7:	ABLAUFDIAGRAMM DER SIGNALVORVERARBEITUNG.....	19
BILD 8:	FERNFELD EINER DIPOLANTENNE	21
BILD 9:	ÜBERLAGERUNG VON MESS- UND REFERENZSIGNAL MIT HYBRIDKOPPLER.....	22
BILD 10:	PHASENBERECHNUNG MIT AMPLITUDENDATEN BEI 10MHZ SINUS (OBEN); PHASENFehler (UNTEN)	23
BILD 11:	MESSAUFBAU PHASENERMITTLUNG AUS SIGNALAMPLITUDEN	24
BILD 12:	ADS-MODELL [11] DER METHODE ZUR PHASENERMITTLUNG AUS SIGNALAMPLITUDEN	24
BILD 13:	SEGMENTIERUNG DER MAGNETFELDSONDE ZUR BEACHTUNG DER FELDDINHOMOGENITÄT.....	25
BILD 14:	EINFLUSS DER FELDDINHOMOGENITÄT (HÖHE DER SONDE ÜBER LEITERBAHN: 3 MM, RADIUS DER SONDE: 1.5 MM)	26
BILD 15:	MODELLIERUNG DER MIKROSTREIFENLEITUNG ZUR KALIBRATION (S11-MESSUNG LINKS; MOM- MODELL RECHTS)	27
BILD 16:	ANPASSUNG DES MODELLS AN DIE S11-PARAMETER (LINKS); VERGLEICH DER KORREKTURFUNKTIONEN (RECHTS).....	27
BILD 17:	IDENTIFIZIERUNG DER STROMVERTEILUNG VON PCBs AUS NAHFELDDATEN	28
BILD 18:	SPEKTRUM DER SINGULÄRWERTE UND DIE KONDITIONZAHLEN FÜR VERSCHIEDENE SCANHÖHEN/- AUFLÖSUNGEN UND ANZAHL VON DIPOLEN.....	29
BILD 19:	ÜBERSICHT DES SPEKTRUMS UND DER KONDITION IN ABHÄNGIGKEIT DER SCANAUFLÖSUNG/-HÖHE UND DER ANZAHL VON DIPOLEN	29
BILD 20:	STROMABSCHÄTZUNG EINER LEITERBAHN ÜBER EINER MASSEFLÄCHE AUS DEM MAGNETISCHEN NAHFELD	30
BILD 21:	DISKRETISIERUNGSFEHLER; FEHLER IN SCAN-DISKRETISIERUNG (LINKS); FEHLER IN DIPOL-GRID DISKRETISIERUNG (RECHTS)	31
BILD 22:	VERFAHREN ZUR IDENTIFIKATION DER LEITERSTRUKTUR EINER LEITERPLATTE; BILD EINER TOMOGRAPHIE (LINKS); CAD-DATEN EINES EAGLE-LAYOUTS (RECHTS).....	32
BILD 23:	ABLAUF DER STROMIDENTIFIZIERUNGSMETHODE.....	32
BILD 24:	STÖREINFLÜSSE BEI DER ANTENNENMESSUNGEN (LINKS); E_z AUS MOM-SIMULATION EINER EINFACHEN STRUKTUR MIT VERSCHIEDENEN MESSUMGEBUNGEN IM VERGLEICH EINER ANTENNENMESSUNG AN EINEM BEOBACHTUNGSPUNKT IN 1.5 M ENTFERNUNG (RECHTS)	33
BILD 25:	BERECHNUNG DER ÜBERTRAGUNGSFUNKTION ZWISCHEN ANTENNENSpannung UND STRÖMEN VON HERTZSCHEN DIPOLEN	34
BILD 26:	QUELLEN FÜR HORIZONTALE UND VERTIKALE STRÖME (LINKS); APPROXIMATION DER QUELLEN MIT HERTZSCHEN DIPOLEN (RECHTS)	35
BILD 27:	BESTIMMUNG DES MESSBEREICHES ZUR APPROXIMATION DER QUELLEN MIT HERTZSCHEN DIPOLEN; MONOPOL (LINKS); DIPOL (RECHTS).....	35
BILD 28:	ABLAUF DES VORGESTELLTEN KORREKTURVERFAHRENS	36
BILD 29:	MEHRLEITERSYSTEM UND DAS SUBSTITUIERTE EINZELLEITERMODELL MIT COMMON-MODE STROM	37
BILD 30:	COMMON-MODE STROM MESSSYSTEM	39
BILD 31:	MULTI-DIPOL MODELL ZUR BERECHNUNG DER ABSTRAHLUNG VON KABELBÜNDELN	40
BILD 32:	APPROXIMATION DER ENDLICHEN MASSEFLÄCHE	41
BILD 33:	KORREKTURFUNKTIONEN DER VERTIKALEN UND HORIZONTALEN POLARISATION	42
BILD 34:	PROZESS DER ALTERNATIVEN METHODEN FÜR DIE VORHERSAGE DER FELD-EMISSION MIT MODELLKORREKTUR	42
BILD 35:	SCHALTPLAN DES DEMONSTRATOR-PCB	43
BILD 36:	(LINKS) OBERSEITE OSZILLATOR-PCB (1: EINGANGSSIGNAL; 2: LEITERBAHN; 3: ABSCHLUSSIMPEDANZ); (RECHTS) UNTERSEITE OSZILLATOR-PCB (1:EINGANGSSpannung; 2: OSZILLATOR, 3: CLOCK BUFFER; 4: DÄMPFUNGSGLIED; 5: DÄMPFUNGSGLIED; 6: TESTSIGNAL; 7:	

	REFERENZSIGNAL)	43
BILD 37:	DEMONSTRATOR-PCB IN METALLBLOCK ZUR MASSEANBINDUNG	44
BILD 38:	S11-PARAMETER MESSUNG (LINKS), MOM-SIMULATIONSMODELL (RECHTS).....	44
BILD 39:	ERGEBNIS DER MODELLANPASSUNG; S11-AMPLITUDE (LINKS); S11-PHASE (RECHTS)	45
BILD 40:	SENSITIVITÄTSANALYSE DER MINIMALSTRÖME NACH CISPR-25 GRENZWERTEN	45
BILD 41:	SENSITIVITÄTSANALYSE DER MINIMALSTRÖME NACH CISPR-25 GRENZWERTEN	46
BILD 42:	KONFIGURATION DES PCB (LINKS); BILD DES SCANS (RECHTS).....	46
BILD 43:	BERECHNETE MAGNETISCHE NAHFELDER (IN DER SCAN-EBENE) IM VERGLEICH ZUM SIMULIERTEN NAHFELD	47
BILD 44:	STROMAMPLITUDEN (OBEN) UND -PHASEN (UNTEN) DER VERSCHIEDENEN MODELLE IM VERGLEICH ZUM MOM-STROM	48
BILD 45:	STROMAMPLITUDEN (LINKS) UND -PHASEN (RECHTS) DER VERSCHIEDENEN MODELLE IM VERGLEICH ZUM REALEN LEITERBAHNSTROM.....	48
BILD 46:	TESTSTRUKTUR (LINKS); SKIZZE TESTSTRUKTUR (RECHTS).....	49
BILD 47:	ANTENNENMESSUNG IN REALER MESSUMGEBUNG; MONOPOL (LINKS); DIPOL (RECHTS).....	49
BILD 48:	NAHFELD-SCAN DES MAGNETISCHEN FELDES OBERHALB DER LEITERPLATTE MIT TESTSTRUKTUR (HIER BEI 420 MHZ)	50
BILD 49:	VERGLEICH DER RESULTIERENDEN ANTENNENSINNUNGEN (VERTIKALE FELDPOLARISATION).....	51
BILD 50:	VERGLEICH DER RESULTIERENDEN ANTENNENSINNUNGEN (HORIZONTALE FELDPOLARISATION) .	51
BILD 51:	VERGLEICH DER GEMESSENEN NAHFELDDATEN MIT DEM SIMULATIONSMODELL	52
BILD 52:	CHARAKTERISTIK DER TRANSFER-IMPEDANZ (Z_T) IM FREQUENZBEREICH	54
BILD 53:	MODELL DES ABGESCHIRMTE HV-KABELS	55
BILD 54:	BERECHNUNG DER INDUKTIVITÄTEN UND KAPAZITÄTEN	55
BILD 55:	ERSATZSCHALTBILD VON LIM, GPM UND TRIAXIAL-VERFAHREN (LINKS) UND MESSAUFBAU DER GPM FÜR EIN HV-KABEL UND HV-KABEL-STECKER-SYSTEM (RECHTS)	56
BILD 56:	MESSAUFBAU FÜR SCHIRMUNGSANALYSE (ANTENNE; CVP & CP).....	57
BILD 57:	KORRELATION MESSAUFBAU - GPM, CVP UND ANTENNEN-MESSMETHODEN	58
BILD 58:	VERGLEICH ZWISCHEN PARALLELDRAHT-VERFAHREN - TRIAXIAL-VERFAHREN UND GPM FÜR HV- KABEL (OBEN) UND HV-KABEL-STECKER-SYSTEM (UNTEN)	60
BILD 59:	MESSERGEBNISSE ANTENNENMETHODE: VERGLEICH ZWISCHEN UNTERSCHIEDLICHEN DUT	61
BILD 60:	KORRELATION MESSERGEBNIS: GPM, CVP UND ANTENNEN-MESSMETHODEN	62
BILD 61:	AUSWIRKUNGEN AUF Z_T DURCH PARAMETERVARIATIONEN	63
BILD 62:	VERGLEICH DER GEMESSENEN UND ANGENOMMENEN Z_T	64
BILD 63:	VERGLEICH AUFBAU DER STECKERSYSTEME	65
BILD 64:	AUFBAU IDEALER (DUMMY) STECKERBOX - MÖGLICHT WENIG ANSCHLÜSSE	65
BILD 65:	VERGLEICH VON Z_T FÜR UNTERSCHIEDLICHE HV-KABEL-STECKER SYSTEME	66
BILD 66:	MESSAUFBAU FÜR Z_{IN} MESSUNGEN	67
BILD 67:	IMPEDANZÄNDERUNG NACH HINZUFÜGEN DER STECKVERBINDER	67
BILD 68:	MESSAUFBAU ZUR AKTIVEN ABSCHIRMUNG ZEIGEN	68
BILD 69:	VERGLEICH ZWISCHEN KOMPENSATIONSSIGNAL UND EINGANGSSIGNAL (AMPLITUDE UND PHASE)	68
BILD 70:	VERGLEICH VON STANDARD-ABSCHIRMUNG UND AKTIVER ABSCHIRMUNG	69
BILD 71:	CHARAKTERISIERUNG UND ROBUSTHEITSBEWERTUNG VON AKTIVEN ABSCHIRMUNGEN	69
BILD 72:	AUSWIRKUNGEN AUF DAS KOMPENSATIONSSIGNAL DURCH DIE ÄNDERUNG DER ANTENNENPOSITION.....	70
BILD 73:	SIMULATIONSETUP ZUSAMMENGESTELLT AUS EINZELNEN MODELLEN	71
BILD 74:	ALLGEMEINE <i>WHOLE-CHIP</i> -ESD-SCHUTZSTRUKTUR FÜR EINE INTEGRIERTE SCHALTUNG (A) MIT TYPISCHEN ESD-SCHUTZELEMENTEN (B)	72
BILD 75:	ESD-ENTWURFSFENSTER.....	73
BILD 76:	ZWEISTUFIGE ESD-SCHUTZSCHALTUNG (π -NETZWERK) FÜR IC-EINGANG	74
BILD 77:	EINSCHALTEFFEKTE IN FORM EINES SPANNUNGSÜBERSCHWINGERS BEI EINEM MLV (BLAU) UND EINEM TVS (GRÜN) FÜR EINE 100 V TLP ENTLADUNG MIT 1.1 NS ANSTIEGSZEIT.	76
BILD 78:	TLP MESSAUFBAU ZUR CHARAKTERISIERUNG DES HOCHSPANNUNG-/ HOCHSTROM-VERHALTENS .	77
BILD 79:	TLP PLATINE FÜR MIKROCONTROLLER MIT MÖGLICHT SEPARATER UNTERSUCHUNG DER EINZELNEN ESD STROMPFADE UND TLP PLATINE FÜR SCHUTZELEMENTE.	77
BILD 80:	IV-KENNLINIEN FÜR EINE TVS DIODE UND EINEN MLV.....	78
BILD 81:	ON-CHIP STROMPFADE IN EINEM MIKROCONTROLLER	79

BILD 82:	GEMESSENE IV-KENNLINIEN VON EINZELNEN STROMPFADEN	79
BILD 83:	CHARAKTERISIERTE ESD SCHUTZSTRUKTUR DES μ C	80
BILD 84:	MESSABLAUF DER QV-KENNLINIEN MIT DEM TLP; DIE LADESPANNUNG DES TLP STEIGT VON PULS 1 ZU PULS 3 AN (LINKS); GEMESSENE UND APPROXIMIERTE QV-KENNLINIE FÜR EINEN 4.7 NF/100 V/0603/X7R VIELSCHICHT KERAMIKKONDENSATOR (RECHTS)	80
BILD 85:	PLATINEN MIT MÖGLICHKEIT EINER FUNKTIONSÜBERPRÜFUNG FÜR DEN μ C	81
BILD 86:	CHARAKTERISIERUNGSPROZESS DES HOCHSTROMVERHALTENS MIT DETEKTION DER ESD-ZERSTÖRFESTIGKEIT	82
BILD 87:	FEHLER MUSTER NACH DER KRITISCHEN 100 NS 550 V TLP ENTLADUNG ZWISCHEN I/O-PIN (P) UND VSSP (G)	82
BILD 88:	GEMESSENE SPANNUNGSVERLÄUFE AN EINEM 4.7 NF MLCC (LINKS); VERÄNDERUNG DER EINGANGSKENNLINIE AUSGEWERTET AM LECKSTROM BEI 50 V (RECHTS).....	83
BILD 89:	DEGRADATION DER KAPAZITÄT (OBEN) UND DES ISOLATIONSWIDERSTANDES (UNTEN) EINES 4.7NF; X7R; 0603 KONDENSATORS INFOLGE WIEDERHOLTER ESD BELASTUNG.....	84
BILD 90:	GEMESSENE IMPEDANZ DES MLV BEI VERSCHIEDENEN DC-VORSPANNUNGEN (LINKS); PLATINE ZUR UNTERSUCHUNG DER IMPEDANZ DES MLV(RECHTS)	85
BILD 91:	SIMULATIONSMODELL DER IV-KENNLINIE FÜR EINEN MIKROCONTROLLER-PIN OHNE SNAPBACK....	86
BILD 92:	SIMULATIONSMODELL DER IV-KENNLINIE EINES MIKROCONTROLLER-PINS MIT SNAPBACK	87
BILD 93:	SIMULATIONSMODELL DER IV-KENNLINIE FÜR EINEN MLV.....	87
BILD 94:	VERGLEICH DER GEMESSENEN UND APPROXIMIERTEN QV-KENNLINIE (LINKS) UND CV-KENNLINIE (RECHTS).....	88
BILD 95:	SIMULATIONSMODELL FÜR EINEN MLCC.....	88
BILD 96:	VERGLEICH ZWISCHEN SIMULIERTEN UND GEMESSENEN VERLÄUFEN FÜR 800 V TLP PULS.....	89
BILD 97:	APPROXIMATION DER MESSERGEBNISSE MIT DEM VORGESTELLTEN MODELL (LINKS); MLV MODELL MIT BERÜCKSICHTIGUNG DER HOCHFREQUENZ; EINSCHALTNETZWERK UND DER IV-KENNLINIE (RECHTS).....	90
BILD 98:	KAPAZITÄT EINES VARISTORS IN ABHÄNGIGKEIT DER VORSPANNUNG	90
BILD 99:	EINSCHALTELEMENTE ALS FUNKTIONEN DES MLV-STROMES	91
BILD 100:	VERGLEICH ZWISCHEN SIMULATION MIT DEM ENTWICKELTEN (ROT) UND EINFACHEN (GRÜN) MODELLEN UND MESSUNG BEI EINER 100 V TLP ENTLADUNG. SPANNUNG (LINKS); STROM (RECHTS)	91
BILD 101:	MESS- UND SIMULATIONSSETUP FÜR IEC ESD ENTLADUNG	92
BILD 102:	VERGLEICH ZWISCHEN SIMULIERTEN UND GEMESSENEN VERLÄUFEN FÜR EINE 8 KV IEC ESD ENTLADUNG	93
BILD 103:	MESS- UND SIMULATIONSSETUP FÜR UNTERSUCHUNGEN MIT IEC ESD GENERATOR (RECHTS); VERGLEICH ZWISCHEN SIMULATION MIT DEM ENTWICKELTEN (ROT) UND EINFACHEN (GRÜN) MODELLEN UND MESSUNG BEI EINER 1 KV IEC ESD ENTLADUNG (LINKS)	93
BILD 104:	KRITISCHER ESD-STROM BEI 5,5 KV AUF DEN μ C (LINKS); SIMULIERTE UND GEMESSENE KRITISCHE ESD-GENERATOR-SPANNUNG MIT VERGLEICH VON AUSFALLENDETEKTIONSMETHODEN (RECHTS)	94
BILD 105:	BCI UND ANTENNENPRÜFUNG	95
BILD 106:	ÄQUIVALENTE HF-QUELLE (OBEN), DIREKTE EINSPEISUNG DER VORWÄRTSLEISTUNG IN DUT(UNTEN-LINKS), BETRACHTUNG DER PCB TRANSFERFUNKTION(UNTEN-RECHTS)	96
BILD 107:	AMPLITUDE DER STÖRSPANNUNG AM EINGANG DES DUTS IN EINEM BCI AUFBAU MIT 30 DBM EINGANGSLEISTUNG UND IN EINEM VEREINFACHTEN DPI-AUFBAU.....	97
BILD 108:	VEREINFACHUNG DES BCI-MODELLS FÜR DIE GRUNDUNTERSUCHUNG	98
BILD 109:	VERGLEICH BCI-MODELLE BIS 500 MHZ	98
BILD 110:	ERSTELLUNG EINES DREITORDATENSATZES MITTELS DEEMBEDDING-VERFAHREN	99
BILD 111:	VERIFIKATION DES ERSTELLTEN BCI-EINKOPPLUNGSMODELLS	99
BILD 112:	STROMVERLÄUFE FÜR VERSCHIEDENE ABSCHLUSSWIDERSTANDSKOMBINATIONEN (GRÜN UND BLAU) VERURSACHT DURCH EINE EINFALLENDE EBENE WELLE (VERTIKALE POLARISATION)	100
BILD 113:	DIE STRUKTUR DER STÖRFESTIGKEITSPRÜFUNG NACH ISO 11452-2.....	101
BILD 114:	VERIFIZIERUNG DES BCI-MESSAUFBAUMODELLS DURCH DIE DIREKTE MESSUNG DER EINGEKOPPELTEN STRÖME IN DEM TATSÄCHLICHEN AUFBAU	101
BILD 115:	VERGLEICH ZWISCHEN MESSUNG UND SIMULATION DER EINGEKOPPELTEN STÖRSTRÖME BEI EINEM AUFBAU NACH ISO 11452-4	102
BILD 116:	VERIFIZIERUNG DES ALSE-MESSAUFBAUMODELLS DURCH DIE DIREKTE MESSUNG DER	

	EINGEKOPPELTEN STÖRSTRÖME IN DEM TATSÄCHLICHEN AUFBAU	102
BILD 117:	VERGLEICH ZWISCHEN MESSUNG UND SIMULATION DER EINGEKOPPELTEN STÖRSTRÖME BEI EINEM AUFBAU NACH ISO 11452-2	103
BILD 118:	STRUKTUR DES MESSAUFBAUS AUF DER BASIS VON SINGLE-PROBE-VERFAHREN (LINKS); KALIBRATIONS-STRUKTUR (RECHTS)	104
BILD 119:	STRUKTUR DES MESSAUFBAUS AUF DER BASIS VON DUAL-PROBE-VERFAHREN (LINKS); KALIBRATIONSSTRUKTUR (RECHTS)	104
BILD 120:	STRUKTUR DES MESSAUFBAUS AUF DER BASIS VON CURRENT-DISTRIBUTION MEASUREMENT-VERFAHREN	105
BILD 121:	VERGLEICH ZWISCHEN VERSCHIEDENEN VERFAHREN FÜR DIE BESTIMMUNG VON GLEICHTAKTIMPEDANZ	105
BILD 122:	ITERATIVES VERFAHREN ZUR ERMITTLUNG DER GESUCHTEN BCI-PARAMETER	106
BILD 123:	SUCHE IM AUSSCHNITT MIT DER GERINGSTEN ABWEICHUNG- BF (POSITION-SPANNUNG)	107
BILD 124:	SYSTEMMATRIX ZUR BESTIMMUNG DER EINGEKOPPELTEN STÖRSTRÖME AM DUT- EINGANG	107
BILD 125:	VERFAHREN ZUR NUMMERISCHEN LÖSUNG DES GLEICHUNGSSYSTEM	108
BILD 126:	VERIFIKATION VERSCHIEDENER IMPEDANZVERHÄLTNISSE (10 – 3 – 108)(ABWEICHUNG %)	108

1. Kurze Darstellung

1.1 Aufgabenstellung Technische Universität Dortmund

Die TU Dortmund hat sich im Projekt einige Hauptziele gesetzt. Zum einen sollten Methoden zur Modellierung und Simulation der geschirmten HV-Kabel und Stecker entwickelt werden. Flankiert werden sollte die Simulation durch eine regelbasierte EV-EMV-Entwicklung, die in den ersten Konzeptphasen bereits wichtige Hinweise liefern kann. Dazu können auch vorhandene Experten-Systeme erweitert werden. Ein weiteres wichtiges Ziel waren Nahfeldmess- bzw. Feldscanverfahren im Zeit- und Frequenzbereich für Kabelbündel und PCB für die Systemcharakterisierung und Simulation. Zudem sollten Störfestigkeitssimulationen für Sensoren entwickelt und bessere Prüfverfahren für die Störfestigkeit erforscht werden. Hierbei zeigte sich, dass die schlechte Korrelation der vorhandenen Messverfahren eine sinnvolle Weiterarbeit nicht möglich macht, was zur Erweiterung dieses Ziels führte, nämlich die Verbesserung der Korrelation durch Charakterisierungsmessungen. Die Analyse von Verkabelungsarchitekturen und Karosseriematerialien für EV waren eine weitere Aufgabe. Die EMV-Normung und Ausbildung sollte auch durch die Projektergebnisse beeinflusst werden.

Im Laufe des Projekts stellte sich eine Aufteilung der Aufgaben der TU Dortmund in vier Teilbereiche als sinnvoll heraus:

- Nahfeldmessungen zur Identifikation von Fernfeldern und Ursachen für Störungen
- Analyse der Eigenschaften von HV-Kabeln und Steckersystemen
- Analyse der Pulsfestigkeit von IC-Strukturen und passiven Bauelementen
- Verbesserung der Korrelation zwischen verschiedenen Störfestigkeitsprüfverfahren.

Zur besseren Lesbarkeit werden die Aufgaben und Ergebnisse in diesem Bericht zunächst getrennt dargestellt und Querverbindungen werden in den Einzeldarstellungen erläutert.

1.1.1 Nahfeldmessungen zur Identifikation von Fernfeldern und Ursachen für Störungen

Um EMR-Anforderungen von Systemen quantifizieren und auszutauschen zu können, müssen allgemeine Messmethoden eingeführt werden. Es wurden in der Vergangenheit Studien zu Nahfeld-Scannersystemen (NFS) durchgeführt. Diese Systeme weisen ein großes Potential auf, um viele Anforderungen aus der täglichen Messpraxis erfüllen zu können. Auf den durch die Nahfeldmessung gewonnenen Daten basierte Verfahren können die Emissionen von elektronischen Steuereinheiten viel besser beschreiben, als die gegenwärtig genutzten standardisierten EMR-Methoden. Um wettbewerbsfähige Elektrofahrzeuge zu entwickeln werden diese Verfahren unbedingt notwendig sein. Neben der Eingrenzung der Störquellen erlauben sie die Erstellung von elektromagnetischen Verhaltensmodellen.

Auf Grundlage dieser Modelle kann eine Berechnung des abgestrahlten EM-Feldes im Nah- und Fernbereich durchgeführt werden. Es werden neue zeit- und frequenzbereichsbasierte Methoden untersucht, um insbesondere das EMR-Verhalten von Steuergeräten und den verbindenden Kabelbündeln besser beschreiben zu können. Der Hauptfokus wird auf den Themen Phasenmessung und Rekonstruktion, der Erstellung von Abstrahlmodellen und der Messdatenkorrektur liegen. Es werden unter anderem Mehrkanalmessungen im Zeitbereich eingesetzt; damit ist eine erhebliche Beschleunigung des Scan-Vorgangs möglich. Um genaue Ergebnisse zu erhalten, werden unterschiedliche Verfahren zur Signal-Vorverarbeitung analysiert und weiterentwickelt. Auf der Basis der Scanner-Daten und erstellten Modelle können dann Methoden zur Makromodellierung für nachfolgende Systemsimulationen entwickelt werden. Im Einzelnen sind folgende Aufgaben zu erfüllen:

- Nahfeldscanner werden im Hinblick auf beschleunigte Messzeiten optimiert. Ein wesentlicher Schwerpunkt liegt in der Verwendung von Zeitbereichsverfahren.
- Entwicklung eines speziellen Scansystems für PCBs und Kabelbündel.
- Grundsatzuntersuchungen an EV-Komponenten und Kabeln mit Zeitbereichsmessverfahren.
- Methoden zur Identifizierung der Stromverteilung von Kabelbündeln, mit besonderem Augenmerk auf die Phasenrekonstruktion werden entwickelt.
- Methoden zur Identifizierung von dominanten Strompfaden auf PCBs, unter Beachtung der physikalischen Gegebenheiten, werden entwickelt.
- Verfahren zur effizienten und genauen Fernfeldrekonstruktion von PCBs und Kabelbündeln.
- Modellierung von Störaussendungsscanverfahren.
- Entwicklung von Methoden zur Korrektur von Messdaten mit Berücksichtigung der Messumgebung (Reflexion und Absorption).
- Analyse und Verifikation der Methoden anhand von Demonstratoren in Simulation und Messung.

1.1.2 Analyse der Schirmungseigenschaften von HV-Kabel und HV-Kabel-Stecker-Systemen für elektrische Fahrzeuge

Üblicherweise werden Transferimpedanz-Messungen von HV-Kabeln und HV-Kabel-Stecker-Systemen mit dem Paralleldraht- (LIM) bzw. dem Triaxial-Verfahren durchgeführt. In Anbetracht der Limitierungen beider Verfahren wurde eine weitere Methode *Ground Plate Method* (GPM) entwickelt, die es ohne großen Aufwand ermöglicht, die Transferimpedanz von HV-Kabeln und HV-Kabel-Stecker-Systemen messtechnisch zu ermitteln. Messergebnisse zeigen, dass die Anwesenheit eines HV-Steckers in einem HV-Kabel-Stecker-System zu einem Anstieg von Z_T bereits im unteren Frequenzbereich führt. Aus den Ergebnissen kann geschlossen werden, dass bei Frequenzen über 20 MHz die HV-Stecker in einem System die Schirmeffektivität stark reduzieren, im Vergleich zum HV-Kabel ohne Stecker. Die Ergebnisse im Niederfrequenzbereich wurden mit Hilfe von Messungen des DC-Widerstandes und einer analytischen Berechnung diskutiert.

Der Vergleich zeigte geringe Fehler bei den NWA-Messungen. Die vorgestellte GPM liefert ähnliche Ergebnisse wie die standardisierten Messverfahren, sowohl für HV-Kabel als auch für HV-Kabel-Stecker-Systeme für 10 kHz bis 100 MHz. Der Vorteil besteht darin, dass durch dieses Verfahren die die Transferimpedanzen von HV-Kabeln und HV-Stecker-Systemen gemessen werden können. Simulationsmodelle für HV-Kabel und HV-Kabel-Stecker Systeme, durch die Kombination von Transferimpedanz (Z_T)-Modellen und Leitungs-Theorie-Modellen, sollen entwickelt werden.

Die Korrelation zwischen Z_T (von GPM) und E-Feld (von Antennen Messmethoden) mit CVP wurde verbessert. Entwicklung neuer Methoden zur Messung der Transferimpedanz Z_T mittels Capacitive Voltage Probe (CVP).

Folgende Ziele sollen im Rahmen des Projektes erreicht werden:

- Entwicklung von alternativen Messmethoden zur Transfer Impedanz (Z_T) Messung
- Untersuchung und Vergleich zwischen Paralleldraht-Verfahren, Triaxial-Verfahren und GPM für HV-Kabel und HV-Kabel-Stecker-System.
- Vergleich der gemessenen und angenommenen Z_T
- Vergleich von Z_T für unterschiedliche HV-Kabel-Stecker Systemen
- Messergebnisse der Antennenmethode von HV-Kabel und HV-Kabel-Stecker Systemen werden vorgestellt
- Entwicklung von Messmethoden zur Transferimpedanz via CVP-Messung.
- Korrelation von Messaufbau und Messergebnis: GPM, CVP und Antennen-Messmethoden.
- Untersuchung der Wirkung von Parametervariationen von Z_T
- Abschirmungs-Design für HV-Kabel wird verbessert (neue Konzepte für Kabel)
- Prüfung der Konzepte der aktiven Abschirmung.

1.1.3 Analyse der Pulsfestigkeit von IC-Strukturen und passiven Bauelementen

Die Störfestigkeitsanalyse von Systemen in Hybrid- und Elektrofahrzeugen ist ein wichtiger Punkt um den hohen Anspruch an die elektromagnetische Zuverlässigkeit zu erfüllen. Kabelgebundene transiente Überspannungen wie Elektrostatische Entladungen (ESD) gehören zu sehr gefährlichen Störquellen. Eine Entladung von Mensch oder Werkzeug kann empfindliche IC-pins stören und im schlimmsten Fall das gesamte System außer Betrieb setzen. Besonders in Hybrid- und Elektrofahrzeugen, ist ESD aufgrund der großen Anzahl von sicherheitsrelevanten Komponenten ein ernstzunehmendes Problem. Durch das beantragte Projekt wird auch die Voraussetzung geschaffen, die Grenzen der Miniaturisierung von Mikrocontroller Systemen zu überwinden, die zurzeit in erheblichem Maße durch die Filterbauelemente für elektromagnetische Störungen gesetzt werden.

Mikrocontroller zur Ansteuerung und Regelung der Treiberstufen erfreuen sich eines verbreiteten Einsatzes in leistungselektronischen Systemen. Im Vergleich zu der ESD Festigkeit von einem Mikrocontroller auf IC Ebene wird eine Mikrocontrollerschaltung härteren System ESD Pulsen ausgesetzt.

Geeignete Schutznetzwerke aus passiven Bauelementen gegen transiente Pulse werden im Rahmen von EM4EM erarbeitet. Der wissenschaftliche Stand zu Beginn des Vorhabens wird in einer theoretischen Analyse diskreter Schaltungen zum Schutz vor Hochspannungs- und Hochstrom-Schaltpulsen und der on-chip Schutzstrukturen erfasst. Mikrocontroller Schaltungen werden bezüglich der Relevanz von Schaltungsblöcken und Koppelpfaden für die Pulsfestigkeit analysiert. Geeignete Messtechnik zur systematischen Charakterisierung des Überspannungs- und des Hochfrequenzverhaltens von Schutzelementen und Mikrocontrollern wird aufgebaut. Geeignete Modellierungsmethoden werden vorgestellt. Die Messergebnisse werden zur Parametrierung von Simulationsmodellen verwendet. Die Pulstests auf IC- und System-Ebene werden korreliert. Simulationsbasierte Untersuchungen werden durchgeführt. Folgende Ziele sollen im Rahmen des Projektes erreicht werden:

- Lebensdauer und Alterung elektronischer Komponenten werden untersucht sowie neue Testmethoden und Standardisierungsvorschläge werden erarbeitet
- Mikrocontroller Schaltungsanalyse bezüglich der Relevanz von Schaltungsblöcken und Koppelpfaden für die Pulsfestigkeit
- Messtechnik und IC-Daten sind vorhanden
- Modellierungsmethoden und erste Modelle liegen vor
- Methoden werden für das Design der System-in-Package-Demonstratoren (ICs plus passive Komponenten) verwendet und die ESD-Festigkeit ist erhöht
- Ergänzung einer simulationsbasierten ESD-Testmethode um Gehäuseeigenschaften, um die ESD-Zerstörfestigkeit eines Gesamtsystems beurteilen zu können
- Übersetzung von Pulstests von der Systemebene auf IC-Ebene
- Korrelation IC- und Systemebene für Pulstests ist bekannt.

1.1.4 Verbesserung der Korrelation zwischen verschiedenen Störfestigkeitsprüfverfahren

IC und Komponenten werden gegenwärtig nach spezifischen Methoden und festgelegten Grenzwerten entworfen und getestet. Auf IC-Ebene werden z.B. μ TEM und DPI-Tests durchgeführt, während auf Komponentenebene beispielsweise mittels Antennen oder BCI entsprechende Störsignale eingepreßt werden. Die Unterschiede in der Geometrie und auch zwischen den Testmethoden können zu unterschiedlichen Einkopplungen führen und dadurch zuverlässige EMR-Entwürfe erheblich erschweren. Um dies zu vermeiden und das EMR-Verhalten auf Systemebene sicherzustellen, werden Grenzwerte auf Systemebene vorgegeben. Diese Vorgehensweise führt jedoch zu kostenintensiven Entwurfsmaßnahmen auf diesen Systemebenen und kann bei Systemen mit steigender elektronischer Funktionalität und sensibleren Bauelementen, aufgrund erhöhter Genauigkeitsanforderungen, nicht angewendet werden. Aus diesem Grund ist eine bessere Übereinstimmung zwischen den EMR-Entwurfsmethoden auf allen Ebenen notwendig. Dies erfolgt durch die Realisierung eines konsistenten physikalischen Modellierungs- und Validierungskonzepts, das auf der Analyse der Einkopplung von den Störquellen innerhalb virtueller Simulationsumgebungen für Testaufbauten basiert.

Deshalb muss die Verbesserung von Simulationsmodellen und die Übereinstimmung mit Messungen so eingeführt werden, dass die EMR-Simulationen klare Aussagen auf

Systemebenen liefern. Dafür muss ein Testaufbau untersucht werden, der die EMR-Testmethoden repräsentiert. In einem ersten Schritt werden Simulationen und Messungen bestehender Systeme genutzt, um die Simulation anzupassen.

- Modelle für BCI-Setup und die Testantennen werden entwickelt und für die Schaltkreis- und Feldsimulation genutzt. Die Spannungs-/Stromabhängigkeit muss berücksichtigt werden
- Einfache und genaue Verhaltensmodelle zur Fehlerermittlung werden erstellt. Dazu kommen Methoden, um die gesuchten Modellparameter anhand von Messungen zu erfassen
- Basierend auf Demonstrationsbauelementen werden die Methoden validiert und wenn notwendig verbessert
- Aufbau von Messtechnik zur systematischen Charakterisierung und Durchführung von Messungen
- Die Störfestigkeit typischer Kommunikationssysteme wie CAN oder FlexRay sowie einiger Sensoren soll für EV-Anwendungen modelliert werden.

1.2 Wissenschaftlicher und technischer Stand

Wie oben schon beschrieben wurden die verschiedenen Aufgaben im Teilprojekt der TU Dortmund systematisch in Themengebiete aufgeteilt, die hier ausführlich beschrieben werden.

1.2.1 Nahfeldmessungen zur Identifikation von Fernfeldern und Ursachen für Störungen

Die Abstrahlmodelle von PCBs können in zwei Kategorien unterteilt werden. Hier gibt es zum einen die auf Feldamplituden basierenden Modelle. Da mit steigender Frequenz die Messfehler oft vor allem bei der Phasenmessung auftreten, existieren Methoden welche versuchen die Phaseninformation mathematisch zu ermitteln [64], [65]. Andere Verfahren identifizieren die äquivalenten Ströme ohne Beachtung der Phasen [66], [67], [68], [69]. Diese Methoden verwenden meist Optimierungsalgorithmen, bei denen die örtliche Verteilung, Orientierung, Amplitude und Phase der Ströme variiert werden, bis die gemessene Nahfeldverteilung und die des Modells gleich sind. Obwohl diese Modelle teilweise gute Ergebnisse erzielen, unterliegen sie dem Problem der möglichen Konvergenz in Richtung lokaler Minima. Diese Verfahren bedürfen außerdem oftmals einer langen Rechenzeit. Die andere Kategorie von Modellen beruht auf komplexen Nahfelddaten, in Amplitude und Phase. Hierbei wird das inverse Problem durch ein lineares Gleichungssystem beschrieben und gelöst. Messfehler und eine schlechte Kondition des Problems führen oft zu schlechten Resultaten und einem falschen Modell. Die existierenden Methoden müssen erweitert und angepasst werden, um physikalisch korrekte und stabile Abstrahlmodelle zu erzeugen.

In der Vergangenheit wurden verschiedene Methoden zur Erzeugung von Kabelbündelmodellen veröffentlicht. Ein Verfahren basiert auf der Transferfunktion zwischen den Common-Mode Strömen eines Bündels und der Antennenspannung [70]. Für die für die Abstrahlung wichtige Phasenverschiebung wurde lediglich eine grob approximierete Funktion angesetzt. Diese führt vor allem bei hohen Frequenzen zu Abweichungen. Des Weiteren werden die nicht zu vernachlässigenden vertikalen Ströme vom Kabel zur Massefläche nicht beachtet. Es besteht auch die Möglichkeit mittels Leitungstheorie und

den Koppelleffekten vom Kabel zur Antenne, unter Verwendung konzentrierter Kapazitäten, ein Modell zu erzeugen. Basierend auf diesen Kapazitäten kann die Antennenspannung bestimmt werden. Auch hier kommt es zu Abweichungen bei höheren Frequenzen. Andere Methoden nutzen komplexe numerische Berechnungen. In [71] wurde ein komplexes Modell einer Mehrfachleitung in ein vereinfachtes Mehrfachleitungsmodell reduziert. Dies benötigt jedoch detaillierte Kenntnis über die geometrischen Parameter und die Abschlussimpedanzen, welche oftmals nicht verfügbar sind.

1.2.2 Analyse der Eigenschaften von HV-Kabeln und Steckersystemen

In Elektro- und Hybrid-Elektrofahrzeuge werden verschiedene Arten von Kabel und Stecker verwendet. Wichtig ist die Schirmungseigenschaften von unterschiedlichen HV-Kabeln und Steckern miteinander zu vergleichen. Problem hierbei ist die Nutzung der bestehenden Messmethoden.

Das Triaxial-Verfahren ist ein standardisiertes Messverfahren. Die Transferimpedanzmessung (Z_T) mit nicht angepasster Terminierung ist nur möglich bei niedrigen Frequenzen.

Verschiedene Formen und das große Volumen von Steckern führen bei der Messung zu Problemen. Weiterhin existiert das ebenfalls standardisierte Paralleldrahtverfahren, welches gute Ergebnisse bei unterschiedlichen Kabeln erzielt. Es kann in jedem Fall der gleiche Messaufbau für Kabel und Kabel-Stecker-Systeme verwendet werden. Es führt jedoch bei nicht symmetrischen Steckern zu Problemen, weil die Messergebnisse bei nicht symmetrischen Steckern (oder auch Kabeln), für unterschiedliche Positionen des parallelen Drahts, variieren. Alternative Messmethoden sind notwendig, da die aktuellen Messverfahren nur begrenzt einsetzbar sind.

Probleme in den bestehenden Messmethoden sind, dass (1) die Verfahren auch zur Gesamtanalyse der Schirmungseigenschaften von HV-Kabeln und HV-Kabel-Stecker-Systemen benötigt werden und (2) Ergebnisse der Z_T schwer, z.B. mit Antennen-Messmethoden, zu korrelieren sind. Verbesserte Simulationsmodelle für HV-Kabel-Stecker-Systeme sind notwendig für die EMV-Verbesserungen und Korrelation der Transferimpedanz Z_T und den Ergebnissen aus den Antennenmessungen (CISPR-25).

1.2.3 Analyse der Pulsfestigkeit von IC-Strukturen und passiven Bauelementen

Besonders die leistungselektronischen Komponenten in Elektrofahrzeugen sind kritische Quellen für Pulsstörungen. Während in industriellen Anlagen schon seit mehreren Jahren durch Leistungselektronik elektrische Antriebe angesteuert werden, ist dies im Fahrzeugbereich relativ neu. Die Anforderungen für industrielle Anlagen hinsichtlich der Störaussendung sind mit denen von Fahrzeugen nicht zu vergleichen. Im Fahrzeug kommen hochempfindliche kommunikationstechnische Systeme auf engstem Raum mit leistungselektronischen Komponenten zusammen. Dies erfordert sehr wirksame Schutzkonzepte. Neben den Pulsstörungen der Leistungselektronik sind auch Störungen durch elektrostatische Entladungen oder Schalthandlungen zu befürchten. Neben Kondensatoren und Ferrite kommen nichtlineare Bauelemente wie Dioden, Varistoren oder auch funkenstreckenbasierte Komponenten infrage. Für die optimale Auslegung von Schutzkonzepten und den sicheren Nachweis der Wirksamkeit ist eine Simulation unbedingt erforderlich. Hierfür sind wiederum leistungsfähige und genaue Modelle notwendig. Diese Problemstellung ist schon seit vielen Jahren Thema der EMV-Forschung. So gibt es aufgrund der Bedeutung in der Halbleiterindustrie besonders für Dioden sehr

leistungsfähige Modelle. Damit kann fast eine beliebige Genauigkeit erreicht werden. Leider ist die Modellkomplexität aber dann so hoch, dass diese Modelle nur noch durch die Hersteller parametrisiert werden können, was diese aufgrund des Aufwands meist nicht leisten können. Auch ist die Simulationsstabilität gerade in größeren Systemkonfigurationen meist nicht mehr gegeben. Hier waren dringend neue Modelle notwendig. Im Bereich der Varistoren waren zu Beginn des Projekts nur Modelle verfügbar, welche das statische Verhalten recht gut nachbilden können, aber beim dynamischen Verhalten versagt haben. Hier war es notwendig, bestimmte Mechanismen, durch die das dynamische Verhalten im Wesentlichen beeinflusst wird, zunächst zu verstehen, präzise zu messen und dann ein stabiles zuverlässiges Modell zu erstellen. Ein weiteres wichtiges Problemfeld stellte die Degradation von Bauelementen bei wiederholter Belastung mit Pulsen dar. So sind vor allem Varistoren und Kondensatoren dafür bekannt, ihre Parameter zu verändern, was eine Schutzwirkung erheblich einschränken kann. Dieses musste unbedingt untersucht und messtechnisch quantifiziert werden. Vor dem Projekt waren zu dieser Thematik keine aussagekräftigen Daten vorhanden.

1.2.4 Verbesserung der Korrelation zwischen verschiedenen Störfestigkeitsprüfverfahren

Der Nachweis der Störfestigkeit gegen gestrahlte Felder muss häufig durch eine Antennenprüfung (ALSE) in einer elektromagnetisch abgeschirmten Messumgebung mit geringen Reflexionen erbracht werden. Hohe Kosten und ein entsprechender Raumbedarf für die Absorberkabine sind mit diesem Verfahren verbunden. Als Alternative bietet sich das Strominjektionsverfahren (BCI) an. Leider ist die Vergleichbarkeit der beiden erwähnten Verfahren oft nicht gegeben. Verschiedene Koppelmechanismen führen in den beiden Verfahren zu verschiedenen Störspannungs- und Störstromverläufen bei den DUTs. Es war unklar, wie BCI-Ströme mit den gleichen Amplituden wie bei der Einstrahlung mit einer Antenne erzeugt werden können. Für die Auswahl geeigneter Parameter ist es notwendig, die Impedanz der DUTs zu kennen, was in der Praxis ein Problem darstellt. Deswegen sind praxistaugliche Methoden für die Bestimmung der frequenzabhängigen Abschlussimpedanzen notwendig. Eine direkte Bestimmung der Terminierungsimpedanzen ist nicht zielführend da der zusätzliche Messaufwand zu hoch ist. Eine genaue Bestimmung der Abschlussimpedanz sollte im tatsächlichen Testaufbau mit einer potenzialfreien Messmethode, ohne Manipulation des Aufbaus, durchgeführt werden können.

2. Eingehende Darstellung

2.1 Nahfeldmessungen zur Identifikation von Fernfeldern und Ursachen für Störungen

Viele standardisierte Messmethoden, beispielsweise die Antennenmessverfahren nach CISPR 25 [1] zur Beurteilung der elektromagnetischen Störaussendung von Kfz-Systemen haben einige Nachteile. So sind zum Beispiel große und kostspielige Absorberhallen notwendig. Um das EMV-Verhalten elektronischer Systeme exakt beschreiben zu können, sind genaue Kenntnisse des abgestrahlten elektromagnetischen Feldes erforderlich. Die standardisierten Antennenmessverfahren liefern oft keine aussagekräftigen Feldinformationen [2]. Mit sogenannten Kabel- und Feld-Scan-Verfahren kann die Störaussendung eines Systems detaillierter bestimmt werden [3]. Neben der Eingrenzung der Störquellen erlauben die durch die Messungen gesammelten Daten die Erstellung von elektromagnetischen Verhaltens- oder Abstrahlmodellen. Auf Basis dieser Modelle kann eine Berechnung des abgestrahlten EM-Feldes im Nah- und im Fernbereich durchgeführt werden [4][5][6][7].

2.1.1 Grundlagen

2.1.1.1 ALSE Antennenmessverfahren

Bei der Antennenmessung in einer Absorberkammer wird ein DUT (Device Under Test) in einem Raum mit elektrisch leitenden und miteinander verbundenen Wänden platziert. Im Inneren ist der Raum mit elektromagnetischer Strahlung absorbierenden Materialien ausgekleidet. Im selben Raum befindet sich eine Antenne, die die elektromagnetischen Emissionen des DUT empfängt. Das Ziel dieses Messverfahrens ist es andere Quellen für elektromagnetische Emissionen aus der Messung auszuschließen und die Messung unter Bedingungen des idealen Freiraums durchzuführen. Reflexionen von den Wänden und sonstigen metallischen Flächen führen dazu, dass der gemessene Pegel der Emissionen abhängig von der Messumgebung wird. Zusätzlich haben auch das Messequipment, wie die Antenne und die Messkabel, Einfluss auf die Messung.

Das beschriebene Messverfahren wird ALSE-Methode (Absorber-lined shielded enclosure [1]) genannt und soll als Beispiel dienen, dass in Normen vorgegebene Messverfahren von einer idealen Freiraummessung abweichen. Es ist schreibt beispielsweise vor, dass der Boden der Absorberkammer metallisch ist und der Messtisch, auf dem das DUT liegt, über eine metallische Oberfläche verfügt. Weitere Vorgaben, wie der Antennentyp und ihr Abstand zum DUT, sind in der Norm festgehalten. Diese Vorgaben machen Messungen untereinander vergleichbar und lassen eine Charakterisierung des EMV Verhaltens des DUTs zu. Ein vereinfachter Aufbau der ALSE-Methode ist in **Bild 1** aufgezeigt. Dort sind auch die Einflussfaktoren auf die Messergebnisse dargestellt.

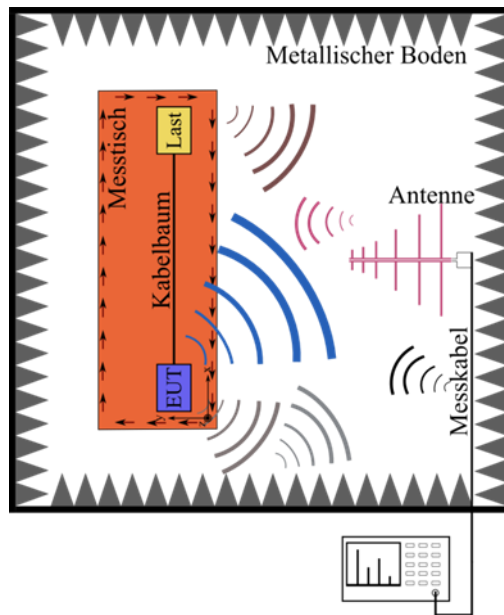
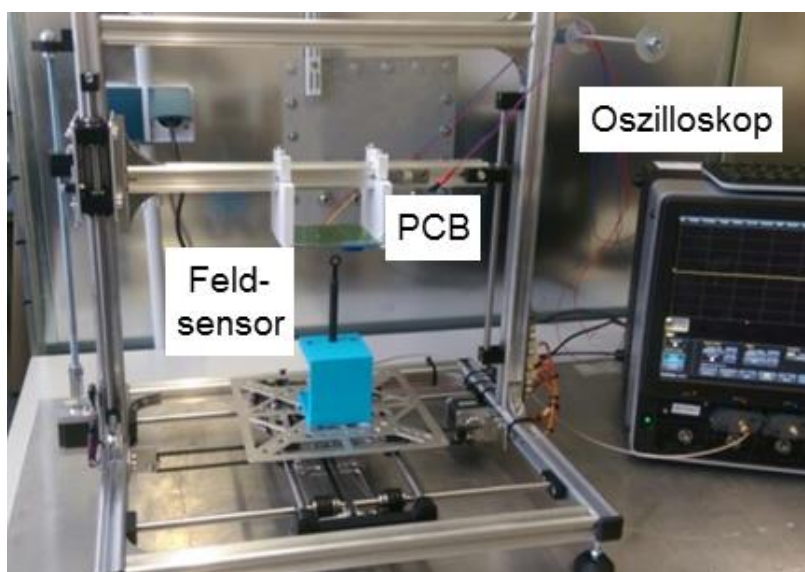


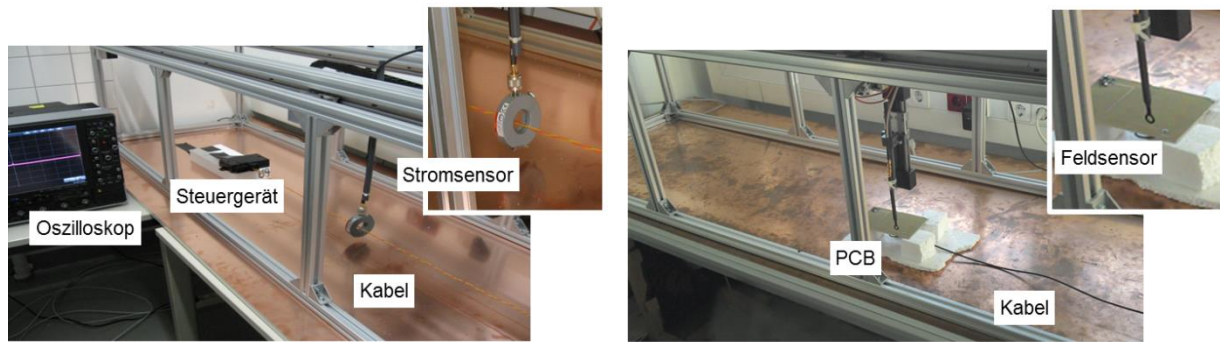
Bild 1: ALSE-Antennenmessverfahren

2.1.1.2 Entwicklung und Aufbau eines Nahfeld- und Stromscansystems

Es wurden verschiedene Systeme zur Nahfeld- und Strommessung entwickelt und aufgebaut. Hierbei handelt es sich zum einen um einen Nahfeldscanner für PCBs (Bild 2) mit einem Scanvolumen von $200 \times 200 \times 200 \text{ mm}^3$. Zum anderen um einen Nahfeld- und Stromscanner für elektronische Komponenten, wie Steuergeräte und PCBs, HV-Komponenten, aber auch Kabelbündel und Gesamtsysteme nach CISPR-25 Konfiguration mit einem Scanvolumen von $2000 \times 800 \times 600 \text{ mm}^3$. Zur Ansteuerung der Scanner wurde ebenfalls eine automatisierte Steuersoftware entwickelt, welche auch unter Verwendung der entwickelten Methoden umfassende Analysen und Feldberechnungen ermöglicht (**Bild 3**). Die Datenerfassung kann flexibel mit unterschiedlichen Messgeräten, sowohl im Frequenz- als auch im Zeitbereich, erfolgen.



Nahfeldscan mit H-Feld-Sensor



Leitungsscan mit Stromsensor

Nahfeldscan mit H-Feld-Sensor

Bild 2: Nahfeld- und Stromscanner CISPR-25 (unten); Nahfeldscanner PCBs (oben)

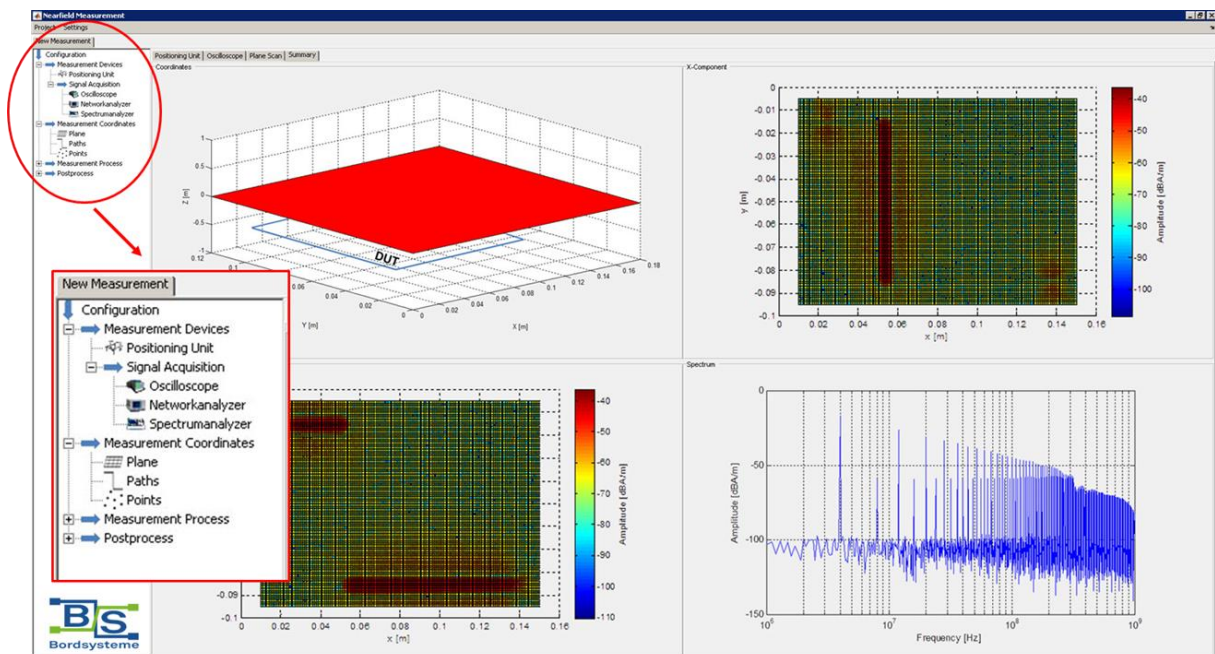


Bild 3: Ansteuer- und Analysesoftware

2.1.1.3 Erfassung des Nahfelds und der Kabelströme mittels Scannersystem

Um das Nahfeld eines PCBs aufzunehmen wurde einer der oben beschriebenen Scanner verwendet. Die Messungen erfolgten im Zeitbereich mit einem Mehrkanal-Oszilloskop, um ein Referenzsignal zur Triggerung nutzen zu können. Das Referenzsignal wurde mit einem Spannungssensor direkt an der Platine oder mit einer Referenzsonde gewonnen. Für einige Untersuchungen wurden ein Spektrumanalysator und ein Netzwerkanalysator verwendet. In den nachfolgenden Untersuchungen wurde das magnetische Nahfeld als Grundlage für die Modellerstellung herangezogen. Hierzu wurde ein Magnetfeldsensor, entsprechend einer Leiterschleife, verwendet. Das Scanning erfolgte innerhalb einer Ebene oberhalb des PCBs mit variabler Diskretisierung Δn und N Scanpunkten. Um die notwendigen Felddaten für die Weiterverarbeitung zu gewinnen, muss das magnetische Feld in jedem Scanpunkt in allen drei Richtungen des kartesischen Koordinatensystems bekannt sein.

Damit werden bei einem Scanvorgang insgesamt 3-N Feldpunkte gemessen. Alternativ reicht es aus lediglich die horizontalen Komponenten aufzunehmen und die vertikale Feldkomponente im Ortsfrequenzspektrum zu berechnen [8].

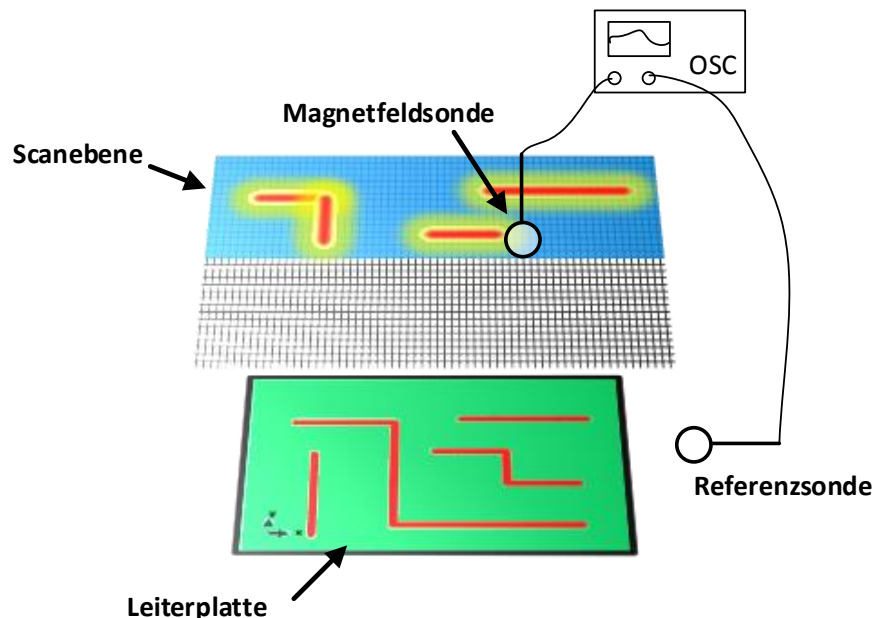


Bild 4: Scannen des Nahfelds eines PCB

Um die Common-Mode Ströme an verschiedenen Positionen entlang eines Kabelbündels aufzunehmen, wurde ebenfalls das beschriebene Scannersystem verwendet. Im Frequenzbereich wird dazu ein Spektrumanalysator oder EMI Test Receiver benötigt (**Bild 5**). Bei der Zeitbereichsmessung wurde ein Mehrkanal-Oszilloskop verwendet, um die Stromwerte und ein Referenzsignal gleichzeitig aufzunehmen.

Das Scannen der Stromverteilung kann als eine spezielle Form des Nahfeldscans betrachtet werden, jedoch mit reduzierter Komplexität. Hierbei ist die Stromverteilung entlang des Bündels eindimensional, im Vergleich zur zwei- oder dreidimensionalen Verteilung beim Nahfeldscan eines PCB. Die Common-Mode Stromverteilung wird mittels Scan in axialer Richtung aufgenommen. Weiterhin kann eine geringe Anzahl an Scan-Positionen vorteilhaft für die Messeffizienz sein. Eine typische Kabelkonfiguration hat eine Länge von 1,5 bis 2 m. Bei der Einhaltung einer Diskretisierung von maximal der 0,1-fachen Länge der minimalen Wellenlänge im betrachteten Spektrum, z.B. 30 mm bei einer maximalen Frequenz von 1 GHz, kann die Stromverteilung präzise ermittelt werden. In Abhängigkeit der Transferimpedanz des Stromsensors wird der erwünschte Kabelstrom als Ausgangsspannung am Sensor messbar. Diese Ausgangsspannung wird durch das magnetische Wechselfeld induziert. Bei der Strommessung am Kabelbündel, können lediglich die Common-Mode Ströme gemessen werden. Aufgrund der Wirkung der entgegengesetzten Magnetfelder, resultieren die Differential-Mode Ströme im Stromsensor zu Null.

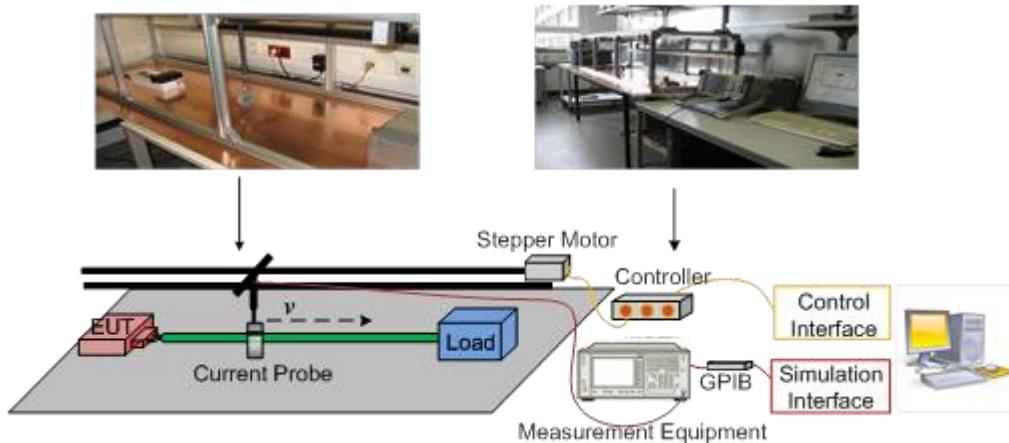


Bild 5: Scannen des Common-Mode Stroms entlang eines Kabelbündels

2.1.1.4 Erfassung der Feldamplituden und Feldphasen im Zeitbereich

Das Messsystem in **Bild 4** kann in drei Funktionsbereiche unterteilt werden (**Bild 6**). Die Vorverarbeitung mit der analog-digital Wandlung zur Datenaufnahme, der zentralen digitalen Signalverarbeitung mit Frequenzbereichstransformation und der Nachverarbeitung mit Datenkorrektur und Analysealgorithmen. Dies wird durch die Kombination von technologischen und methodischen Maßnahmen erzielt (**Bild 7**).

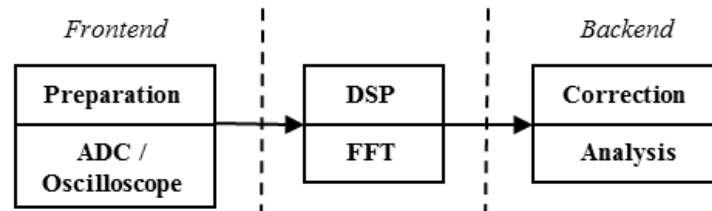


Bild 6: Zeitbereichsmesssystem

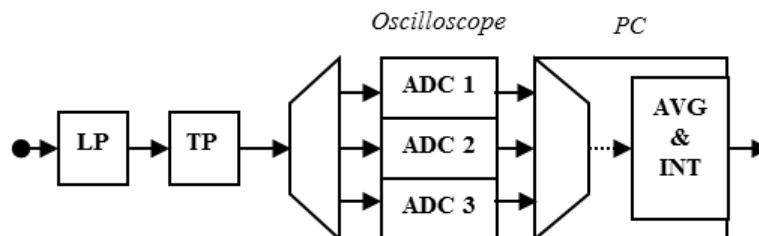


Bild 7: Ablaufdiagramm der Signalvorverarbeitung

Der erste Schritt ist hier die Verwendung eines analogen rauscharmen Tiefpassfilters, vor allem um Alias-Effekte zu vermeiden. Dieser Filter kann zusätzlich zur Ausblendung höherer Frequenzbereiche genutzt werden, welche nicht von Interesse sind oder bekannte Störeinflüsse des Messsystems enthalten. Zusätzlich kann eine Ausblendung von tiefen Frequenzanteilen mittels Hochpassfilter durchgeführt werden, um z.B. bestimmte Harmonische eines Signal zu selektieren.

Neben der Selektion eines Frequenzbandes kann für die Untersuchungen eine Erhöhung der Amplitudengenauigkeit und Dynamik erzielt werden. Der einfachste Weg um das minimale Detektionslevel zu verbessern, ist die Verwendung eines optionalen Low-Noise Verstärkers. Da die physikalische Auflösung des Analog-Digital-Wandlers fest ist und meist maximal 8-Bit beträgt, wird die Detektion von höheren Amplituden begrenzt. Hier muss dann entschieden werden, ob die Signalanteile mit den hohen oder die Signalanteile mit den niedrigen Amplituden wichtiger sind. Um diesem Dilemma entgegenzuwirken können mehrere Kanäle des Oszilloskops, mit unterschiedlichen vertikalen Auflösungen, gleichzeitig zur Messung desselben Signals verwendet werden. Die Messdaten können später rekombiniert werden. Hierbei ist dann zu beachten, dass die Quantisierung nicht mehr linear ist. Um von der verbesserten Dynamik zu profitieren, ist es wichtig Rauscheinflüsse zu minimieren. Dies wird durch Mittelung sich wiederholender Einzelmessungen erzielt. Mittels Mittelung kann mathematisch auch eine Erweiterung der Dynamik erzeugt werden, indem ein Datenformat verwendet wird, welches über mehr Bits verfügt als die originale Quantisierung. Interpolationsverfahren können an dieser Stelle eingesetzt werden, um die Quantisierungscharakteristik zu linearisieren oder zu glätten. Am Ende der Vorverarbeitung stehen verbesserte Zeitbereichsdaten zur Verfügung, optional mit Referenzsignal, und dienen als Basis für eine Transformation in den Frequenzbereich mittels FFT. Das Ergebnis der FFT ist das vollständige Nahfeld-Spektrum, mit Amplituden- und Phaseninformation. Da dieses Spektrum die Einflüsse Messsystems enthält, ist es notwendig eine korrigierende Nachverarbeitung durchzuführen. Hier müssen unter anderem die Transferfunktionen für jedes Glied aus der Messanordnung bestimmt und zur Korrektur auf die Messdaten angewendet werden.

2.1.2 Methoden

2.1.2.1 Analyse der Sensitivität bei CISPR-25 Antennenmessungen

Verschiedene Abstrahlmodelle können verwendet werden, um die Ströme zum Erreichen der CISPR-25 Grenzwerte [1] abzuschätzen. Zur Bestimmung der Felder ausgehend von Einzel- oder Doppelleitungen im Freiraum, können Kurzdiplom- oder Halbwelldipol-Modelle verwendet werden.

In [19] ist eine einfache Methode vorgestellt, um die Abstrahlung von Leiterpaaren abzuschätzen. Diese Methode kann auch für Kabelbündel und PCBs verwendet werden.

Für den Halbwelldipol ergibt sich bei Differential-Mode Einspeisung:

$$\hat{E}_\theta = j 60 \hat{I} \frac{e^{-j\beta_0 d}}{d} 2 j \sin(\pi s/\lambda) \quad (1)$$

Wenn s im Vergleich zur Wellenlänge λ klein ist (**Bild 8**), folgt daraus:

$$|\hat{E}_\theta| = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} |\hat{I}| \frac{sf}{d} \sqrt{\varepsilon_0 \mu_0} = \mu_0 |\hat{I}| \frac{sf}{d} = 4\pi 10^{-7} |\hat{I}| \frac{sf}{d} \quad (2)$$

Bei einer Common-Mode Einspeisung ergibt sich:

$$\hat{E}_\theta = j 60 \hat{I} \frac{e^{-j\beta_0 d}}{d} 2 \cos(\beta_0 s/2) \quad (3)$$

Wenn s im Vergleich zur Wellenlänge λ klein ist, folgt hier:

$$|\hat{E}_\theta| = 120 |\hat{I}| \frac{1}{d} \quad (4)$$

Für den Kurzdipol ergibt sich bei Differential-Mode Einspeisung:

$$\hat{E}_\theta = j 2\pi \cdot 10^{-7} f l \hat{I} \frac{e^{-j\beta_0 d}}{d} 2 j \sin(\pi s/\lambda) \quad (5)$$

Mit $s \ll \lambda$:

$$|\hat{E}_\theta| = 0.75 \pi^2 \cdot 10^{-15} f^2 |\hat{I}| \frac{l s}{d} = 1.316 \cdot 10^{-14} |\hat{I}| \frac{f^2 l s}{d} \quad (6)$$

Bei einer Common-Mode Einspeisung ergibt sich:

$$|\hat{E}_\theta| = 1.257 \cdot 10^{-6} |\hat{I}| \frac{f l}{d} \quad (7)$$

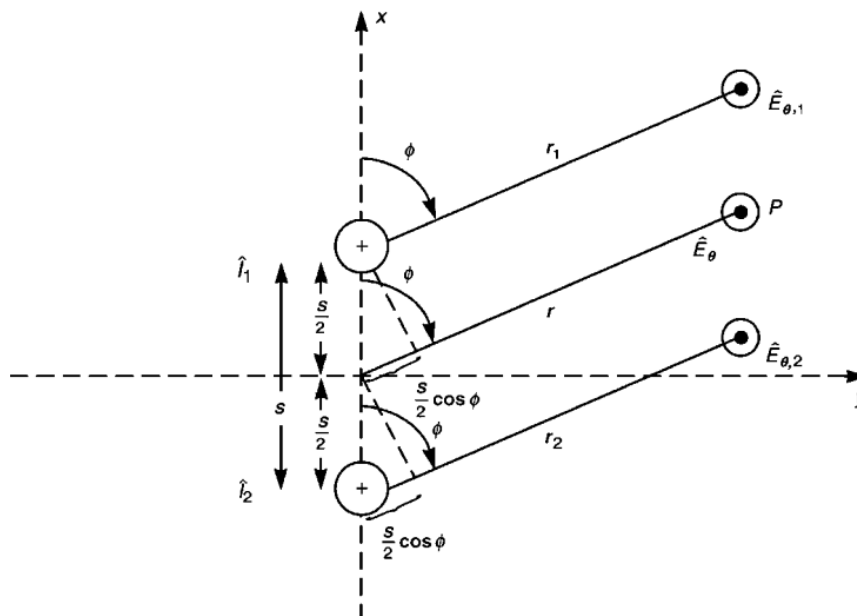


Bild 8: Fernfeld einer Dipolantenne

2.1.2.2 Bestimmung der Feld- und Stromphasen aus Spektrumanalysator Amplitudendaten

Zur Erstellung von Abstrahlmodellen von PCBs und Kabelbündeln, ist die Kenntnis über die Phase in jedem Messpunkt erforderlich. Verschiedene Methoden sind bekannt, um die Phase im Zeitbereich oder Frequenzbereich zu messen bzw. zu berechnen. Zum einen die Messung mit einem Oszilloskop im Zeitbereich, einem Referenzsignal und anschließender FFT. Nachteil dieser Methode sind die hohen Kosten für ein Oszilloskop, besonders für hohe Frequenzbereiche. Zum anderen kann eine Messung mittels Vektor-Netzwerkanalysator im Frequenzbereich verwendet werden. Gewöhnlich werden Amplitude und Phase in Bezug zur internen RF-Quelle bestimmt. Der Netzwerkanalysator kann jedoch auch im *Tuned Receiver Mode* betrieben und zur Phasenmessung in Bezug zu einer externen Quelle genutzt werden [9]. Nachteil hierbei ist die Störunterdrückung vieler VNAs im *Tuned Receiver Mode*, was zu Problemen führt, wenn das Spektrum viele Signale enthält, wie gepulste und Breitbandsignale. Die Verfügbarkeit und der geringe Preis von Spektrumanalysatoren, auch bei sehr hohen Frequenzen, stellt sie als gute Alternative für das Strom- und Nahfeldscanning dar. Ebenso die Verfügbarkeit von verschiedenen Detektoren (average, quasi-peak, ...), welche für Störaussendungsmessungen notwendig sind. Jedoch können Spektrumanalysatoren lediglich Messwerte relativ zur eigenen Signalquelle bzw. Amplitudenwerte ausgeben. Hier gilt es eine alternative Methode anzuwenden, um eine Rückgewinnung der Phaseninformation zu ermöglichen. Eine Methode zur Phasenbestimmung aus Amplitudendaten wurde in [10] untersucht. Die Idee ist die Phase durch drei verschiedenen Konfigurationen von Mess- und Referenzsignal, welche z.B. mit einem Hybridkoppler (**Bild 9**) oder Power-Splitter überlagert werden, zurückzurechnen. Für das Verfahren werden insgesamt vier Messungen benötigt:

1. Messsignal + Referenzsignal aktiv, Messung an Port 3
2. Messsignal + Referenzsignal aktiv, Signalverzögerung an Port 2 um bekannte Phase, Messung an Port 3
3. Messsignal aktiv, Messung an Port 3
4. Referenzsignal aktiv, Messung an Port 3

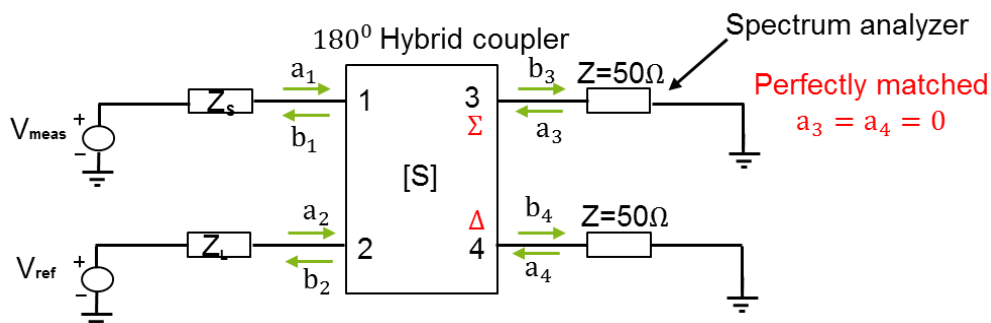


Bild 9: Überlagerung von Mess- und Referenzsignal mit Hybridkoppler

Für die Phase ergeben sich dann mit den messtechnisch ermittelten Streuparametern des Hybridkopplers zwei mögliche Lösungen. Eine für die Messung mit und eine für die Messung ohne künstliche Verzögerung.

$$\varphi_2 = \arccos\left(\frac{|b_3|^2 - |s_{31}|^2|a_1|^2 - |s_{32}|^2|a_2|^2}{2|s_{31}||s_{32}||a_1||a_2|}\right) + (\varphi_3 - \varphi_1) \quad (8)$$

$$\varphi'_2 = \arccos\left(\frac{|b'_3|^2 - |s_{31}|^2|a_1|^2 - |s_{32}|^2|a'_2|^2}{2|s_{31}||s_{32}||a_1||a'_2|}\right) + (\varphi_3 - \varphi_1) \quad (9)$$

Hier beschreiben die s-Parameter s_{31} und s_{32} die Streuparameter des Hybridkopplers zwischen Ausgang und den Eingängen, b_3 , a_1 und a_2 die Wellen, φ_1 die Phase von s_{31} , φ_3 die Phase von s_{32} und φ_1 den Phasenversatz zwischen den beiden. Mittels Fallunterscheidung kann dann das Vorzeichen von φ_2 bestimmt werden. In **Bild 10** ist beispielhaft ein Ergebnis für verschiedene Signalamplituden dargestellt.

$$\begin{aligned} +|\varphi_2| &= +|\varphi| - \Phi_4 && \rightarrow \Phi_2 = +|\varphi| + \Delta : \text{positive} \\ +|\varphi'| &= -|\varphi| - \Phi_4 && \rightarrow \Phi_2 = -|\varphi| + \Delta : \text{negative} \\ -|\varphi'| &= +|\varphi| - \Phi_4 && \rightarrow \Phi_2 = +|\varphi| + \Delta : \text{positive} \\ -|\varphi'| &= -|\varphi| - \Phi_4 && \rightarrow \Phi_2 = -|\varphi| + \Delta : \text{negative} \end{aligned} \quad (10)$$

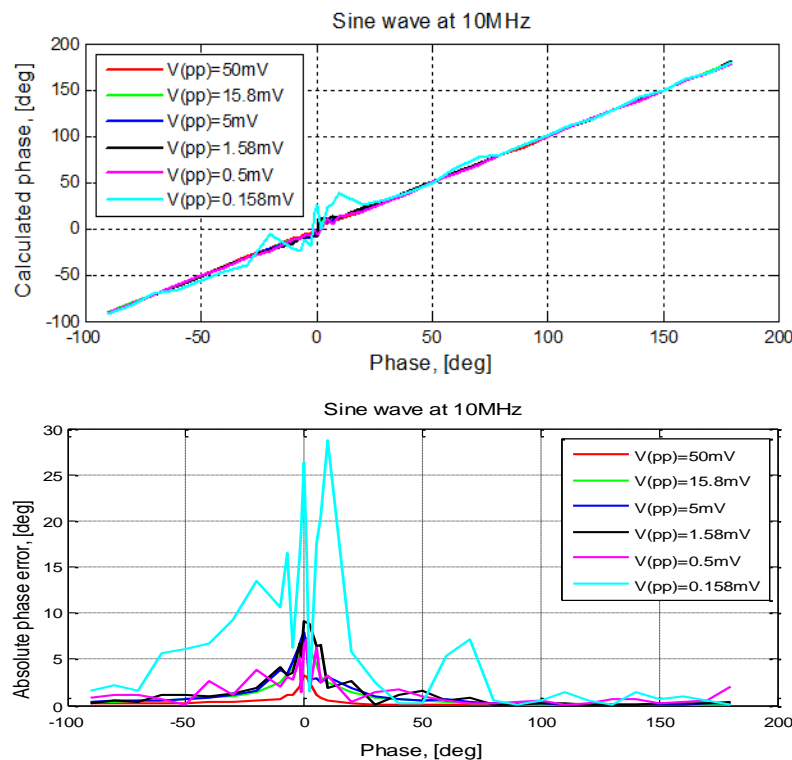


Bild 10: Phasenberechnung mit Amplitudendaten bei 10MHz Sinus (oben); Phasenfehler (unten)

Diese Methode hat jedoch einen Nachteil. Sobald das Mess- und das Referenzsignal einen großen Amplitudenunterschied haben, ist die Auswirkung auf die Signalsumme, bei künstlicher zeitlicher Verzögerung der Referenz, nur sehr klein und die Methode schlägt fehl. Hier wurde eine neue Methode entwickelt, welche dieses Problem behebt.

Bei diesem Verfahren wird der gesamte Dämpfungs- und Phasenwertebereich durchlaufen, um eine Kombination zu ermitteln, bei der sich das Mess- und das Referenzsignal gegeneinander aufheben. Hierbei handelt es sich um ein Mehrschritt-Verfahren. Im ersten Schritt wird der beste Dämpfungswert identifiziert, im zweiten Schritt der beste Phasenwert. Eine Übersicht des Messaufbaus ist in **Bild 11** dargestellt. Eine Simulation des Verfahrens wurde in ADS [11] durchgeführt und ist in **Bild 12** gezeigt.

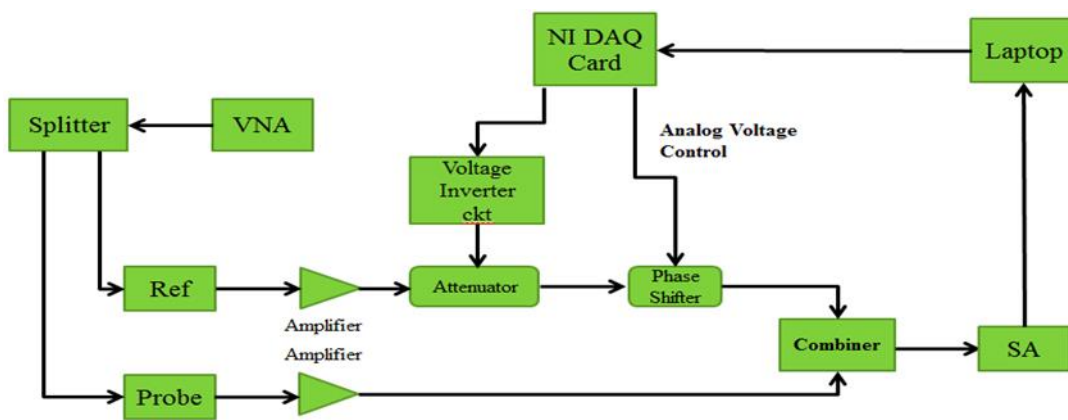


Bild 11: Messaufbau Phasenermittlung aus Signalamplituden

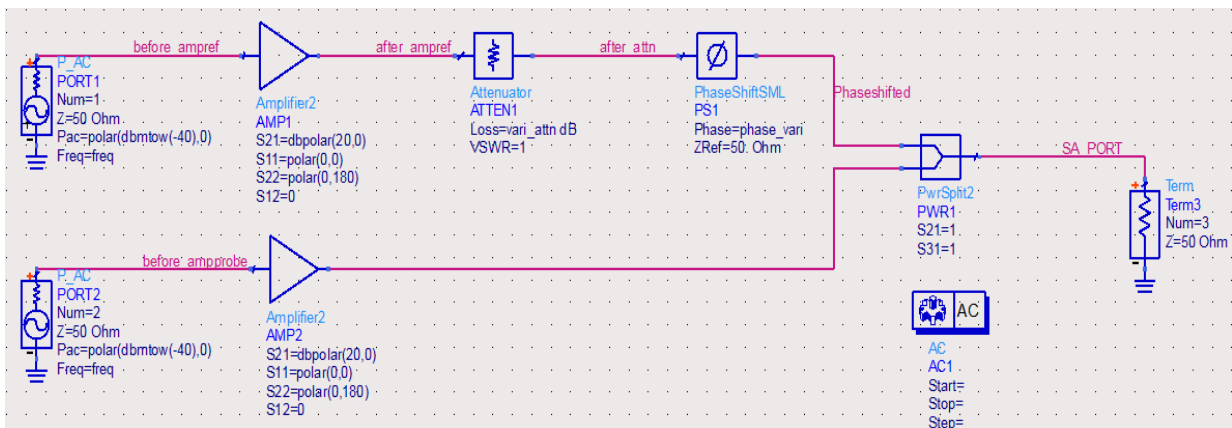


Bild 12: ADS-Modell [11] der Methode zur Phasenermittlung aus Signalamplituden

2.1.2.3 Mess- und Simulationsdaten basierte Kompensation der Messeinrichtung für das Nahfeld-Scanning

Nach dem Scannen und Transformieren der Messdaten aus dem Zeit- bzw. Frequenzbereich steht das vollständige Nahfeld-Spektrum in Amplitude und Phase zu Verfügung. Da es die Einflüsse des Messsystems enthält, ist es notwendig eine korrigierende Nachverarbeitung durchzuführen. Den größten Einfluss haben hierbei die Messsonde und das angeschlossene Messkabel. Das Messkabel kann mittels Phasenverschiebung, entsprechend seiner Länge und der jeweiligen Frequenz, kompensiert werden. Für höhere Frequenzen macht es Sinn die Vorwärts-Transmission des Kabels mit einer Streuparametermessung zu bestimmen, um den Dämpfungsfaktor zu berücksichtigen. Die Korrektur- oder Transferfunktion für die Magnetfeldsonde, zwischen der magnetischen Feldstärke H und der Ausgangsspannung U_m am Messwiderstand, kann ebenfalls theoretisch über ihr Ersatzschaltbild berechnet werden [12]. Es ergibt sich hier für die Korrekturfunktion K_p :

$$K_p = \frac{H}{U_m} = \frac{1}{2\pi^2 r_p \mu f} \tag{11}$$

Wobei r_p den Radius der Schleifensonde beschreibt und f die spezifische Frequenz. Zur Beachtung des inhomogenen Feldverlaufs innerhalb der Sondenfläche, wird die Sonde segmentiert und die Amplitude des Feldes in jedem Segment approximiert. Die Feldabschätzung erfolgt theoretisch über einer entsprechend konfigurierten Mikrostreifenleitung (**Bild 13**).

$$H \approx I \cdot \frac{d}{\pi h(h + 2d)} \tag{12}$$

Hierbei steht I für den Strom in der Leiterbahn, h für die Höhe oberhalb der Platine und d für den Abstand zwischen Leiterbahn und Massefläche.

Bild 14 zeigt den Einfluss der Feldinhomogenität für eine Messkonfiguration, welche ein Worst-Case Szenario darstellt. Es wird klar, dass bei den für diese Untersuchungen gegebenen Bedingungen kein ausschlaggebender Einfluss durch die Feldinhomogenität zu befürchten ist.

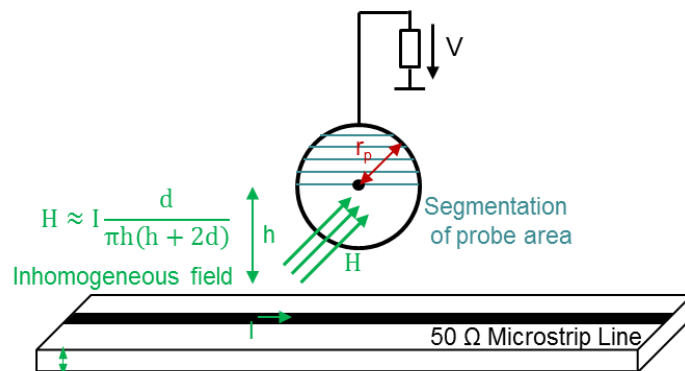


Bild 13: Segmentierung der Magnetfeldsonde zur Beachtung der Feldinhomogenität

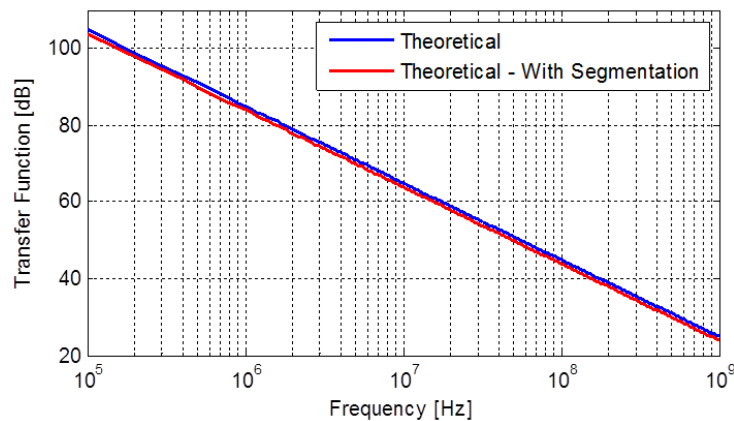


Bild 14: Einfluss der Feldinhomogenität (Höhe der Sonde über Leiterbahn: 3 mm, Radius der Sonde: 1.5 mm)

Um die Korrekturfunktion für die Nahfeldsonde zu verifizieren und alle parasitären Einflussfaktoren zu beachten, kann sie auch messtechnisch ermittelt werden. Verwendet wird hierzu eine Kalibrierstruktur, in Form einer 50 Ω – Mikrostreifenleitung.

Zuerst wird eine s11-Parameter Messung an der Mikrostreifenleitung durchgeführt (**Bild 15**). Anschließend wird ein einfaches MoM-Simulationsmodell [13] erstellt, welches entsprechend der s-Parameter Messung der realen Streifenleitung konfiguriert wird (**Bild 15**). Hierzu werden die Dielektrizitätskonstante ϵ_r , die Breite w und die Höhe d des Leiters variiert. **Bild 16** zeigt das Ergebnis der Modellanpassung. Danach wird eine s21-Parameter Messung der Magnetfeldsonde in Höhe h oberhalb der Mikrostreifenleitung durchgeführt. Die Feldberechnung erfolgt in der Simulation an der gleichen Position. Die Korrekturfunktion K_p ergibt sich dann zu:

$$K_p = \frac{H_s}{U_m} = \frac{2H_s}{s_{21}U_s} \quad (13)$$

Hier beschreibt H_s das simulierte Magnetfeld, U_m die Ausgangsspannung am Messwiderstand und U_s die Quellenspannung des VNAs. Zur Verifikation der Methode wurde die Transferfunktionen in verschiedenen Höhen über die Mikrostreifenleitung bestimmt und mit der theoretischen und einer Zeitbereichskorrektur verglichen (**Bild 16**).

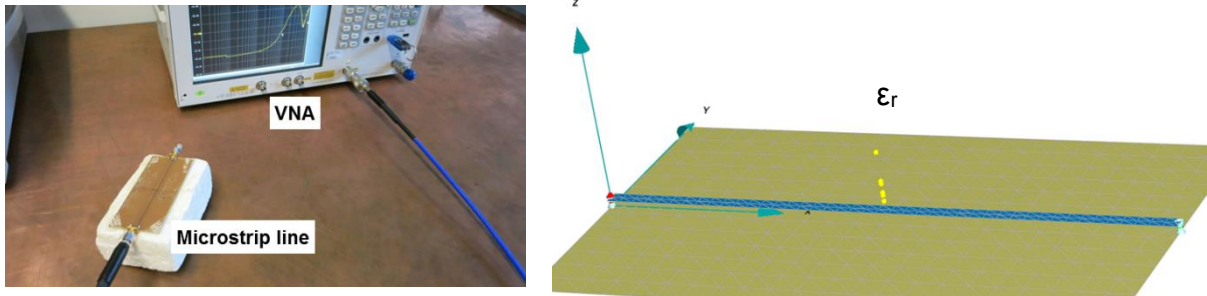


Bild 15: Modellierung der Mikrostreifenleitung zur Kalibration (s11-Messung links; MoM-Modell rechts)

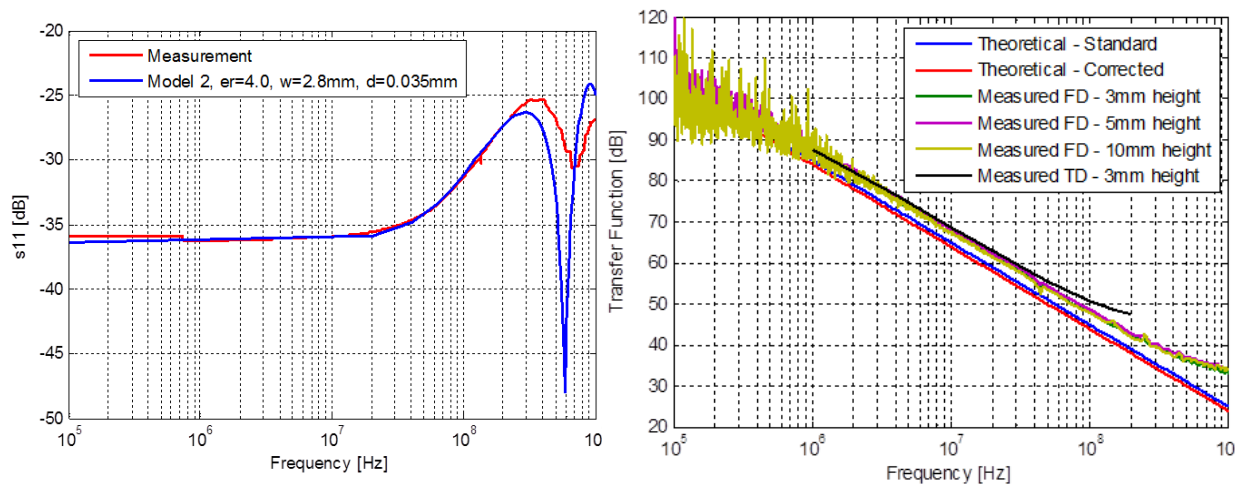


Bild 16: Anpassung des Modells an die s11-Parameter (links); Vergleich der Korrekturfunktionen (rechts)

2.1.2.4 Identifizierung der dominanten Strompfade auf PCB

Bei der Lösung des inversen Problems zur Identifizierung der Stromverteilung auf einem PCB, ist es wichtig die Verstärkung von Rauscheffekten zu vermeiden. Damit die Rauschempfindlichkeit möglichst gering ist, darf die Lösung des Problems nicht schlecht konditioniert sein. Es wird eine Analyse der Nahfeld- und Modelldaten hinsichtlich ihrer variablen Parameter für eine Vorkonditionierung durchgeführt. Bei der Identifizierung der Stromverteilung mittels Nahfelddaten (**Bild 17**) ist folgendes lineares Gleichungssystem zu lösen [17]:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \vec{H}(\vec{r}_1) \\ \vdots \\ \vec{H}(\vec{r}_M) \end{bmatrix}}_{\vec{H}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \Psi_{\vec{r}_1, \vec{r}_{Q1}} & \cdots & \Psi_{\vec{r}_1, \vec{r}_{QN}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \Psi_{\vec{r}_M, \vec{r}_{Q1}} & \cdots & \Psi_{\vec{r}_M, \vec{r}_{QN}} \end{bmatrix}}_{\Psi} * \underbrace{\begin{bmatrix} \vec{J}_{Q1} \\ \vdots \\ \vec{J}_{QN} \end{bmatrix}}_{\vec{J}} \quad (14)$$

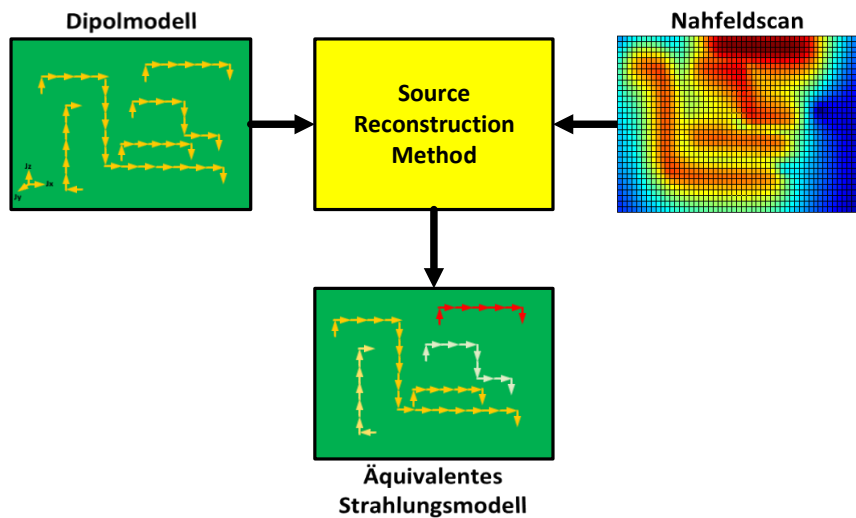


Bild 17: Identifizierung der Stromverteilung von PCBs aus Nahfelddaten

Hierbei enthält der Vektor H die bekannten Feldgrößen, Vektor J enthält den unbekanntesten Strom und die Matrix Ψ beschreibt die lineare Abbildung und enthält die geometrischen Größen und Wellenausbreitung. Um ein eine genaue Stromidentifikation durchführen zu können, muss die Vorkonditionierung von Ψ eine hohe Kondition und ein breites Singulärwertspektrum vermeiden [14]. Das Spektrum der Singulärwerte ist natürlich auch abhängig von der Struktur des PCB, so dass die Leiterbahnen in einem stark eingeschränkten Spektrum nicht richtig abgebildet werden können. **Bild 18** und **Bild 19** zeigen exemplarisch die Konditionszahlen und Frequenzbereiche für verschiedene Konfigurationen basierend auf Simulationsdaten. Es ist ersichtlich, dass für eine hohe Scanauflösung und große Scanhöhe Ψ schlecht konditioniert ist. In Folge der hohen Anzahl an Dipolen ist das Spektrum breit und die kleinen Singulärwerte in hohen Frequenzen führen zu einer hohen Rauschverstärkung (Case 1). Wobei bei einer geringe Scanauflösung und geringer Scanhöhe die Kondition gut ist. Die geringe Anzahl von Dipolen resultiert in einem schmalen Frequenzband (Case 2). Natürlich hängt die Konditionszahl von der Beziehung der Anzahl und Position der Scanpunkte und der Anzahl und Position der Dipole ab. Es ist nicht ausreichend die Scanauflösung und Scanhöhe zu reduzieren und die Anzahl der Dipole zu erhöhen. Nicht nur, dass dies in einem unterbestimmten Gleichungssystem resultieren kann, sondern es muss auch eine Unterabtastung vermieden werden [15].

$$\Delta d_s = \frac{\lambda}{2 \sqrt{1 + \left(\frac{\lambda}{h_s}\right)^2}} \tag{15}$$

Hier ist λ die Wellenlänge der höchsten Frequenz, h_s ist die Höhe der Scanebene und Δd_s steht für die minimale Scanauflösung.

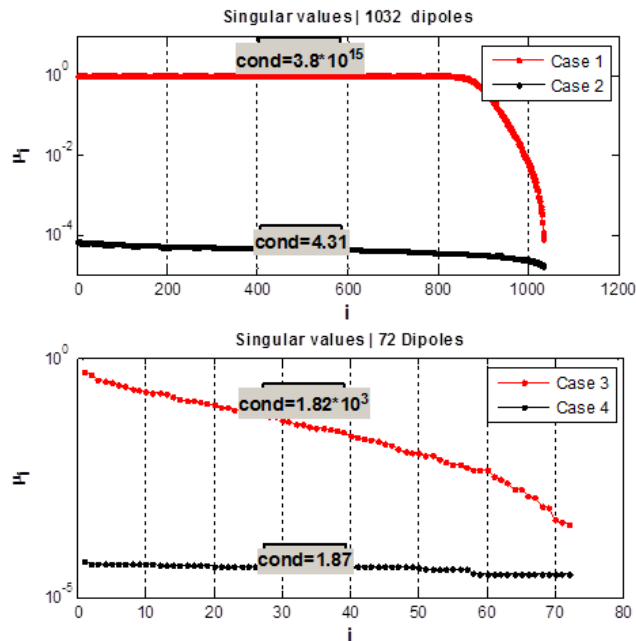


Bild 18: Spektrum der Singulärwerte und die Konditionzahlen für verschiedene Scanhöhen/-auflösungen und Anzahl von Dipolen

	Case 1	Case 2	Case 3	Case 4
	<i>Wide Spectrum</i>		<i>Small Spectrum</i>	
Scan Resolution	High	Low	High	Low
Scan Height	High	Low	High	Low
Number of Dipoles	High	High	Low	Low
	<i>Bad condition</i>	<i>Good condition</i>	<i>Bad condition</i>	<i>Good condition</i>

Bild 19: Übersicht des Spektrums und der Kondition in Abhängigkeit der Scanauflösung/-höhe und der Anzahl von Dipolen

Natürlich lässt sich nicht für jedes Nahfeld-Scan Problem eine optimale Vorkonditionierung erzielen. An dieser Stelle können Regularisierungsmethoden (z.B. Tikhonov) angewendet werden, um das lineare System zu glätten und weniger rauschempfindliche Ergebnisse und ein genaueres Modell zu erzeugen [14][16]. Das Problem ist dann gegeben zu:

$$\min\{\|Ax - b\|_2^2 + \lambda_t \|L(x - x_0)\|_2^2\} \tag{16}$$

Hier beschreibt λ_t den Regularisierungsparameter und L die Regularisierungsmatrix. Bei der allgemeinen Vorgehensweise ist L die Einheitsmatrix und die Anfangswerte x_0 sind Null. Das ist immer dann der Fall, wenn keine zusätzliche Information über das Problem gegeben ist.

Im Fall eines planaren Nahfeld-Scans oberhalb eines PCB mit Massefläche, kann eine Stromabschätzung durchgeführt werden. Für eine Leiterbahn kann der Strom aus dem magnetischen Nahfeld, mit Hilfe der Spiegeltheorie, berechnet werden. Die Gleichung ergibt sich zu:

$$J_{0x} = H_y \frac{\pi r(r + 2d)}{d} \quad (17)$$

Wobei J_{0x} den Strom in x-Richtung auf der Leiterbahn, r den Abstand zu Beobachtungspunkt und d den Abstand des Leiters zur Masse beschreibt. Mit der Zerlegung der Feldvektoren H_x und H_y kann der Strom in jeder Leiterbahn näherungsweise bestimmt werden. Für eine gute Übereinstimmung ist eine ausreichend hohe Scanauflösung und geringe Scanhöhe erforderlich. Die berechneten Stromamplituden fließen in die Regularisierungsmethode ein und sorgen für eine verbesserte Konvergenz zum realen Strom. Das Problem ergibt sich damit zu:

$$\min\{\|\Psi J - H\|_2^2 + \lambda_t \|I_n(J - J_0)\|_2^2\} \quad (18)$$

Hierbei steht J_0 für den abgeschätzten Strom und J für den in der Regularisierung berechneten Strom.

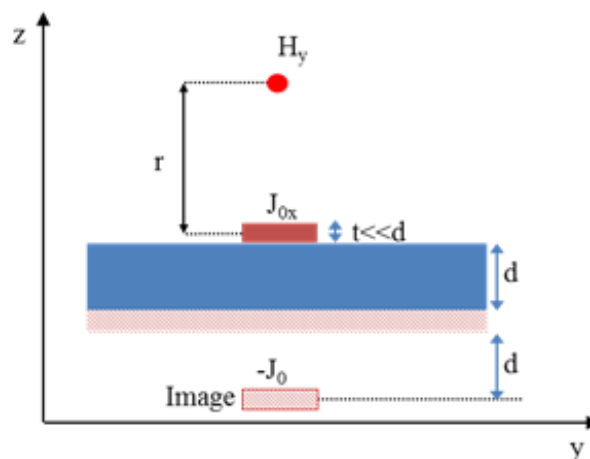


Bild 20: Stromabschätzung einer Leiterbahn über einer Massefläche aus dem magnetischen Nahfeld

Um die Modellkomplexität zu reduzieren und eine genaue Stromidentifikation zu ermöglichen, können die physikalischen Gegebenheiten des PCBs in der Modellierung integriert werden. Eine Reduzierung der freien Quellenparameter ist gegeben, wenn die möglichen Strompfade auf einer Platine bekannt sind. Dies kann zum Beispiel durch eine Strompfad-Identifizierung aus den abgeschätzten Strömen erfolgen.

Es wird damit zuerst der allgemeine Fall angenommen, bei dem das Dipolmodell aus gleichverteilten Dipolen (bzw. Dipoltripeln) in Form eines Grids oberhalb einer unendlichen Massefläche verteilt sind. Die bereits vorgestellte Stromabschätzung kann zur Vorkonditionierung des linearen Gleichungssystems verwendet werden.

Im ersten Schritt kann die Matrix Ψ durch Eliminierung der Einträge, entsprechend einer Stromabschätzung, die sehr viel kleiner ist als die Stromabschätzung des Nachbarn, reduziert werden. Dieses Verhältnis ist abhängig vom jeweiligen SNR und der Modellauflösung.

$$\Psi_{n,m} = \begin{cases} 0 & \text{if } \Psi_{n,m} < \max(\Psi_{n\pm\Delta n, m\pm\Delta m}) - (SNR + s) \\ \Psi_{n,m} & \text{else} \end{cases} \quad (19)$$

Wobei die Indizes $n+\Delta n$ und $m+\Delta m$ die Nachbarschaft und s einen Schwellwert beschreiben. Im zweiten Schritt wird die Orientierung des Strompfades verwendet, um das Dipoltripel an jedem Punkt in seine Richtungsanteile zu zerlegen und gegebenenfalls zu reduzieren.

$$\vec{H}(\vec{r}) = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\underline{\psi}_{\vec{r},\vec{r}_{Q1}}^z & \underline{\psi}_{\vec{r},\vec{r}_{Q1}}^y \\ \underline{\psi}_{\vec{r},\vec{r}_{Q1}}^z & 0 & -\underline{\psi}_{\vec{r},\vec{r}_{Q1}}^x \\ -\underline{\psi}_{\vec{r},\vec{r}_{Q1}}^y & \underline{\psi}_{\vec{r},\vec{r}_{Q1}}^x & 0 \end{bmatrix}}_{\underline{\Psi}_{\vec{r},\vec{r}_{Q1}}} * \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{J}_{x,Q1} \\ \tilde{J}_{y,Q1} \\ \tilde{J}_{z,Q1} \end{bmatrix}}_{\tilde{J}_{Q1}} \quad (20)$$

Natürlich führt die Verteilung der Dipole entsprechend eines regulären Grids zu Diskretisierungsfehlern (**Bild 21**). Der äquivalente Strompfad ist, entsprechend der Grid-Auflösung, um Δd_d hinsichtlich der Position des realen Strompfades verschoben. Zusätzlich beeinflussen die unvermeidbaren Diskretisierungsfehler Δd_s des Scan-Grids zur Dipolposition die Stromidentifizierung. Es können Interpolationsmethoden angewendet werden, um die Feldvektoren oberhalb jedes äquivalenten Dipols zu ermitteln.

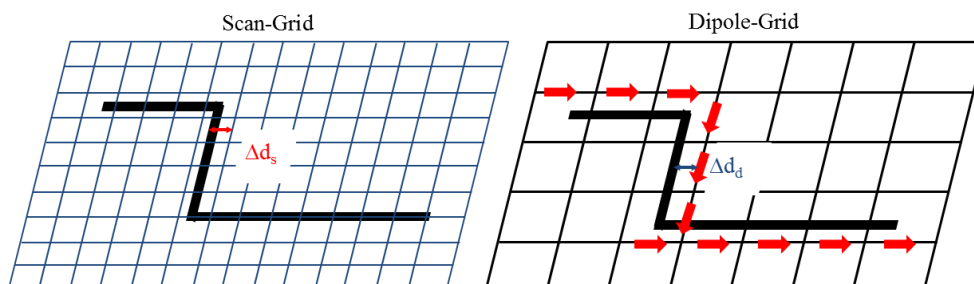


Bild 21: Diskretisierungsfehler; Fehler in Scan-Diskretisierung (links); Fehler in Dipol-Grid Diskretisierung (rechts)

Die Summe dieser Diskretisierungsfehler beeinflusst das Ergebnis besonders stark, wenn die Methode ein schlecht konditioniertes Problem zu lösen hat.

Eine weitere Möglichkeit zur Integration der wahrscheinlichen Strompfade auf PCBs besteht darin, die Strompfade des Modells entsprechend geometrischer CAD- oder Computertomographie-Daten auszuwählen (**Bild 22**). Damit können die äquivalenten Ströme entlang der bekannten Leiterbahnen verteilt werden. Somit sind die Strompfad Diskretisierungsfehler vernachlässigbar, die Größe der linearen Gleichungssystems sinkt und das Modell wird physikalischer. **Bild 23** zeigt den Ablauf der Methode.

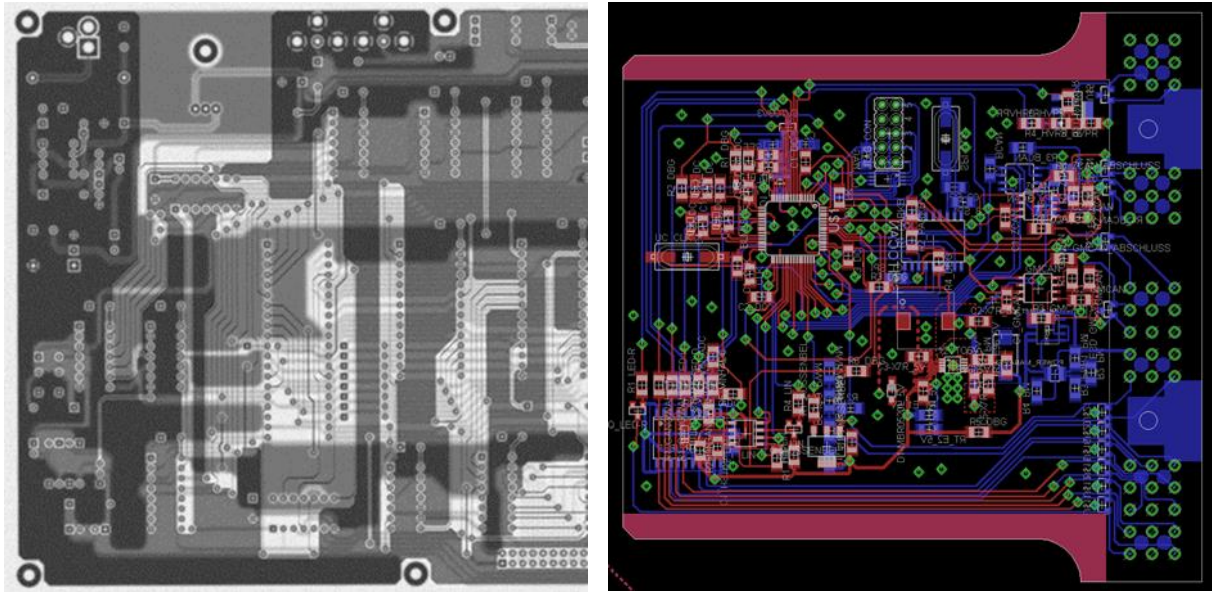


Bild 22: Verfahren zur Identifikation der Leiterstruktur einer Leiterplatte; Bild einer Tomographie (links); CAD-Daten eines EAGLE-Layouts (rechts).

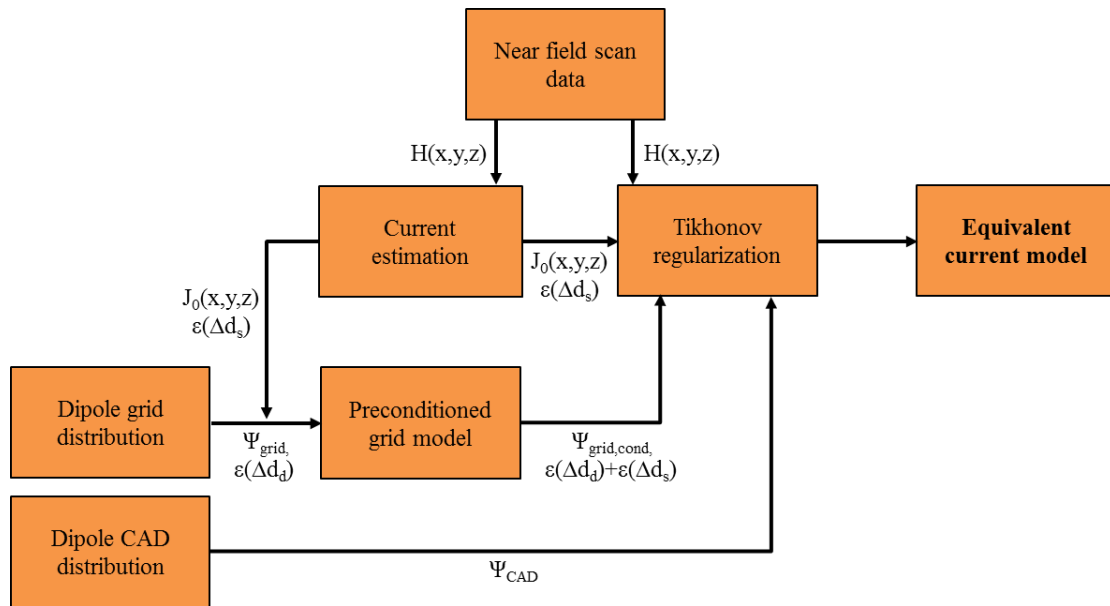


Bild 23: Ablauf der Stromidentifizierungsmethode

2.1.2.5 Korrekturverfahren für Nahfeld-Scan basierte Abstrahlmodelle von PCB

Nach der Identifizierung der dominanten Ströme auf dem PCB, kann das generierte Dipolmodell zur Berechnung von Nah- und Fernfelder verwendet werden. Hierbei wird die Abstrahlung der Einzeldipole am gewünschten Beobachtungspunkt vektoriell überlagert. Bei der Berechnung der Felder aus den erstellten Abstrahlmodellen werden oft vereinfachende Annahmen verwendet. So werden meist eine unendlich ausgedehnte Massefläche als Referenz und eine ideale Freiraumausbreitung vorausgesetzt. Entgegen der vereinfachten Annahmen werden die Antennenmessungen aber in einer

realen Messumgebung durchgeführt. Hierbei kommt es zu komplexen Störeinflüssen, wie Wechselwirkungen mit der Antenne, Restreflexionen von den Absorberwänden, Kanteneffekte im Messtisch oder durch die Messkabel erzeugte Interferenzen (**Bild 24**). Eine Vorhersage der Antennenspannungen kann nur unter Beachtung dieser Störungen erfolgen, d.h., Einflüsse der Antennenmessumgebung müssen bei der Umrechnung von Nahfelddaten berücksichtigt werden. **Bild 24** zeigt die Ergebnisse einer MoM- (Method of Moments) Berechnung [13] der vertikalen elektrischen Feldkomponente einer einfachen Struktur in verschiedenen Messumgebungen, im Vergleich zu einer realen Antennenmessung mit derselben Struktur. Der Einfluss der realen Messumgebung führt zu einer Abweichung der Ergebnisse im gesamten aufgenommenen Frequenzbereich. Ziel ist es das Abstrahlmodell um den Einfluss der Messumgebung zu erweitern. Hierzu werden Transfer- bzw. Korrekturfunktionen aus speziellen Messungen gewonnen.

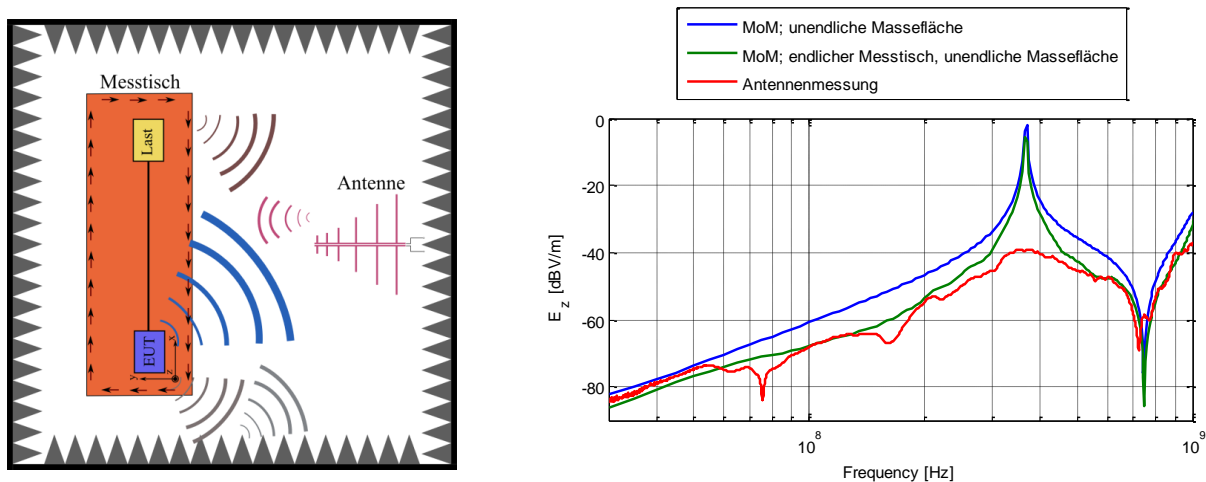


Bild 24: Störeinflüsse bei der Antennenmessungen (links); E_z aus MoM-Simulation einer einfachen Struktur mit verschiedenen Messumgebungen im Vergleich einer Antennenmessung an einem Beobachtungspunkt in 1.5 m Entfernung (rechts)

Das von einer Platine abgestrahlte elektrische und magnetische Feld steht in direktem Zusammenhang mit der Stromverteilung auf der Platine. Bei der Antennenmessung wird das elektrische Feld mittels Antenne in einer Absorberkabine erfasst und eine entsprechende Antennenspannung gemessen. Dabei beeinflussen Interferenzen mit der Messumgebung das Ergebnis.

Sind für einen diskreten Punkt in einer definierten Ebene (z.B. eine Ebene oberhalb von einem Messtisch) unabhängige Ströme in x -, y - und z -Richtung bekannt, kann eine Übertragungsfunktion zwischen einem Stromsegment in diesem Punkt und der resultierenden Antennenspannung ermittelt werden. Die resultierende Funktion ist abhängig von dem Messort und der jeweiligen Frequenz.

$$T^x_{nm} = \frac{V^x_{ant,nm}}{\tilde{I}^x_{nm}} \quad (21)$$

$$T^y_{nm} = \frac{V^y_{ant,nm}}{\tilde{I}^y_{nm}} \quad (22)$$

$$T^z_{nm} = \frac{V^z_{ant,nm}}{\tilde{I}^z_{nm}} \tag{23}$$

Hier beschreibt $T^{x,y,z}_{nm}$ die Transferfunktion für den Punkt nm innerhalb der Ebene, $V^{x,y,z}_{ant,nm}$ steht für die resultierenden Antennenspannungen und $I^{x,y,z}_{nm}$ für die anregenden Ströme. Alle Variablen sind in Amplitude und Phase gegeben.

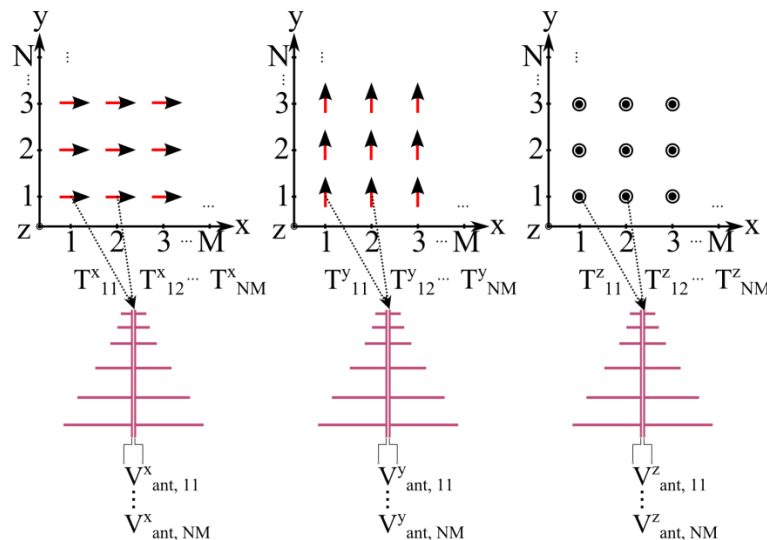


Bild 25: Berechnung der Übertragungsfunktion zwischen Antennenspannung und Strömen von Hertzischen Dipolen

Die so ermittelten Übertragungsfunktionen beschreiben sowohl die Verkopplung der Stromelemente mit der der Antenne als auch die Störeinflüsse der Messumgebung. Um die Anzahl der notwendigen Quellen zu reduzieren, ist eine örtliche Interpolation oder sogar die Ermittlung einer einzelnen Transferfunktion möglich.

Für die messtechnische Bestimmung der Korrekturfaktoren sind spezielle, elektrisch kleine Quellen notwendig, welche ausschließlich horizontale oder vertikale Ströme innerhalb der Korrektorebene erzeugen. Um die Ermittlung einer korrekten Übertragungsfunktion zu gewährleisten, müssen alle diskreten Stromsegmente in jeder Orientierung unabhängig gespeist werden können. Es ist sinnvoll, möglichst kleine Strukturen zu verwenden, welche sich mit einzelnen Hertzischen Dipolen approximieren lassen und somit die weiterführenden Berechnungen vereinfachen. Als Quellen wurden eine Monopolanterenne für Ströme in vertikaler Orientierung und eine Dipolantenne für Ströme in horizontaler Orientierung ausgewählt (**Bild 26**).

Bild 26 zeigt außerdem die Approximation des Monopols mit einem Dipol in z-Richtung und die Approximation einer Dipolantenne mit einem Hertzischen Dipol in x-Richtung.

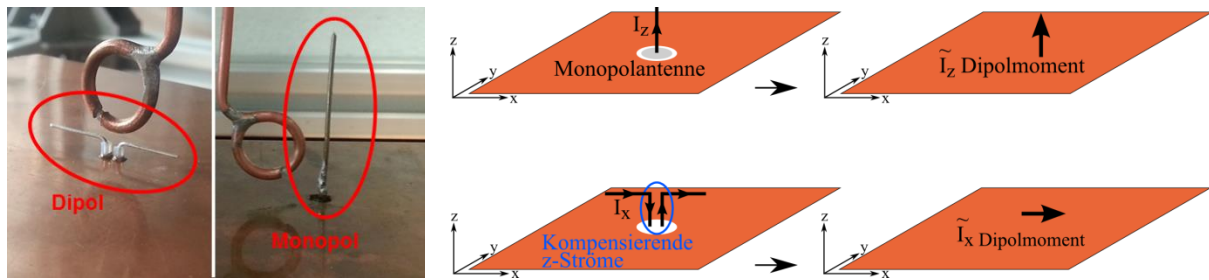


Bild 26: Quellen für horizontale und vertikale Ströme (links); Approximation der Quellen mit Hertzischen Dipolen (rechts)

Während sich die Speisung der Monopolantenne als unproblematisch erweist, muss die Dipolantenne mit zwei vertikalen Leitern gespeist werden. Diese erzeugen unerwünschte vertikale Feldkomponenten. Jedoch kann im Fall von ausreichend geringem Abstand der vertikalen Elemente zueinander und einer symmetrischen Einspeisung von einer Kompensation der vertikal polarisierten Felder im Beobachtungspunkt ausgegangen werden. Um eine symmetrische Einspeisung zu erreichen, kann ein Symmetrieglied (Balun, balanced-unbalanced) verwendet werden. Da die Untersuchungen aber über einen großen Frequenzbereich erfolgen sollen, wird hier eine „single-ended to mixed-mode“ S-Parameter Messung mit einem 4-Kanal Netzwerkanalysator eingesetzt, um die symmetrische Speisung nachzubilden [18].

$$s_{1d} = \frac{1}{\sqrt{2}}(s_{12} - s_{13}) \tag{24}$$

Unter Beachtung der Spiegeltheorie können die äquivalenten Dipolmomente der Antennen durch Messung an einem einzelnen Beobachtungspunkt im elektromagnetischen Nahfeld gewonnen werden. Da die Quellen über eine örtliche Ausdehnung verfügen, ist die Approximation im Fernfeld zwar präzise, die Approximation im Nahfeld ist jedoch fehlerbehaftet. Um das Dipolmoment möglichst genau zu ermitteln wird ein Feldbereich nah an der Quelle gewählt, in dem eine minimale Abweichung zwischen Antennenfeld und Dipolfeld besteht (**Bild 27**).

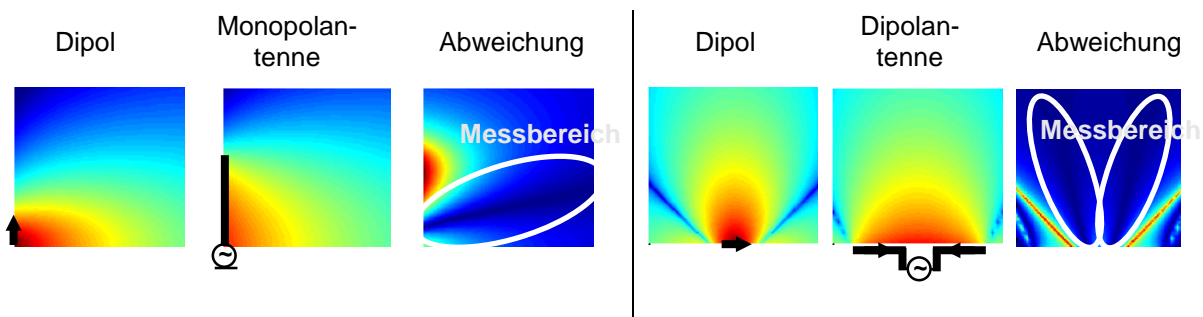


Bild 27: Bestimmung des Messbereiches zur Approximation der Quellen mit Hertzischen Dipolen; Monopol (links); Dipol (rechts)

Sind die Korrekturfunktionen für eine beliebige Stromverteilung innerhalb eines definierten Bereichs bekannt, können diese auf eine willkürliche Platine angewendet werden. Im nächsten Schritt wird ein Nahfeld-Scan von der Platine durchgeführt und ein Multi-

Dipol Modell aus den gewonnenen Felddaten erzeugt. Die berechneten Dipolströme werden in ihre x- y- und z-Komponenten zerlegt und mit den entsprechenden Übertragungsfunktionen in Antennenspannungen transformiert. Die Superposition der Spannungen beschreibt schließlich die gesamte Antennenspannung des PCBs.

$$V_{ant} = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M T^x_{nm} I^x_{nm} + T^y_{nm} I^y_{nm} + T^z_{nm} I^z_{nm} \quad (25)$$

Hier beschreibt V_{ant} die Gesamtspannung der Antenne, $T^{x,y,z}$ die Übertragungsfunktionen und $I^{x,y,z}$ die durch das Scanning ermittelten Ströme.

Bild 28 zeigt den Prozess der Modellerstellung bzw. Vorhersage von ALSE Antennenmesswerten.

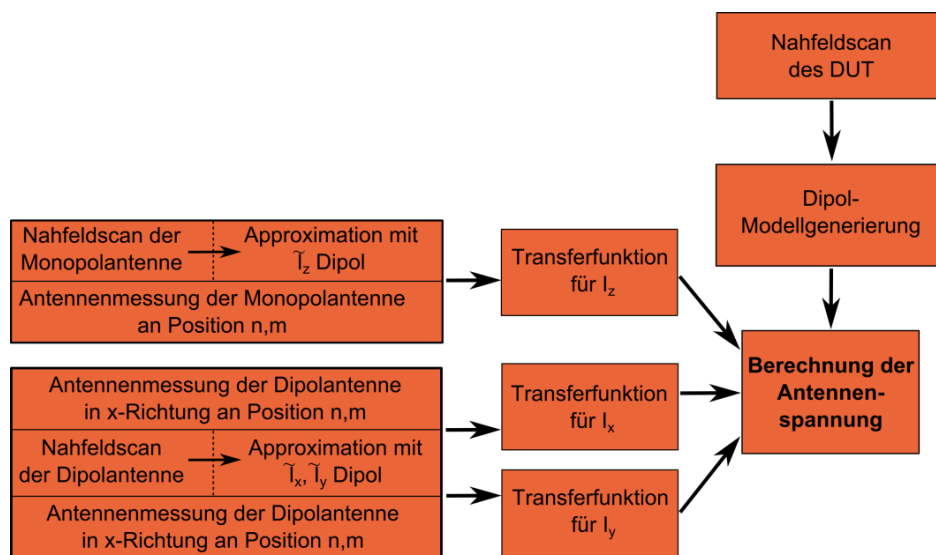


Bild 28: Ablauf des vorgestellten Korrekturverfahrens

2.1.2.6 Identifizierung der Common-Mode Stromverteilung eines Kabelbündels mittels Leitungsscan

Es werden Messmethoden im Zeit- und im Frequenzbereich auf das Problem der Common-Mode Stromidentifizierung von Kabelbündeln angewendet. Es müssen hierbei zwei Hindernisse überwunden werden. Zum einen können die Stromamplituden sehr klein sein und nur wenig Abstand zum Rauschlevel der Messeinrichtung haben. Zum anderen muss die Verteilung der Stromphase bestimmt werden. Die direkte Messung der Phase mit einem Netzwerkanalysator benötigt ein stabiles und starkes externes Referenzsignal.

Zeitbereichsmessungen mit einem Oszilloskop und anschließender Anwendung der FFT erzeugen auch Amplituden- und Phaseninformationen. Aufgrund von internen Störungen beim Oszilloskop, können diese Messungen die geforderten Daten aber nicht

mit der notwendigen Genauigkeit bereitstellen. Beide Methoden können auch nicht die oftmals geforderten EMV-Detektoren liefern. Die übliche EMV Frequenzbereichsmess-technik kann im Gegenzug keine direkte Phaseninformation zur Verfügung stellen. Im Folgenden wird eine Methode zur Phasenrekonstruktion aus gemessenen Strom-amplituden vorgestellt.

Die Methode basiert auf einem Common-Mode Strom Substitutionsmodell des Bündels und einem Optimierungsalgorithmus. Dieser Algorithmus rekonstruiert die Phase unter Verwendung der Leitungstheorie, um entsprechende Leitungsparameter zu identifizieren, welche die gemessene Amplitudenverteilung reproduzieren. Für diesen Ansatz wird ein Common-Mode Leitungsmodell des Kabelbündels benötigt. Theoretisch können viele Mehrleitersysteme durch ein Set von einzelnen Übertragungsleitungen mit verschiedenen Eigenschaften (Ausbreitungskonstante und charakteristische Impedanz) entkoppelt werden [19]. Die Common-Mode Signale breiten sich hauptsächlich zwischen dem Kabelbündel und der Massefläche aus, wo die Luft eine geringere Permittivität hat als die Kabelisolation. Die Common-Mode Ausbreitungsgeschwindigkeit ist nah der Lichtgeschwindigkeit, aufgrund des großen Abstands des Kabelbündels zur Masse. Differential-Mode Signale breiten sich hauptsächlich zwischen den Leitungen im Bündel aus, wo die Geschwindigkeit durch die Isolationsmaterialien vermindert ist. Wenn ein Kabelbündel aus dicht gepackten Leitungen besteht, ist es möglich den Einfluss der Differential-Mode Ströme bei der Abstrahlung zu vernachlässigen, wenn der Beobachtungspunkt weit genug entfernt ist. Damit kann das Kabelbündel in ein Einzelleitermodell substituiert werden, mit lediglich dem Common-Mode Strom (**Bild 29**).

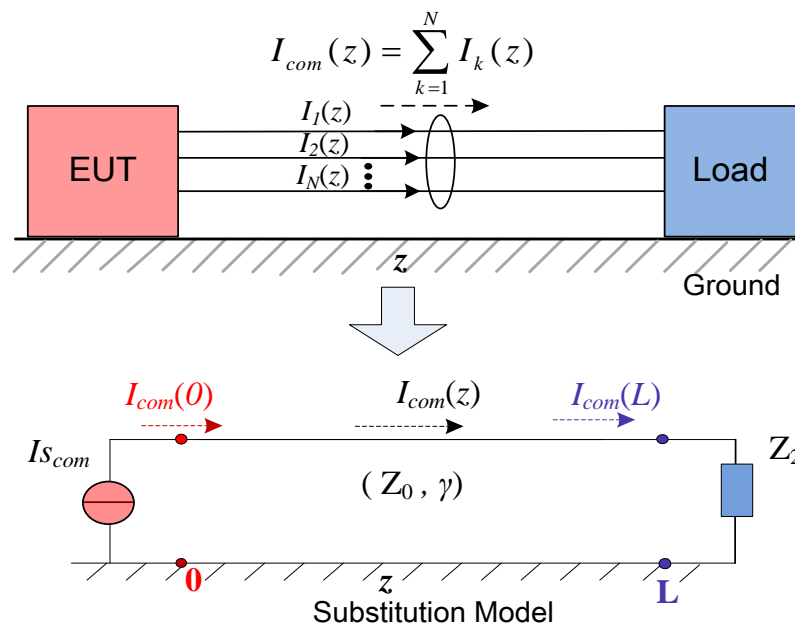


Bild 29: Mehrleitersystem und das substituierte Einzelleitermodell mit Common-Mode Strom

Die örtliche Common-Mode Stromverteilung $I_{com}(z)$ folgt zu:

$$I_{com}(z) = \left(\frac{e^{\gamma(L-z)}}{1-\Gamma_2} \right) \left(1-\Gamma_2 e^{-2\gamma(L-z)} \right) I_{com}(L) \quad (26)$$

$$\Gamma_2 = \frac{Z_2 - Z_0}{Z_2 + Z_0} = A + jB \quad (27)$$

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (28)$$

Wobei $I_{com}(L)$ der Strom am Ende des Kabels ist, Γ_2 ist der Reflexionsfaktor und γ ist die Ausbreitungskonstante. Z_0 und Z_2 sind charakteristische Impedanz und die Abschlussimpedanz des Modells. Der Strom $I_{com}(z)$ ist eine Funktion der unbekannt Parameter A , B , α , und β . Die Parameter können mittels Minimierungsalgorithmen berechnet werden. Hierzu wird der Zusammenhang als quadratische Funktion beschrieben:

$$F(z) = \left| \left(\frac{e^{(\alpha+j\beta)(L-z)}}{1-(A+jB)} \right) \left(1-(A+jB)e^{-2(\alpha+j\beta)(L-z)} \right) \right|^2 \quad (29)$$

Ausgehend von der aufgenommenen Stromamplitudenverteilung in den Scanpunkten, sind so viele Gleichungen wie Messpunkte vorhanden. Das überbestimmte Gleichungssystem wird mit einem entsprechenden Optimierungsalgorithmus gelöst. Der Trust-Region-Reflective Algorithmus wird an dieser Stelle verwendet. Das Minimierungsproblem folgt zu:

$$S = \min \left\| \mathbf{F}(\alpha, \beta, A, B, z) - \mathbf{F}_{meas}(z) \right\|_2^2 \\ = \sum_{i=0}^m [\mathbf{F}(\alpha, \beta, A, B, z_i) - \mathbf{F}_{meas}(z_i)]^2 \quad (30)$$

Für eine bessere Konvergenz können die Verluste auf der Leitung vernachlässigt werden und α kann zu Null gesetzt werden. Die charakteristische Impedanz des Bündels kann, für eine Einzelleitung über Masse, mit einfachen analytischen Formeln abgeschätzt werden. Nachdem die möglichen Parameter A , B , α , und β für jede Frequenz gefunden wurden, kann die Phase des Common-Mode Stroms des Bündels berechnet werden.

Unter Verwendung von Zeitbereichsmessungen mit einem Oszilloskop, können Amplitude und Phase direkt bestimmt werden. Diese Methode kann als Alternative zur phasenlosen Amplitudenmessung verwendet werden. Um die Phasendifferenz zwischen den Scanpunkten zu ermitteln, wird ein Referenzsignal benötigt. Der Strom am Anfang des Kabelbündels kann als Referenz zur Triggerung herangezogen werden. In der praktischen Anwendung kann dieses Signal sehr schwach sein und eine direkte Spannungsmessung am Kabel oder am PCB wird notwendig für ein stabiles Triggersignal. Die relative Phasenverteilung kann berechnet werden mit:

$$\begin{aligned}
 P_1 : [\varphi_1 + \Delta\varphi_c] - [\varphi_0 + \Delta\varphi_r] &= [\varphi_1 - \varphi_0] + [\Delta\varphi_c - \Delta\varphi_r] \\
 P_2 : [\varphi_2 + \Delta\varphi_c] - [\varphi_0 + \Delta\varphi_r] &= [\varphi_2 - \varphi_0] + [\Delta\varphi_c - \Delta\varphi_r] \\
 &\vdots \\
 P_N : [\varphi_N + \Delta\varphi_c] - [\varphi_0 + \Delta\varphi_r] &= [\varphi_N - \varphi_0] + [\Delta\varphi_c - \Delta\varphi_r]
 \end{aligned}
 \tag{31}$$

Hierbei ist φ_N die Stromphase an der Position N (**Bild 30**). φ_0 ist die Phase des Referenzsignals, $\Delta\varphi_r$ und $\Delta\varphi_c$ sind die Phasenverschiebungen durch die Kabel vom Referenzsensor und Messsensor zum Oszilloskop. Diese Verschiebungen können durch Normalisierung der Phase an jeder Messposition beseitigt werden.

$$\begin{aligned}
 P_1 - P_N : \varphi'_1 &= [\varphi_1 - \varphi_N] \\
 P_2 - P_N : \varphi'_2 &= [\varphi_2 - \varphi_N] \\
 &\vdots \\
 P_N - P_N : \varphi'_N &= 0
 \end{aligned}
 \tag{32}$$

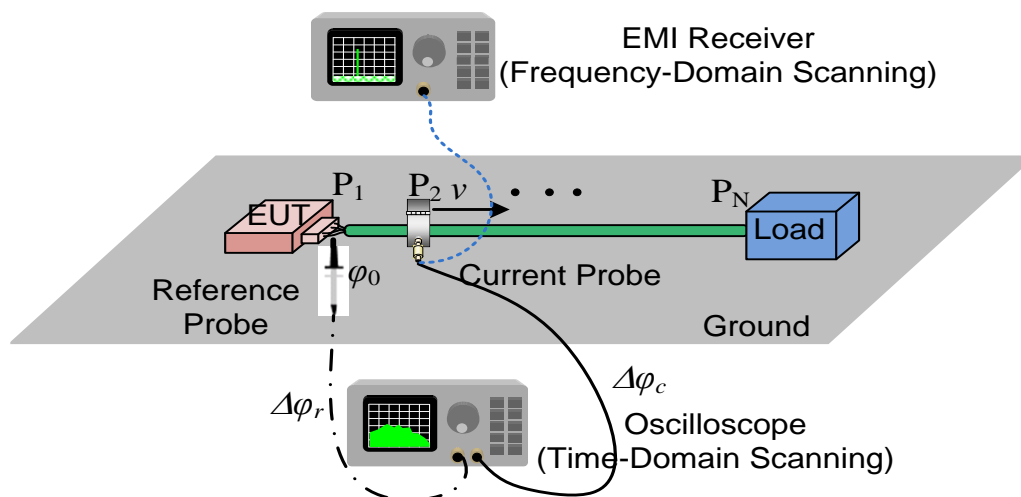


Bild 30: Common-Mode Strom Messsystem

2.1.2.7 Erstellung von Abstrahlmodellen von Kabelbündeln

Wenn die Stromverteilung $I_{com}(z)$ ermittelt wurde, wird ein Abstrahlmodell für das Kabelbündel und den Metalltisch benötigt. Zur Berechnung der abgestrahlten Felder sind analytische [20] und numerische Methoden vorhanden. Um Berechnungszeit einzusparen, werden keine numerischen Methoden verwendet. Ein Multi-Dipol Abstrahlmodell wird für das Kabelbündel verwendet (**Bild 31**).

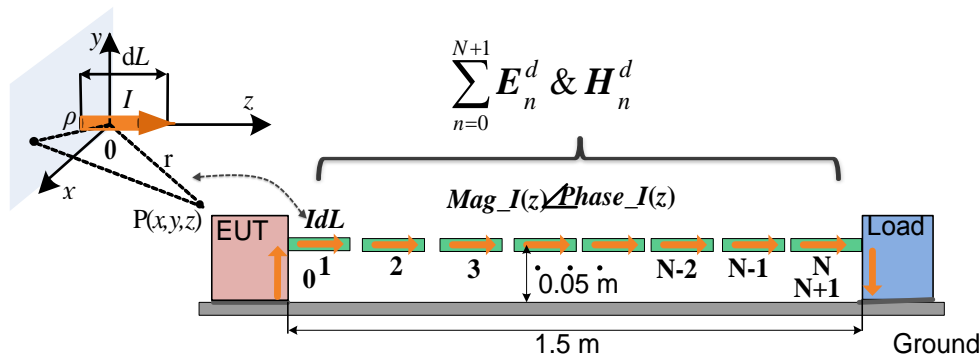


Bild 31: Multi-Dipol Modell zur Berechnung der Abstrahlung von Kabelbündeln

Das Kabelbündel wird in N kurze Segmente unterteilt, welche durch äquivalente Hertzsche Dipole angenähert werden. Die Abstrahlung des Kabelbündels an einem Beobachtungspunkt wird mit der Superposition der einzelnen Dipolfelder berechnet. Die vertikalen Segmente 0 und N+1 (**Bild 31**) vom Kabel zur Massefläche, müssen mit zwei zusätzlichen vertikalen Dipolen berücksichtigt werden [21]. Diese Ströme sind nicht direkt aus den Messungen bekannt aber können mittels Einzelleitermodell approximiert werden.

Ein einfaches äquivalentes Oberflächenstrommodell wird angewendet, um die Abstrahlung der endlichen Massefläche zu beachten (**Bild 32**). Die Massefläche wird mit einem Set von Dipolen modelliert. Die Dipolströme können mittels Oberflächenstromdichte bestimmt werden [22] zu:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{J}(s) &= J_x \mathbf{e}_x + J_z \mathbf{e}_z \approx \mathbf{e}_n \times (\mathbf{H}^{TL}(s) + \mathbf{H}^{TL_mirror}(s)) \\
 &\approx -H_z \mathbf{e}_x + H_x \mathbf{e}_z
 \end{aligned}
 \tag{33}$$

Wobei $\mathbf{e}_n (= -\mathbf{e}_y)$ der Einheitsvektor senkrecht zur Fläche ist, $\mathbf{H}^{TL}(s)$ ist das magnetische Feld der Leitung über der Massefläche und $\mathbf{H}^{TL_mirror}(s)$ ist das magnetische Feld vom Spiegelstrom entsprechend der Spiegeltheorie. Für jedes Element in **Bild 32** kann der Strom berechnet werden zu:

$$I_{dipx} \mathbf{e}_x = \Delta L_z \cdot J_x \mathbf{e}_x \quad I_{dipz} \mathbf{e}_z = \Delta L_x \cdot J_z \mathbf{e}_z
 \tag{34}$$

Das gesamte abgestrahlte Feld vom Kabelbündel und der endlichen Massefläche (E^{Total} & H^{Total}) ergibt aus der Überlagerung der Felder des Leitermodells ohne die Massefläche (E^{TL} & H^{TL}) und dem Feld der Spiegelströme in der Masse ohne den Leiter (E^{P} & H^{P}) zu:

$$\begin{aligned} \mathbf{E}^{\text{Total}} &= \mathbf{E}^{\text{TL}} + \mathbf{E}^{\text{P}} \\ \mathbf{H}^{\text{Total}} &= \mathbf{H}^{\text{TL}} + \mathbf{H}^{\text{P}} \end{aligned} \quad (35)$$

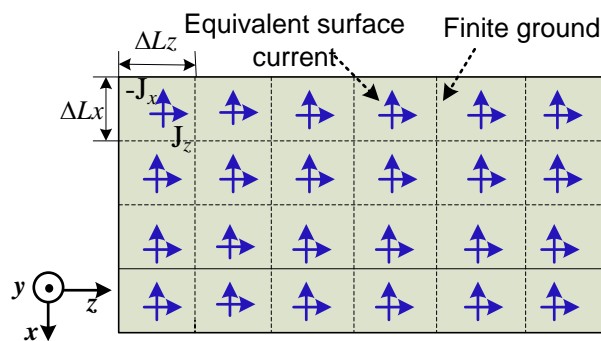


Bild 32: Approximation der endlichen Massefläche

2.1.2.8 Korrekturverfahren für Strom-Scan basierte Abstrahlmodelle von Kabelbündeln

Die vorgestellte Methode zur Berechnung der Abstrahlung kann das komplexe Verhalten einer Absorberkammer, in der Messungen nach CISPR-25 durchgeführt werden, nicht berücksichtigen. Zusätzliche Störeinflüsse, wie die Reflexion von den Kammerwänden oder eine begrenzte Genauigkeit des Messequipments können die Antennenspannung beeinflussen. Eine Methode zur Substitution von ALSE Messungen, muss eine reale Antennenmessung vorhersagen können. Die Störeinflüsse der Umgebung müssen in das Modell integriert werden. Dies kann mit einer Messdaten-basierten Kalibrierung durchgeführt werden [23]. Innerhalb dieses Kalibrierprozesses wird ein Kabel von 1,5 m Länge, 50 mm oberhalb der Massefläche, mit einer 50 Ω Quellenimpedanz verwendet, um die Korrekturfunktion K_c zu bestimmen.

$$K_c = E_{ac} - E_{am} \quad (36)$$

Wobei E_{am} das gemessene elektrische Feld von der Testantenne ist, E_{ac} ist das berechnete Feld derselben Konfiguration basierend auf der gemessenen Stromverteilung. Zusätzlich können einige Optimierungen der Methode vorgenommen werden, wie eine Mittelung der Korrekturfunktion durch verschiedene Lastimpedanzen und die Vermeidung der Abstrahlung von Nicht-Kabelkomponenten, kann die Übereinstimmung der Antennenmessung und der Vorhersage verbessern.

Bild 33 zeigt die vertikalen und horizontalen Korrekturfunktionen, wenn ein Einzelleiter in der Kalibrationskonfiguration mit verschiedenen Lastimpedanzen abgeschlossen wird. Die Quellenimpedanz ist dabei immer 50 Ω. **Bild 34** zeigt den gesamten Ablauf der Berechnung von Antennenmesswerten mittels Strom-Scan Verfahren.

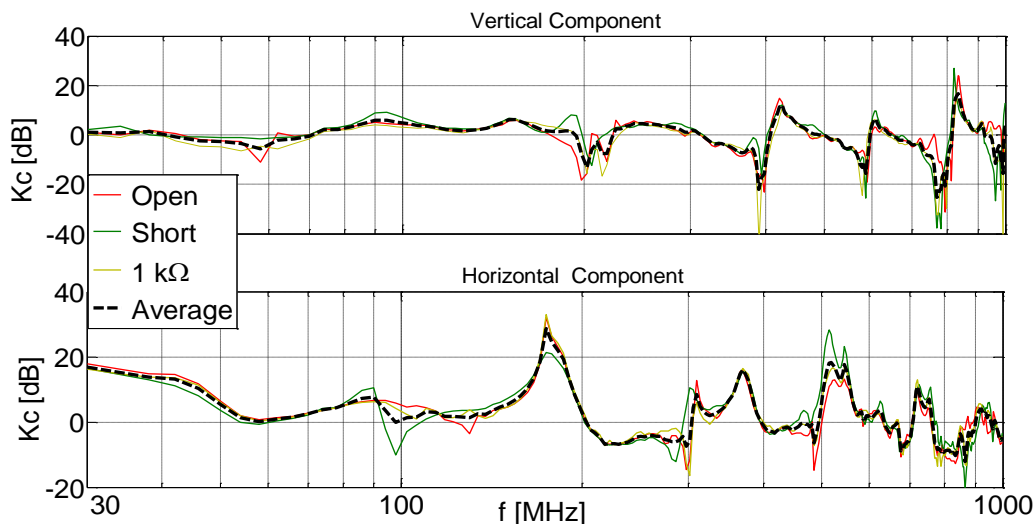


Bild 33: Korrekturfunktionen der vertikalen und horizontalen Polarisation

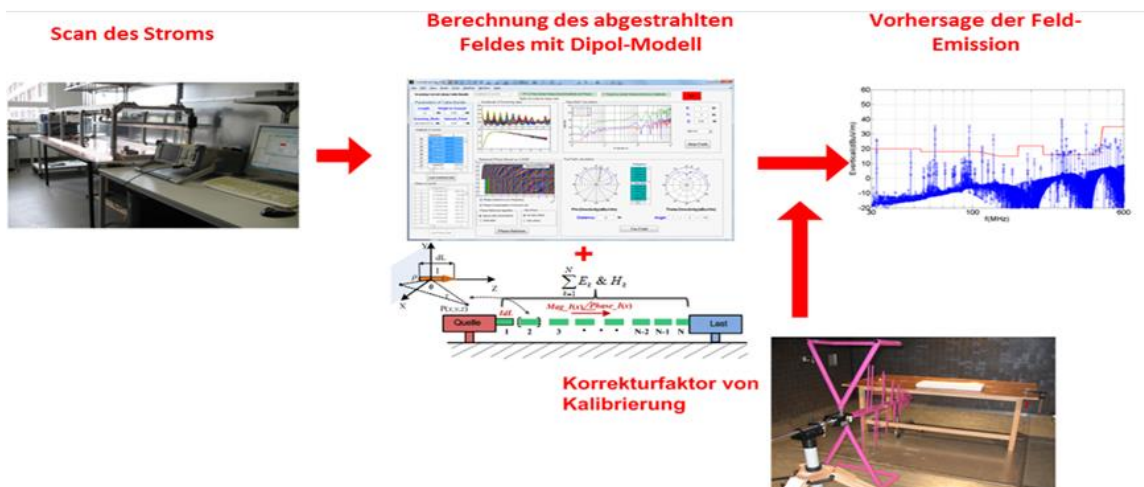


Bild 34: Prozess der alternativen Methoden für die Vorhersage der Feld-Emission mit Modellkorrektur

2.1.2.9 Entwicklung und Simulation eines Demonstrators für die Analyse von Nahfeld-Scanverfahren

Zur Analyse der Scan-Verfahren zur Erstellung von Abstrahlmodellen von PCBs wird ein Demonstrator-PCB entwickelt (**Bild 35, Bild 36**). Ziel ist es Strom- und Feldkomponenten in alle Raumrichtungen zu erzeugen. Die Platine verfügt über eine aktive Oszillatorschaltung und einen Abgriff eines Referenzsignals für die Messung im Zeitbereich mittels Oszilloskop. Als Eingangssignal U_i am Leitungsanfang wird ein 4 MHz Puls mit

max. 3,3 V Amplitude erzeugt. Zur Abschirmung der Abstrahlung des aktiven Schaltkreises wird das PCB in einem Metallblock befestigt und mit der Masse verbunden (**Bild 37**).

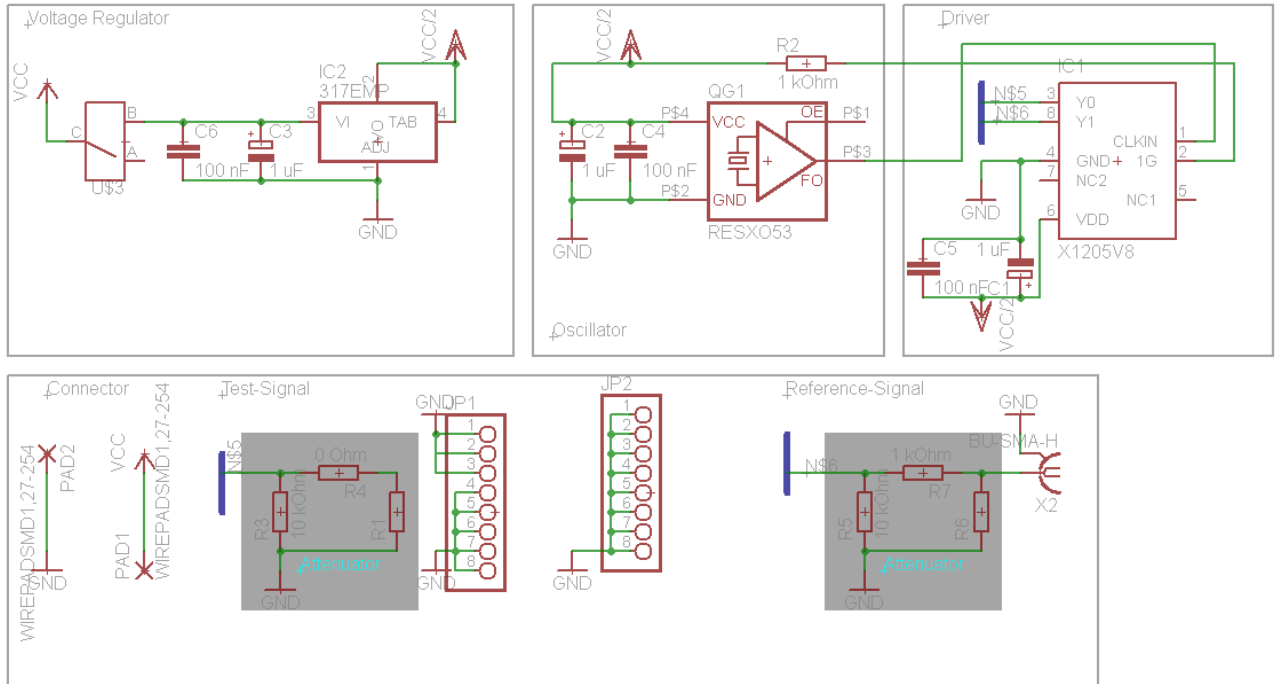


Bild 35: Schaltplan des Demonstrator-PCB

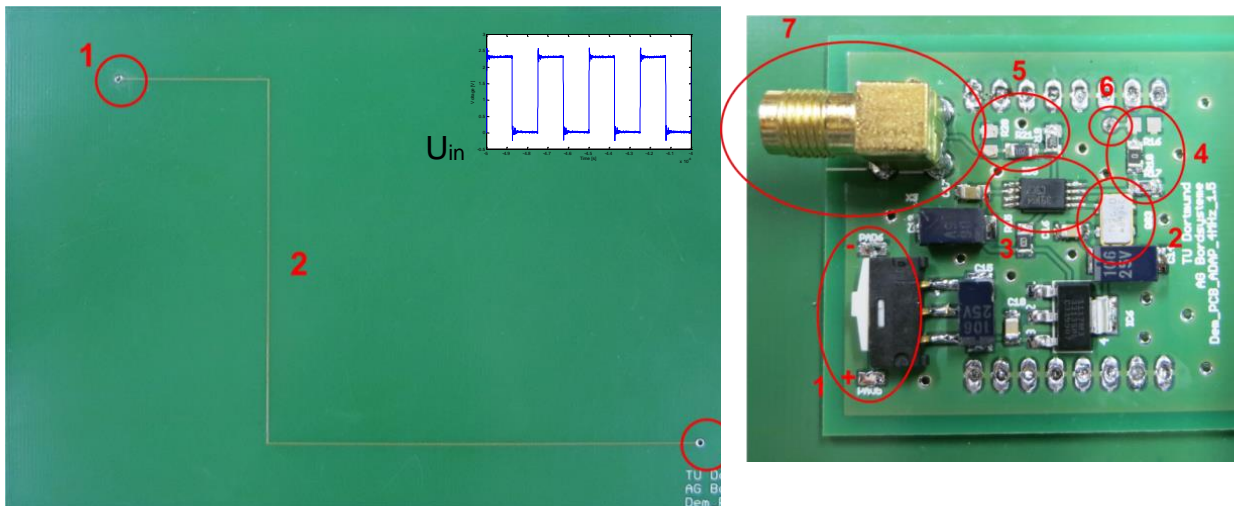


Bild 36: (links) Oberseite Oszillator-PCB (1: Eingangssignal; 2: Leiterbahn; 3: Abschlussimpedanz); (rechts) Unterseite Oszillator-PCB (1:Eingangsspannung; 2: Oszillator, 3: Clock Buffer; 4: Dämpfungsglied; 5: Dämpfungsglied; 6: Testsignal; 7: Referenzsignal)

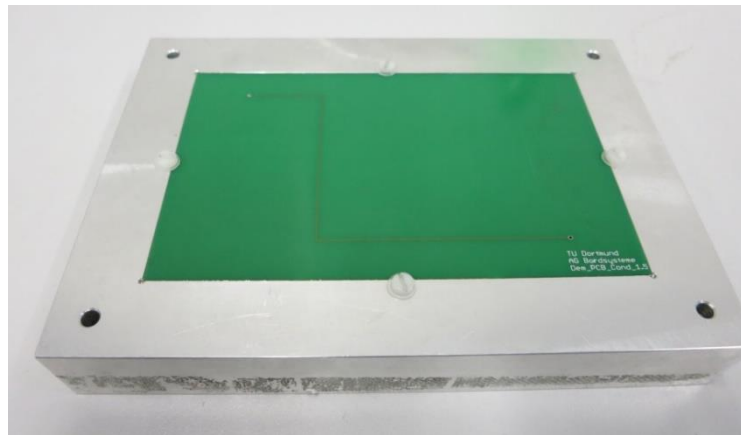


Bild 37: Demonstrator-PCB in Metallblock zur Masseanbindung

Zur Modellierung des Demonstrators werden messtechnisch und simulatorisch ermittelte Daten verwendet. Zuerst wird das Demonstrator-PCB auf die abstrahlende Leiterbahn reduziert und die Unterseite mit dem Oszillator-Schaltkreis wird entfernt. Anschließend wird eine S11-Parameter Messung des PCBs durchgeführt. Anschließend wird ein einfaches MoM-Simulationsmodell [13] erstellt, welches entsprechend der s-Parameter Messung konfiguriert wird **Bild 38**. Hierzu werden die Dielektrizitätskonstante ϵ_r , die Breite w und der Durchmesser d des Leiters variiert. **Bild 39** zeigt das Ergebnis der Modellanpassung. Mittels Simulationsmodell können die zu erwartenden elektromagnetischen Felder im Nah- und im Fernfeld berechnet werden.

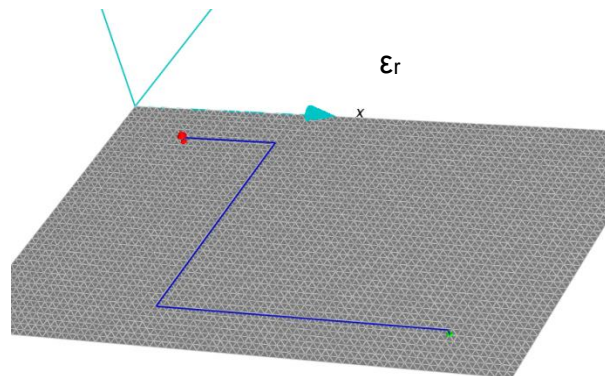
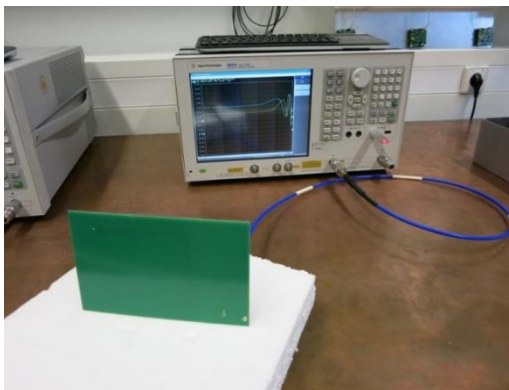


Bild 38: S11-Parameter Messung (links), MoM-Simulationsmodell (rechts)

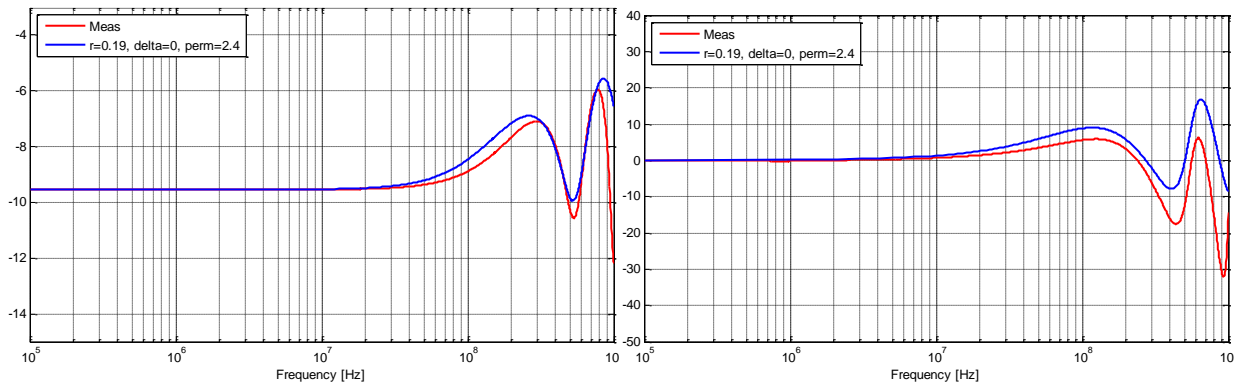


Bild 39: Ergebnis der Modellanpassung; S11-Amplitude (links); S11-Phase (rechts)

2.1.3 Ergebnisse

2.1.3.1 Sensitivitätsanalyse der Minimalströme nach CISPR-25 Grenzwerten

Eine Sensitivitätsanalyse ist in **Bild 40** und **Bild 41** durchgeführt. Hier werden die mittels der vorgestellten Modelle abgeschätzten Ströme bezogen auf die CISPR-25 Grenzwerte gezeigt.

Service/ Band	Fre- quency MHz	Class 5 (wire above ground plane - 5 cm height - 1 m distance - 1.5 m length)				
		Fields dB(μV/m)	DM Currents short dipole approach [A]	DM Currents half wave- length dipole approach [A]	Currents short dipole ap- proach [dBμA]	Currents half wavelength dipole approach [dBμA]
		AVG	AVG	AVG	AVG	AVG
BROADCAST						
LW	0,15 - 0,30	26	0,112307909	0,000529107	101,0082068	54,47086935
MW	0,53 - 1,8	20	0,001563536	4,41969E-05	63,88215683	32,90784434
SW	5,9 - 6,2	20	0,000131786	1,28314E-05	42,39738945	22,16546066
FM	76 - 108	18	4,02395E-07	6,31924E-07	-7,906942967	-3,986705554
TV Band I	41 - 88	18	5,19622E-07	7,18095E-07	-5,686249853	-2,876358997
TV Band III	174 - 230	22	1,20558E-07	4,35449E-07	-18,37605641	-7,221262274
DAB III	171 - 245	16	5,32501E-08	2,0488E-07	-25,47358634	-13,77002724
TV Band IV/V	468 - 944	31	2,01701E-08	2,99015E-07	-33,90582274	-10,48614544
DTTV	470 - 770	35	4,80476E-08	6,04551E-07	-26,36657197	-4,371339948

Bild 40: Sensitivitätsanalyse der Minimalströme nach CISPR-25 Grenzwerten

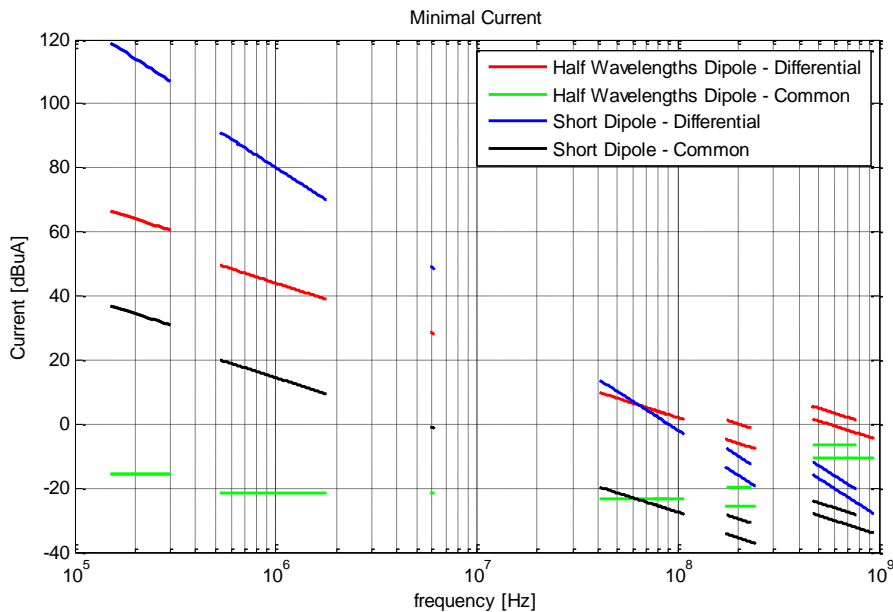


Bild 41: Sensitivitätsanalyse der Minimalströme nach CISPR-25 Grenzwerten

2.1.3.2 Identifizierung der dominanten Strompfade auf PCB

Die Methode zur Identifizierung der dominanten Strompfade auf PCBs wird im ersten Schritt mit verrauschten Simulationsdaten validiert. Im zweiten Schritt wird sie auf reale Messdaten angewendet. Die Konfiguration des Demonstrator-PCBs und die Durchführung eines Scans sind in **Bild 42** dargestellt.

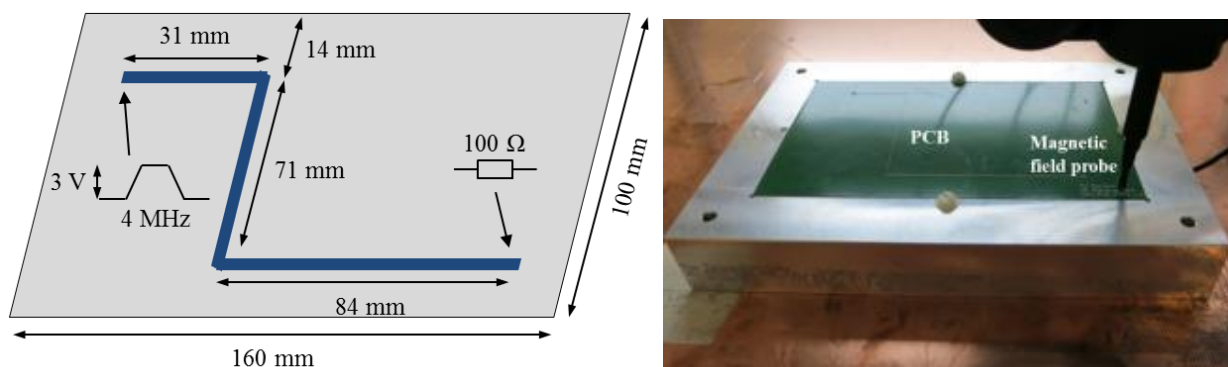


Bild 42: Konfiguration des PCB (links); Bild des Scans (rechts)

Das magnetische Nahfeld wird in einer Fläche von 160 mm x 100 mm, 8,5 mm oberhalb des PCB aufgenommen (Simulation). Die Auflösung liegt damit bei 3,5 mm. Die Nahfelddaten werden mit einem SNR von 6 dB verrauscht. Es werden anschließend vier verschiedenen Modelle erstellt.

Modell 1: Dipole Grid-förmig verteilt;
ohne Stromabschätzung; gelöst mittels Least-Squares

Modell 2: Dipole Grid-förmig verteilt
ohne Stromabschätzung; gelöst mit Regularisierung

Modell 3: Dipole Grid-förmig verteilt; mit Stromabschätzung und Vorkonditionierung; gelöst mit Regularisierung

Modell 4: Dipole entsprechend CAD-Daten; mit Stromabschätzung; gelöst mit Regularisierung

Bild 43 zeigt die magnetischen Nahfelder der verschiedenen Modelle im Vergleich zum simulierten Nahfeld. **Bild 44** zeigt die Ströme an den Leiterbahnkoordinaten im Vergleich zum Strom aus der MoM-Simulation. Es ist ersichtlich, dass die Nahfelder von Modell 1 - 3 nicht perfekt an das simulierte Feld angepasst sind. Das ist vor allem in Modell 1 ersichtlich, wo die Least-Squares Methode auf Basis einer Dipolverteilung entsprechend eines Grid, unphysikalische Ströme erzeugt. Modell 2 und Modell 3, auf Basis der Regularisierung, glätten das Feld und erzeugen wesentlich bessere Ströme. Modell 4, auf Basis von CAD-Daten Vorkonditionierung und Regularisierung, erzeugt eine sehr gute und physikalisch korrekte Approximation des Stroms.

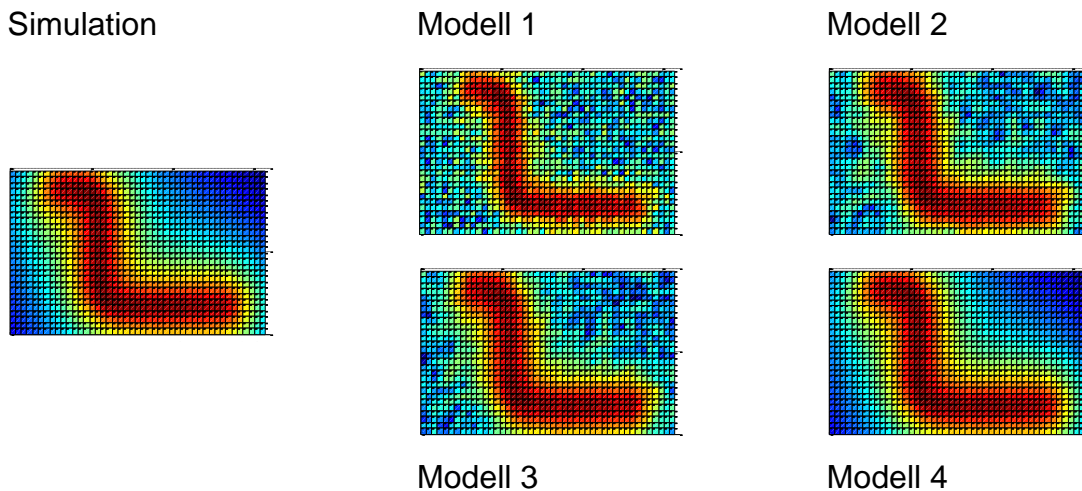
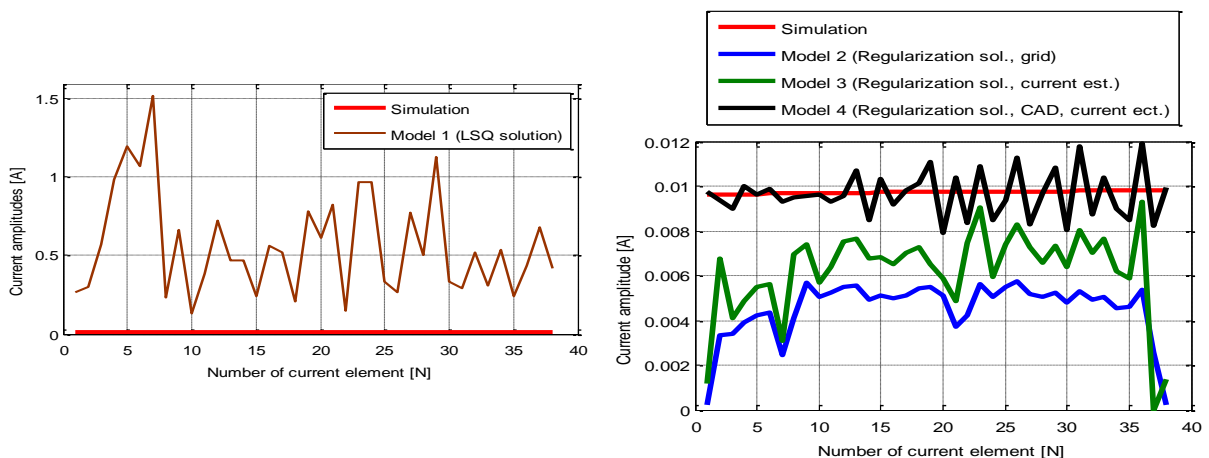


Bild 43: Berechnete magnetische Nahfelder (in der Scan-Ebene) im Vergleich zum simulierten Nahfeld



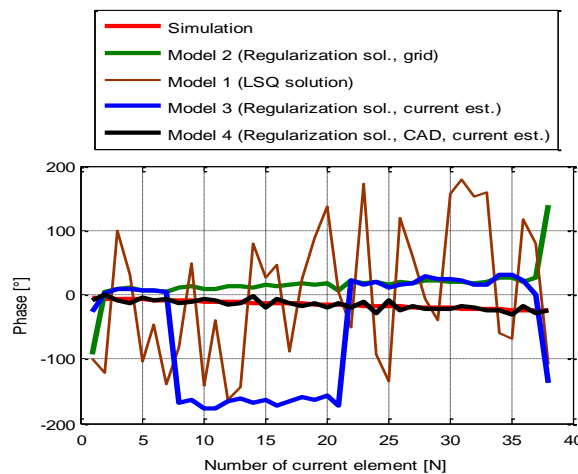


Bild 44: Stromamplituden (oben) und -phasen (unten) der verschiedenen Modelle im Vergleich zum MoM-Strom

Für die Messdaten basierte Verifikation wird das Demonstrator-PCB verwendet. Die Scan-Daten werden im Zeitbereich mittels Oszilloskop aufgenommen. Also Nahfeldsonde wird eine 3 mm Schleifensonde verwendet. Die Felddaten werden mittels Referenzsignal und FFT in den Frequenzbereich transformiert. Das Nahfeld wird in einer Ebene von 160 mm x 100 mm, 4,5 mm oberhalb des PCB aufgenommen. **Bild 45** zeigt die identifizierten Ströme für die Modelle 1 und 4. Es ist klar ersichtlich, dass die Genauigkeit der Ergebnisse durch die Anpassung und Vorkonditionierung deutlich verbessert wird.

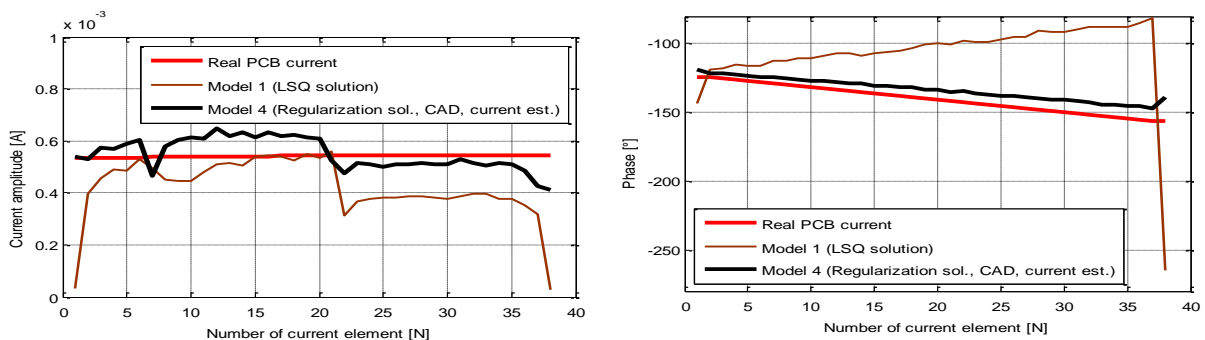


Bild 45: Stromamplituden (links) und –phasen (rechts) der verschiedenen Modelle im Vergleich zum realen Leiterbahnstrom

2.1.3.3 Korrekturverfahren für Nahfeld-Scan basierte Abstrahlmodelle von PCBs

Im folgenden Kapitel werden auf Messdaten basierende Ergebnisse zur Verifikation des vorgestellten Verfahrens gezeigt. Ziel ist es, die Antennenspannungen einer vertikal und horizontal polarisierten LPDA (logarithmisch-periodische Antenne) in einer Absorberkabine, im Frequenzbereich von 30 MHz bis 1 GHz, mittels Nahfeld-Scan vorherzusagen. Als Messobjekt wird eine einfache Struktur verwendet (**Bild 46**). Diese besteht aus einem Draht, 3,5 mm über der Massefläche, einer Länge von 200 mm und einem offenen Ende. Die Struktur kann näherungsweise als Leiterbahn einer Platine aufgefasst werden

und beinhaltet sowohl horizontale als auch vertikale Stromkomponenten. Alle Messungen werden mit einem 4-Kanal Netzwerkanalysator durchgeführt.

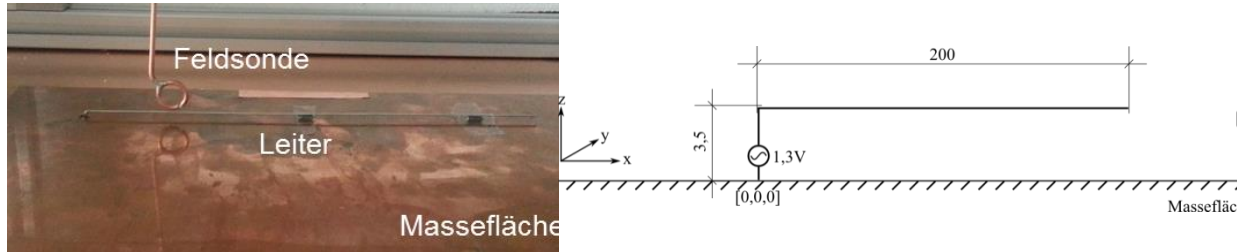


Bild 46: Teststruktur (links); Skizze Teststruktur (rechts)

Die Korrekturfunktionen werden nach den beschriebenen Messverfahren und Berechnungen ermittelt. Zuerst wird das magnetische Feld im Nahbereich der Drahtstrukturen aufgenommen und ein äquivalentes Dipolmoment berechnet.

Danach werden Antennenmessungen mit der LPDA durchgeführt und das von den Drahtstrukturen abgestrahlte Feld, innerhalb des Korrekturbereichs, mit dem Störeinfluss der Messumgebung aufgenommen (**Bild 47**). Hierbei wird sowohl die vertikale als auch die horizontale Polarisierung beachtet.

Um die Korrekturfunktionen für die vertikalen Ströme I_z zu gewinnen, wird ein senkrecht auf der Metallplatte stehender Draht mit einer Länge von 30 mm verwendet. Die Korrekturfunktionen der horizontalen Ströme $I_{x,y}$ werden mit Hilfe einer 30 mm langen, 3 mm hohen, Dipolantenne gewonnen. Wie schon erwähnt wird eine single-ended to mixed-mode S-Parametermessung und Symmetrierung durchgeführt. Zuerst wird das äquivalente Dipolmoment aus den Nahfeldmessung an der Quelle bestimmt. Anschließend erfolgt eine Antennenmessung in der realen Messumgebung (**Bild 47**).

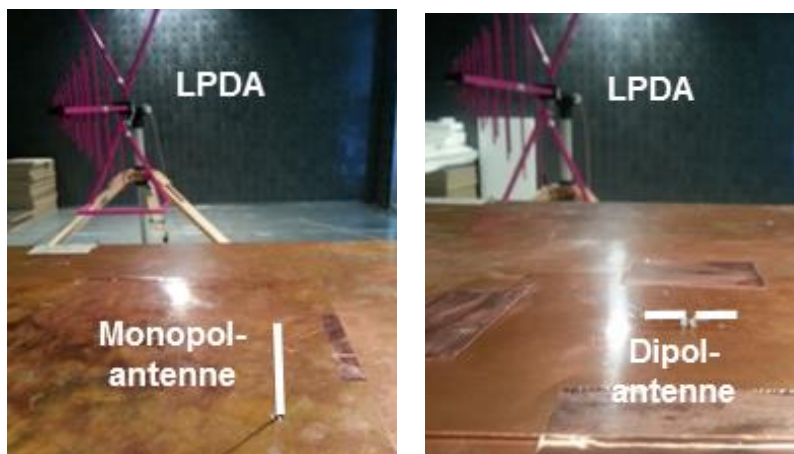


Bild 47: Antennenmessung in realer Messumgebung; Monopol (links); Dipol (rechts)

Es wird ein Nahfeldscan der Leiterplatte und die Identifizierung einer äquivalenten Stromverteilung für das Multi-Dipol Modell durchgeführt.

Die Scandaten werden in einer 250 mm x 60mm ausgedehnten Ebene 11 mm oberhalb der Leiterstruktur (**Bild 46**) aufgenommen. Dabei werden insgesamt 520 diskrete Feldpunkte, in x-, y- und z-Orientierung gemessen (**Bild 48**). Die Quellen werden entlang des Strompfades verteilt und miteinander korreliert. Aus den gemessenen Nahfeld-

Scandaten und den korrelierten Quellen werden schließlich die Dipolströme bestimmt.

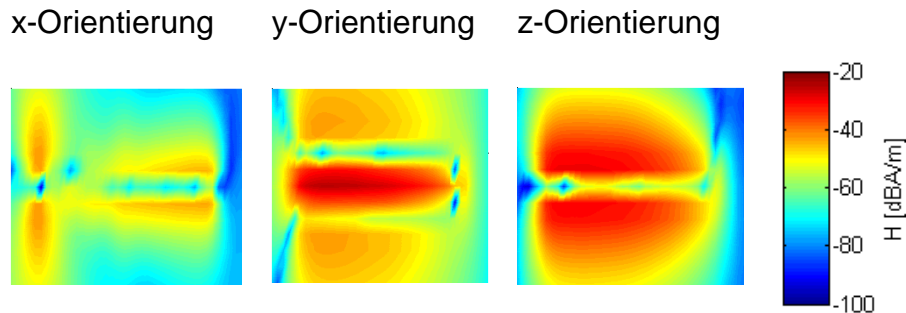


Bild 48: Nahfeld-Scan des magnetischen Feldes oberhalb der Leiterplatte mit Teststruktur (hier bei 420 MHz)

Anschließend können die ermittelten Dipolströme vektoriell zerlegt und mit den zugehörigen Übertragungsfunktionen in Antennenspannungen transformiert werden. Die Summe der Antennenspannungen führt zu der von der Platine erzeugten Gesamtspannung am Antennenfußpunkt.

Bild 49 und **Bild 50** zeigen das Ergebnis des Korrekturverfahrens an einem Beobachtungspunkt entsprechend der Antennenposition. Dieser ist 2 m entfernt ist von der Teststruktur. Für den Vergleich und zur Verifikation des Verfahrens wird zum einen eine Antennenmessung der Teststruktur, innerhalb der beeinflussenden Messumgebung durchgeführt. Zum anderen wird die Feldberechnung am Beobachtungspunkt mittels einem aus Nahfeld-Scan ermitteltem, aber nicht korrigiertem Dipolmodell, gezeigt. Die Ergebnisse in vertikaler Feldpolarisation sind sehr gut bis zu einer Frequenz von 900 MHz. Zwischen 900 MHz und 1000 MHz kommt es zu einer Abweichung von max. 6 dB zwischen korrigiertem Verhaltensmodell und den ALSE Antennenmessungen. Die Ergebnisse bei horizontaler Feldpolarisation stimmen bis zu einer Frequenz von 280 MHz mit einer max. Abweichung von 3 dB überein. Oberhalb dieser Frequenz kommt es zu einem Fehler von bis zu 10 dB. Allerdings ist bei beiden Polarisationen eine deutliche Verbesserung der Vorhersagequalität mittels Korrekturverfahren erkennbar.

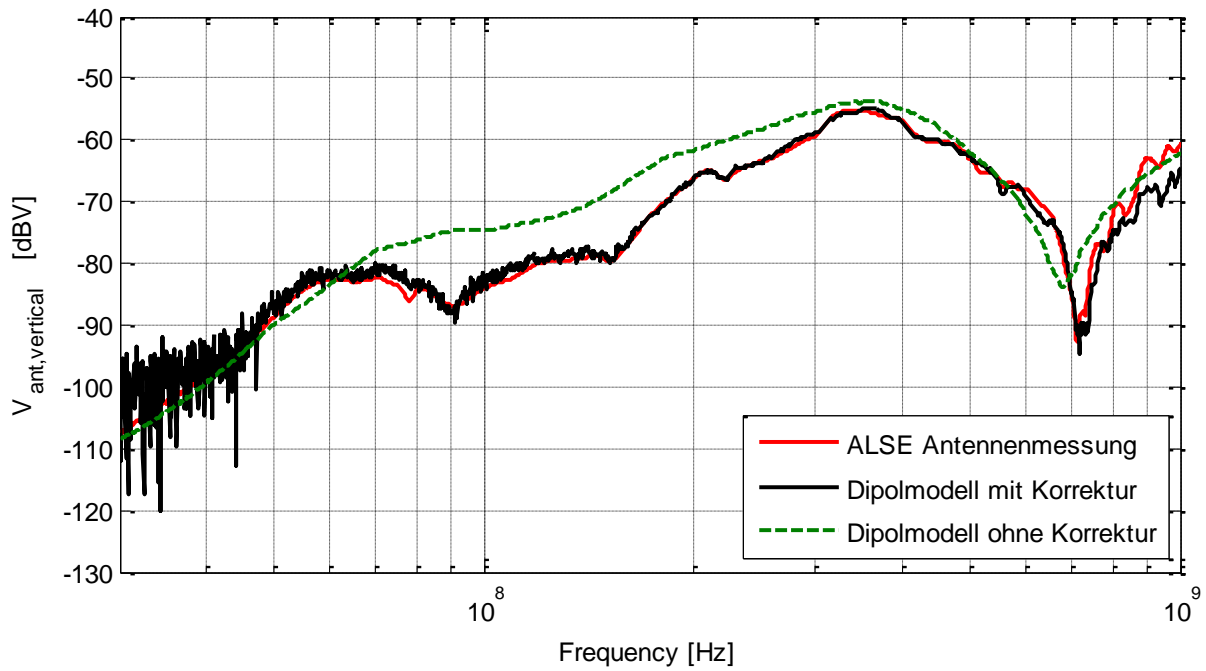


Bild 49: Vergleich der resultierenden Antennenspannungen (vertikale Feldpolarisation)

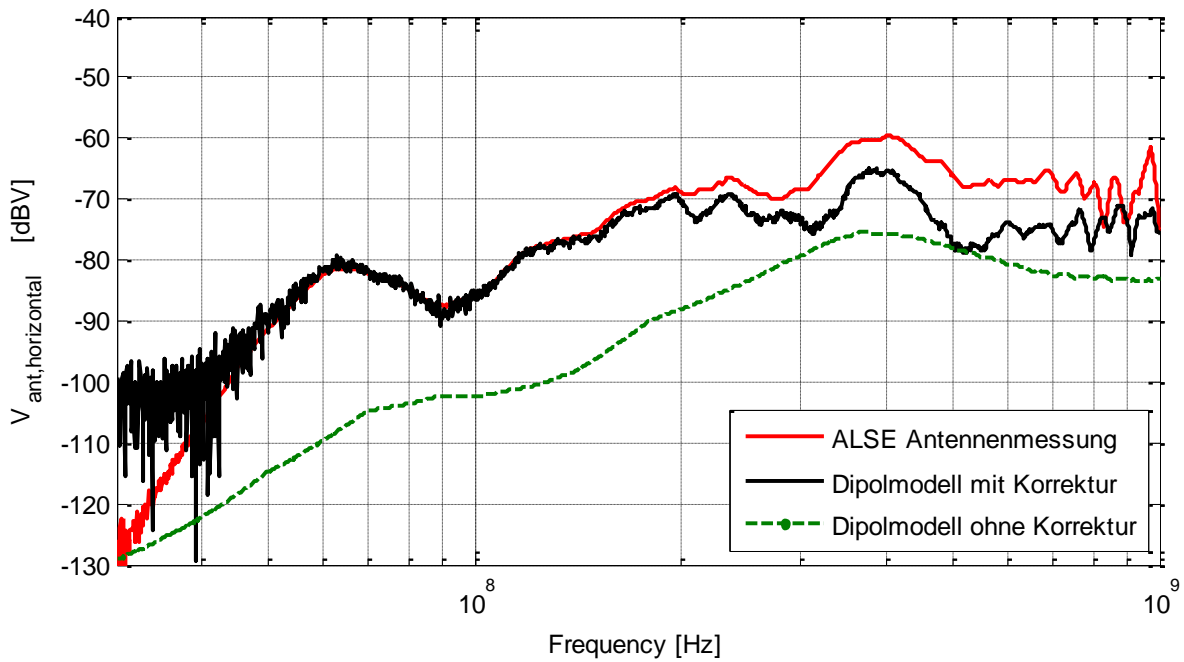


Bild 50: Vergleich der resultierenden Antennenspannungen (horizontale Feldpolarisation)

2.1.3.4 Analyse von Nahfeld-Scan-Daten mittels Demonstrator-Messungen und Simulation

Zur Analyse der Genauigkeit der im Zeitbereich ermittelten Nahfelddaten werden die gemessenen Daten mit Nahfelddaten aus der MoM-Simulation verglichen. **Bild 51** vergleicht die Ergebnisse in allen drei Raumrichtungen.

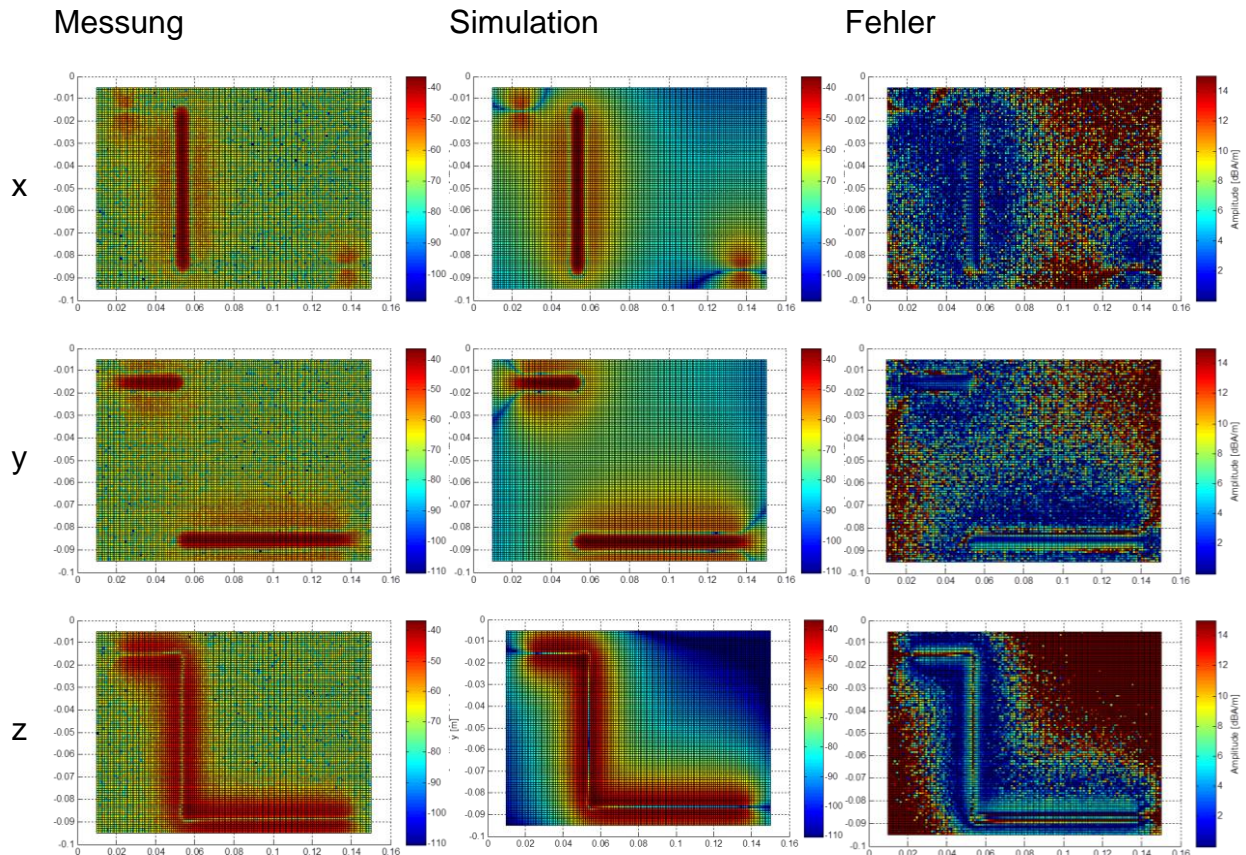


Bild 51: Vergleich der gemessenen Nahfelddaten mit dem Simulationsmodell

2.2 Analyse der Schirmungseigenschaften von HV-Kabel und HV-Kabel-Stecker-Systemen für elektrische Fahrzeuge

2.2.1 Grundlagen

Die Transferimpedanz (Z_T), von Schelkunoff [24] erstmals definiert, beschreibt die intrinsische elektromagnetische Schirmungseigenschaft von Kabel und Stecker. Sie hängt von den Materialeigenschaften der Schirmung sowie der Geometrie des Leitersystems ab und ist unabhängig von dem Abschlusswiderstand des Schirms. Die Transferimpedanz ist daher ein wichtiger Parameter für die EMV gerechte Auslegung von Komponenten. Die Transferimpedanz kann berechnet werden mit:

$$Z_T = \frac{1}{I_{SHIELD}} \frac{dV_{SHIELD}}{dl} \quad (\Omega/m) \quad (37)$$

Je geringer die Transferimpedanz Z_T ist, desto weniger Spannung wird induziert. Ein Schirm mit einer geringen Transferimpedanz hat folglich gute Schirmungseigenschaften und minimiert den Störeinfluss auf die Umgebung sowie die Feldkopplung zu Störquellen. Es existieren verschieden analytische Modelle um die Transferimpedanz Z_T unterschiedlicher Leiterkonfigurationen anhand der Geometrie des Schildes zu bestimmen [25] - [26]. Aufgrund der großen Variation ein Schirmgeflecht auszulegen, bleibt die Messung die Methode, welche die Transferimpedanz eines Schirms am genauesten ermittelt [27]. Im Weiteren wird das Transferimpedanzmodell von Demoulin [29] zur Beschreibung des verwendet:

$$Z_T = \begin{cases} Z_{DIFFUSION} + j\omega L_{HOLE} + k\sqrt{\omega e}^{+j\frac{\pi}{4}} - j\omega L_{BRAID} & (\text{if } \psi < 45^\circ) \\ Z_{DIFFUSION} + j\omega L_{HOLE} + k\sqrt{\omega e}^{+j\frac{\pi}{4}} + j\omega L_{BRAID} & (\text{if } \psi > 45^\circ) \end{cases} \quad (38)$$

Wobei:

$$Z_{DIFFUSION} = R_{shield} \frac{(1+j)d/\delta}{\sinh[(1+j)d/\delta]}; \quad (39)$$

$$L_{HOLE} = \frac{\mu_0 2N}{\pi \cos \psi} \left[\frac{b}{\pi D_M} \right]^2 \exp\left[\frac{-\pi d}{b} - 2\psi\right]; \quad \text{where } D_M = D + 2d \quad (40)$$

$$L_{BRAID} = \frac{\mu_0 h}{4\pi D_M} (1 - \tan^2 \psi); \quad \text{where } \begin{cases} h = \frac{2d}{1 + \left(\frac{w_h}{d}\right)} \\ w_h = \frac{2\pi D_M}{N} (\cos \psi - nd) \end{cases} \quad (41)$$

$$k = -\frac{1.16}{nNd} \cdot \arctan \frac{n}{3} \sin\left(\frac{\pi}{2} - 2\psi\right) \cdot \sqrt{\frac{\mu_0}{\sigma}} \quad (42)$$

Bild 52 vergleicht die Transferimpedanz des Modells mit der gemessenen Transferimpedanz für ein Coroplast 25 mm² HV-Kabel über die Frequenz. Die charakteristischen Größen des Kabels können aus der Tabelle entnommen werden.

Schirm Innendurchmesser ' D_0 '	9.45mm
Schirmgeflechtstärke ' d '	0.2 mm
Anzahl Drähte pro Litze ' n '	7
Anzahl Litzen ' N '	24
Flechtwinkel ' ψ '	34°

Schirmparameter Coroplast 25 mm²

In der nachfolgenden Abbildung sind die dominierenden Schirmungsmechanismen für die jeweiligen Frequenzbereiche dargestellt. Bei niedrigen Frequenzen fließt der Strom gleichmäßig verteilt über den Querschnitt der Schirmung. Daher ist die Transferimpedanz Z_T gleich dem DC-Widerstand des Schirmgeflechts, in **Bild 52**, durch die graue Region (1) hervorgehoben. Die Stromdichte im Schirmgeflecht verhält sich ähnlich wie in einer massiven hohlzylindrischen Abschirmung. Mit zunehmender Frequenz verteilt sich die Stromdichte aufgrund des Skin-Effekts ungleichmäßig über den Schirm und hängt antiproportional von der Quadratwurzel der Frequenz ab.

Dies reduziert das elektrische Feld E_{shield} weshalb die Transferimpedanz Z_T abnimmt, hier durch $Z_{DIFFUSION}$ dargestellt [24], [29], wie im Bereich 2 (blau) von Bild 52 gezeigt wird. Wird die Frequenz weiter erhöht, werden durch Wirbelströme tangential elektrische Felder in das Schirmgeflecht induziert, welche sich mit den bereits genannten Effekten überlagern, dargestellt in Region 3 (violett) von **Bild 52**. Ab circa 2 MHz wird die Transferimpedanz Z_T durch die Induktivitäten, welche das Schirmgeflecht aufweist, dominiert, hervorgehoben durch den Bereich 4 (rot) in **Bild 52**.

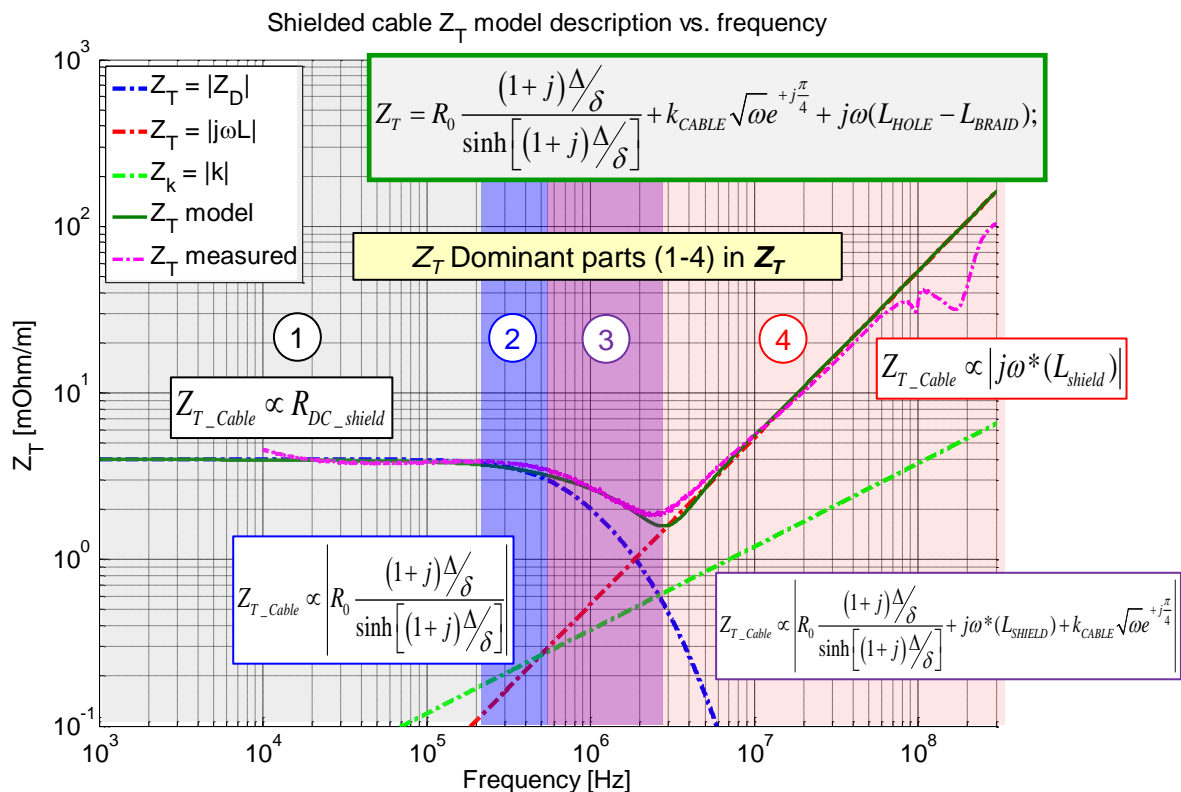


Bild 52: Charakteristik der Transfer-Impedanz (Z_T) im Frequenzbereich

Zusätzlich wurden Simulationsmodelle für HV-Kabel und HV-Kabel-Stecker Systeme entwickelt (**Bild 53**).

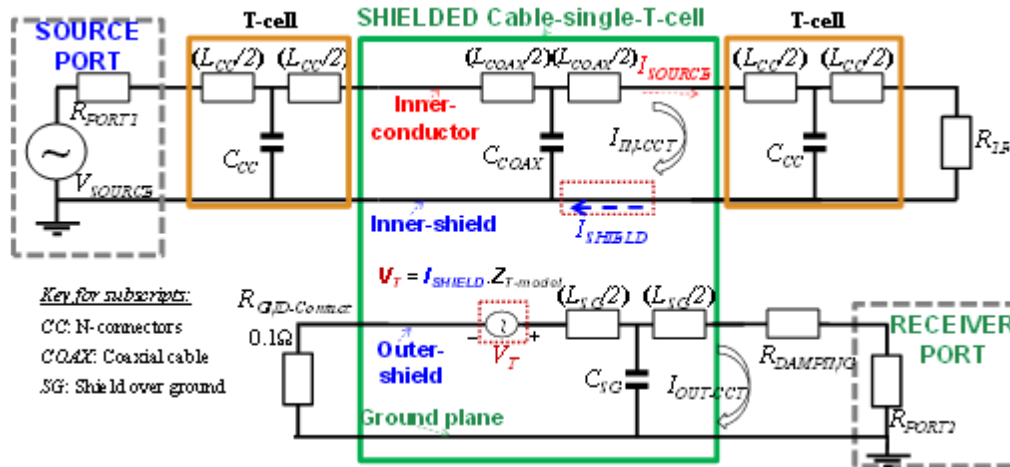


Bild 53: Modell des abgeschirmten HV-Kabels

Die Induktivitäten L_{COAX} , L_{CC} und Kapazitäten C_{COAX} , C_{CC} werden nach [29] anhand des Aufbaus eines Koaxialleitersystems mit (43) analytisch berechnet. Die Induktivität L_{SG} und Kapazität C_{SG} wird mit (44) berechnet, indem der Schirm wie ein hohler Leiter über Masseplatte betrachtet wird, wie in **Bild 54** dargestellt.

$$L'_{COAX} \text{ or } L'_{CC} = \frac{\mu}{2\pi} \ln \left[\frac{d_{external}}{d_{inner}} \right] \quad (\text{H/m}) \tag{43}$$

For inner – circuit =

$$C'_{COAX} \text{ or } C'_{CC} = 2\pi\epsilon_1 / \ln \left[\frac{d_{external}}{d_{inner}} \right] \quad (\text{F/m})$$

$$L'_{SG} = \frac{\mu}{2\pi} \ln \left[\frac{4h}{d_{external}} \right] \quad (\text{H/m}) \tag{44}$$

For outer – circuit =

$$C'_{SG} = 2\pi\epsilon_2 / \ln \left[\frac{4h}{d_{external}} \right] \quad (\text{F/m})$$

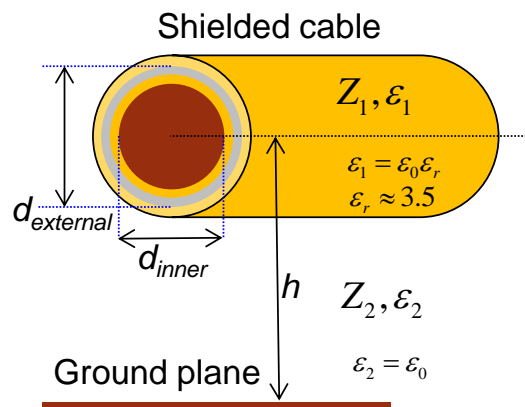


Bild 54: Berechnung der Induktivitäten und Kapazitäten

2.2.2 Methoden

Zuerst werden die durchgeführten Messungen und die Modellierungsverfahren, die für die simulationsbasierten Untersuchungen notwendig sind, erläutert. Darauf aufbauend werden die Ergebnisse vorgestellt.

2.2.2.1 Alternative Messmethoden zur Abschirmungsanalyse der HV-Kabel und Kabelstecker HV-Systeme

Implementierung der Ground Plate Method (GPM)

In Anbetracht der Einschränkungen der LIM und des Triaxial-Verfahrens, speziell bei der Analyse der Eigenschaften von HV-Steckern, wird eine neue Methode namens Ground Plate Method (GPM) vorgeschlagen.

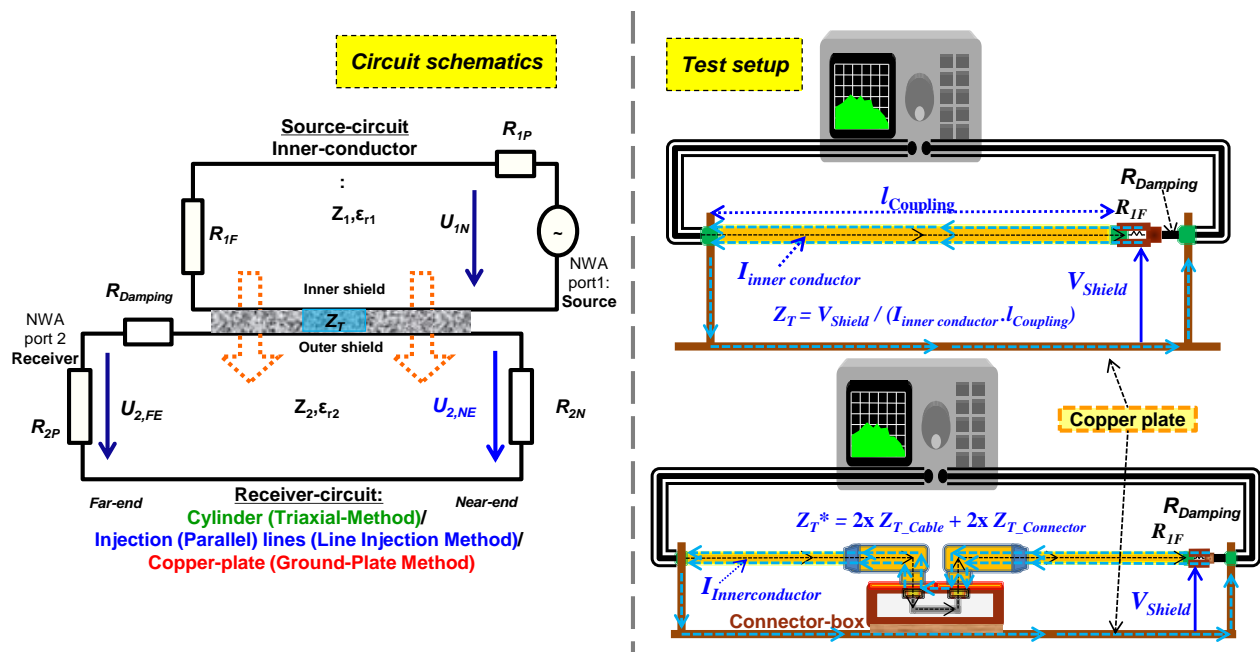


Bild 55: Ersatzschaltbild von LIM, GPM und Triaxial-Verfahren (links) und Messaufbau der GPM für ein HV-Kabel und HV-Kabel-Stecker-System (rechts)

In **Bild 66** (links) ist ein Vergleich der GPM mit LIM und dem Triaxial-Verfahren dargestellt, wobei die jeweilige Konfiguration des Störsenken-Stromkreises hervorgehoben wird. Messungen der Transferimpedanz für ein HV-Kabel und ein HV-Kabel-Stecker-System können, wie **Bild 56** zu sehen, durchgeführt werden. In der GPM ersetzt die Kupferplatte das Rohr des Triaxial-Verfahrens und sorgt für einen niederimpedanten Rückstrompfad. Der Kabelschirm wird mit Schraubschellen an den Metallwinkeln fixiert und muss niederimpedant mit der Masseplatte verbunden sein. Hier wird kein Dämpfungsglied verwendet, kann aber am fernen Ende eingebaut werden, um die Anpassung einfach zu verbessern. Mit dem Messaufbau der GPM, In **Bild 66** wird die Transferimpedanz Z_T nach der Formel (45) anhand der gemessenen Streuparameter berechnet. Hierbei werden die Widerstände nach Tabelle gewählt.

$$Z_{T-GPM} = \frac{V_{shield}}{I_{source} I_{shield}} = \frac{1}{I_{shield}} \left(\frac{R_{Port1} + R_{1F}}{2} \right) \left(\frac{R_{Port2} + R_{Damping}}{R_{Port2}} \right) S_{21} \quad (45)$$

R _{port1}	50 Ω
R _{port2}	50 Ω
R _{1F}	Z ₁
R _{damping}	Z ₂

Widerstände bei GPM-Messung

Implementierung der Antennen Methode zur Analyse der Schirmung

Um eine optimale Schirmungsanalyse zu erhalten wird ein alternativer Messaufbau der Antennenmethode (**Bild 56**) verwendet. Abweichungen zu dem regulärem Aufbau sind: (1) Eine direkte elektrische Verbindungen zwischen dem DUT und der Metallwand der Absorberkammer, um den Einfluss der Anschlusskabel sowie der Klemmen, welche das DUT fixieren um die Reproduzierbarkeit zu gewährleisten, zu reduzieren. (2) Die Verwendung eines Signalverstärkers, um den Dynamikbereich und die Empfindlichkeit des Messequipments zu erhöhen. (3) Der Einsatz von Ferritringen an der Messleitung zur Antenne, um Gleichtaktstörungen zu reduzieren.

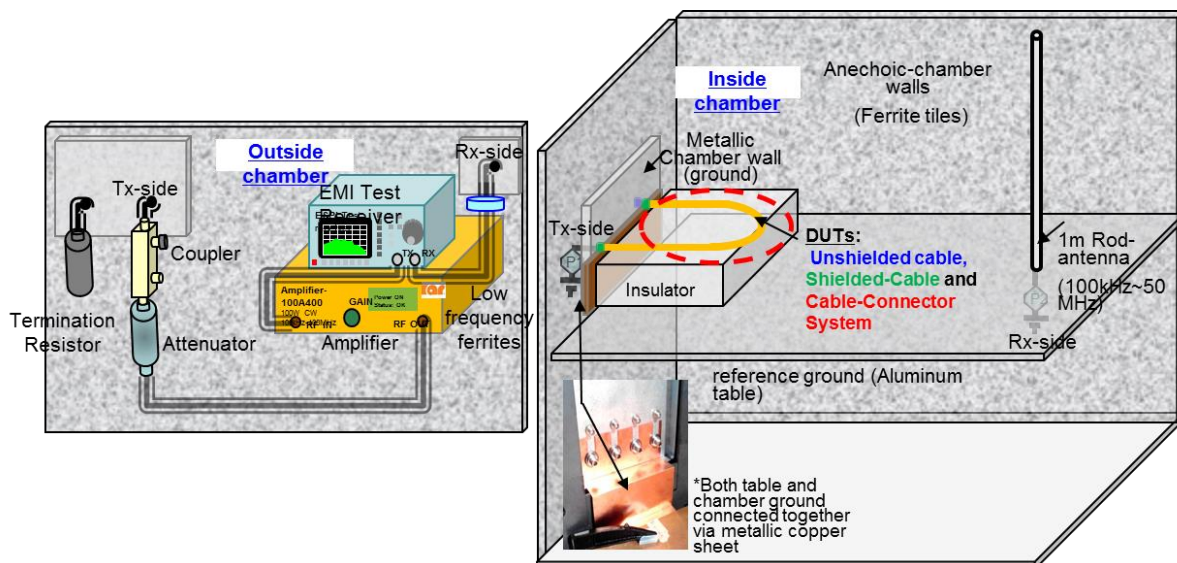


Bild 56: Messaufbau für Schirmungsanalyse (Antenne; CVP & CP)

Implementierung der CVP Methode zur Analyse der Transferimpedanz

Anhand der Gleichungen (46/47) kann die Transferimpedanz eines geschirmten Kabels gemessen werden. Vorteil der Messung via CVP ist, dass keine speziellen Strukturen am Messaufbau notwendig sind, wie beispielsweise ein geerdeter Schirm am Ende der Leitung (GPM oder Triaxialmethode).

$$Z_{T-CVP} = \frac{(S_{21_CVP_dB})(Z_{port} + Z_{IN})}{l_{CVP}}; \quad (46)$$

Wobei:

$$Z_{IN} = \sqrt{Z_{OC} \cdot Z_{SC}}; \& \begin{cases} Z_{OC} = Z_{PORT} \frac{1 + S_{11_OC}}{1 - S_{11_OC}} \\ Z_{SC} = Z_{PORT} \frac{1 + S_{11_SC}}{1 - S_{11_SC}} \end{cases} \quad (47)$$

2.2.2.2 Korrelation zwischen Z_T und Antennenmessungen

Die Korrelation zwischen Z_T (von GPM) und E-Feld (von Antennen Messmethoden) mit CVP (**Bild 57**) wurde verbessert. Um eine Korrelation zwischen der Transferimpedanz und der Antennenmessung festzustellen, wird derselbe Messaufbau verwendet wie für die GPM, dargestellt in (**Bild 57**). Dabei ist es möglich, mit einem 3-Port Vektornetzwerkanalysator die Transferimpedanz simultan via GPM und AM festzustellen (in vorliegenden Bericht nicht dargestellt). Des Weiteren werden die Simulationsergebnisse mit den Messergebnisse, welche mithilfe der AM, CVP und GPM ermittelt wurden, verglichen.

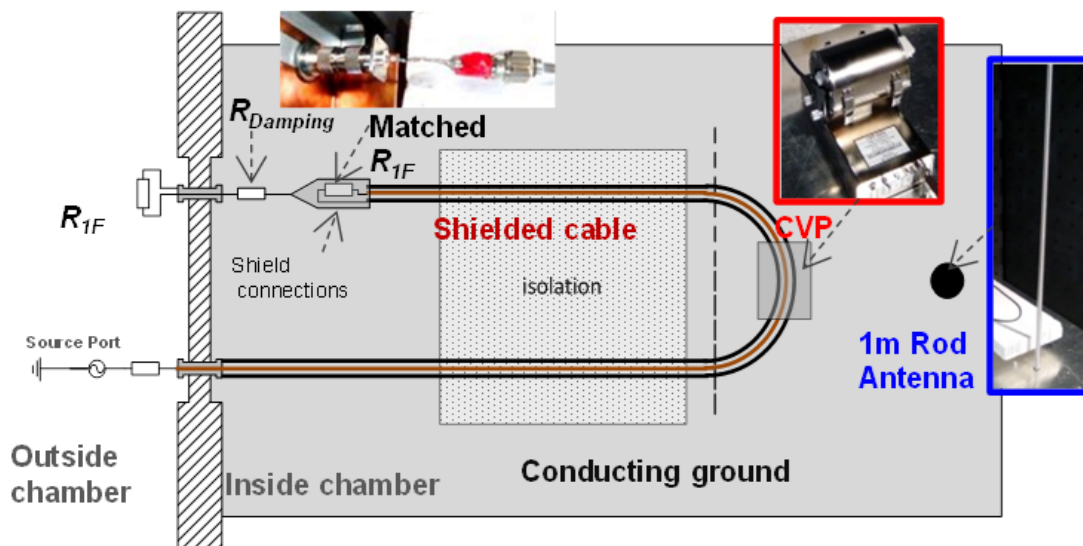


Bild 57: Korrelation Messaufbau - GPM, CVP und Antennen-Messmethoden

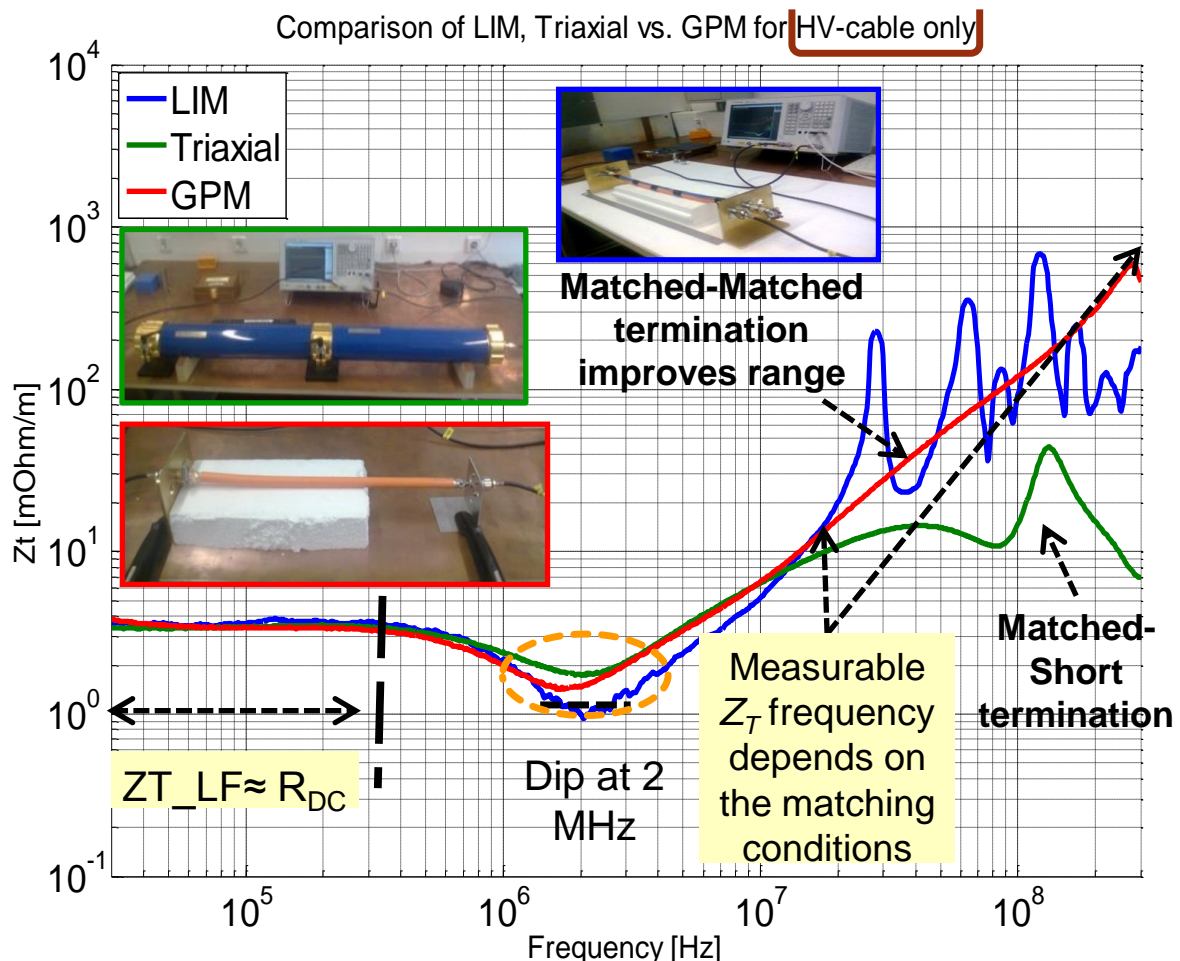
2.2.3 Ergebnisse

2.2.3.1 Vergleich von GPM mit anderen Verfahren

Man kann in **Bild 58** den Vergleich zwischen Paralleldraht-Verfahren (blau), Triaxial-Verfahren (grün) und GPM (rot) sehen. Die GPM liefert ähnliche Ergebnisse wie die Triaxial-Methode und LIM, bis etwa 300 MHz für das HV-Kabel, und bis circa 70 MHz für das HV-Kabel-Stecker-System.

Der Anstieg der Transferimpedanz ist bei der GPM ähnlich, wie bei den anderen Methoden, jedoch etwas stärker. Die Messergebnisse der GPM bei höheren Frequenzen können damit erklärt werden, dass durch die nicht angepasste Terminierung vermehrt Probleme mit Reflexionen auftreten.

Mit der vorgestellten Methode (GPM) kann die Transferimpedanz Z_T von HV-Kabeln aber auch HV-Kabel-Stecker-Systemen von 1 m Länge bis zu einer Frequenz von 300 MHz gemessen werden.



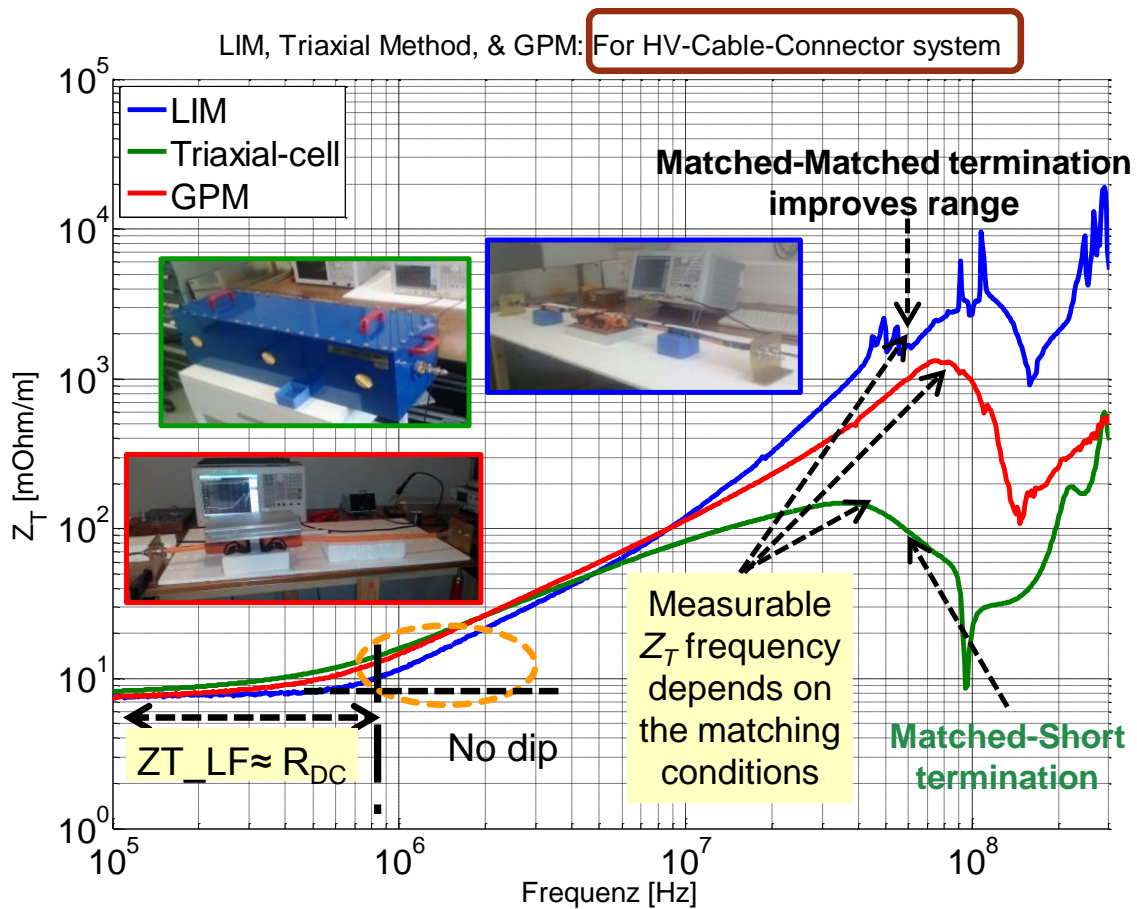


Bild 58: Vergleich zwischen Paralleldraht-Verfahren - Triaxial-Verfahren und GPM für HV-Kabel (oben) und HV-Kabel-Stecker-System (unten)

Um die Reproduzierbarkeit der Messungen zu gewährleisten müssen kritischen Parameter des Messaufbaus analysiert und charakterisiert werden, beispielsweise die Verbindungsqualität zu den Zuleitungen und die daraus resultierende Effekte.

2.2.3.2 Antennenmessungen für HV-Kabel-Stecker Systeme und Korrelation mit Z_T

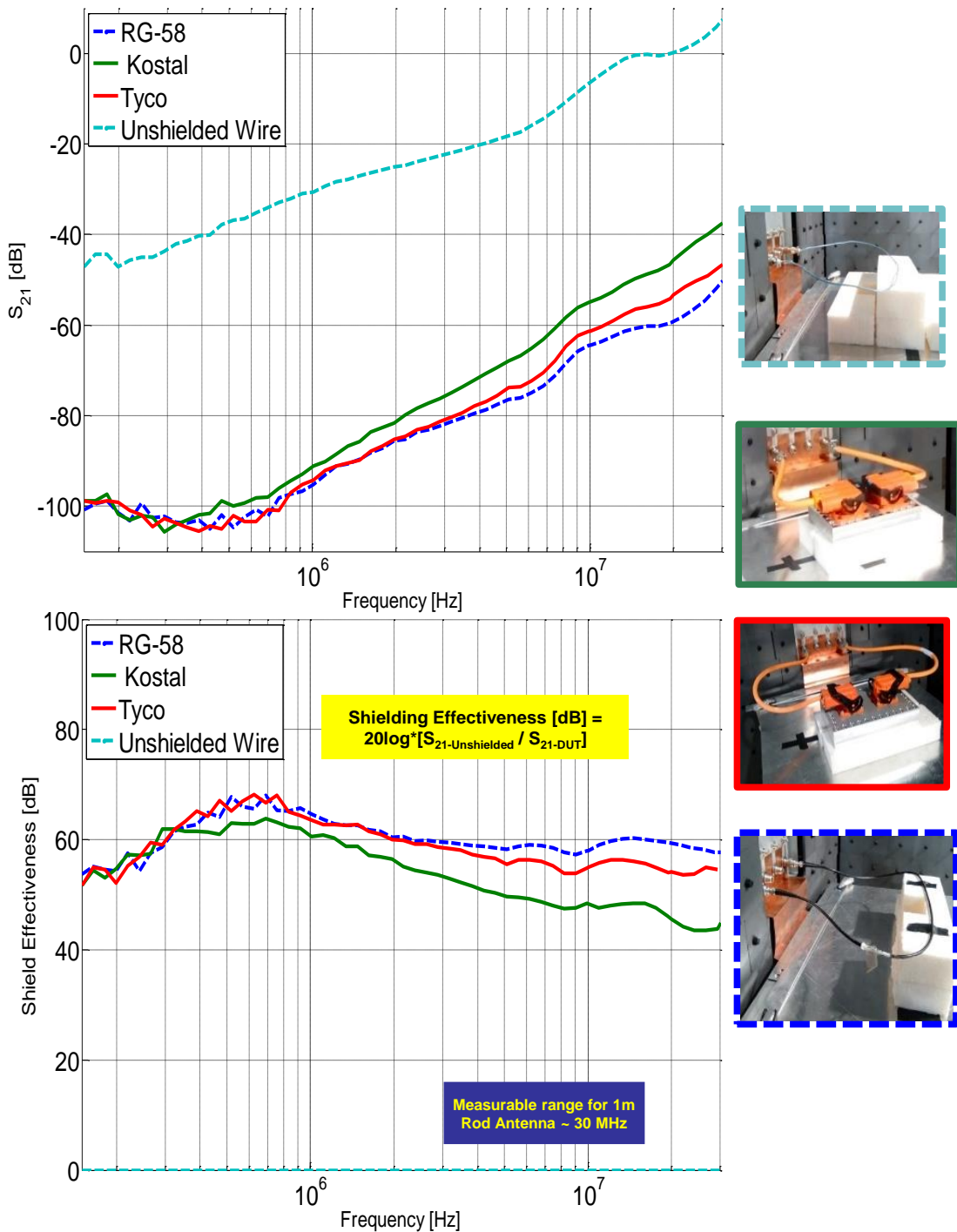


Bild 59: Messergebnisse Antennenmethode: Vergleich zwischen unterschiedlichen DUT

2.2.3.3 Korrelation zwischen Z_T , CVP und Antennenmessungen

Bild 60 zeigt auf der linken Seite die gemessenen Streuparameter. Die Abbildung zeigt eine direkte Beziehung zwischen der Transferimpedanz und der AM. Grund hierfür ist der angepasste Abschlusswiderstand des äußeren Schaltkreis ($Z_{EXT} = R_{DAMPING} = 270 \text{ Ohm}$).

Dieser ist so gewählt, dass alle drei Messungen dieselbe Spannungsverteilung entlang des Schirms zeigen.

Anhand des Streuparameter S_{21} werden mit den geeigneten Gleichungen der GPM die Transferimpedanz berechnet, wie in **Bild 60** rechts über der Frequenz dargestellt.

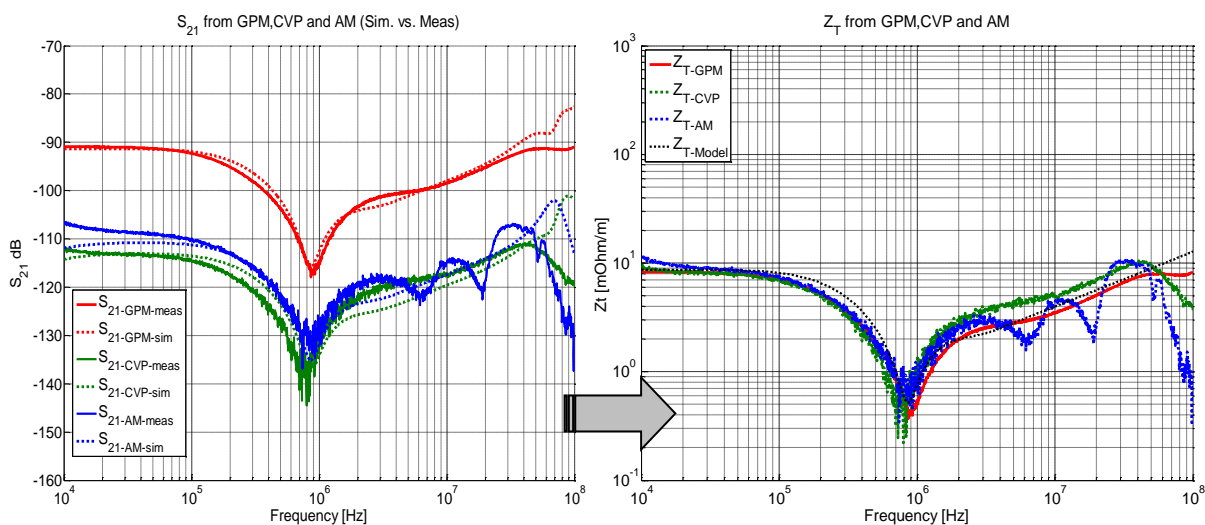


Bild 60: Korrelation Messergebnis: GPM, CVP und Antennen-Messmethoden

2.2.3.4 Verbesserung des Abschirmungs-Designs für HV-Kabel

Eine parametrische Analyse des Schirmgeflechts wird anhand Demoulin's Transferimpedanzmodell durchgeführt.

Bild 61 zeigt den Einfluss der Schirmdicke (stark) sowie den Flechtwinkel (schwach) auf die Transferimpedanz.

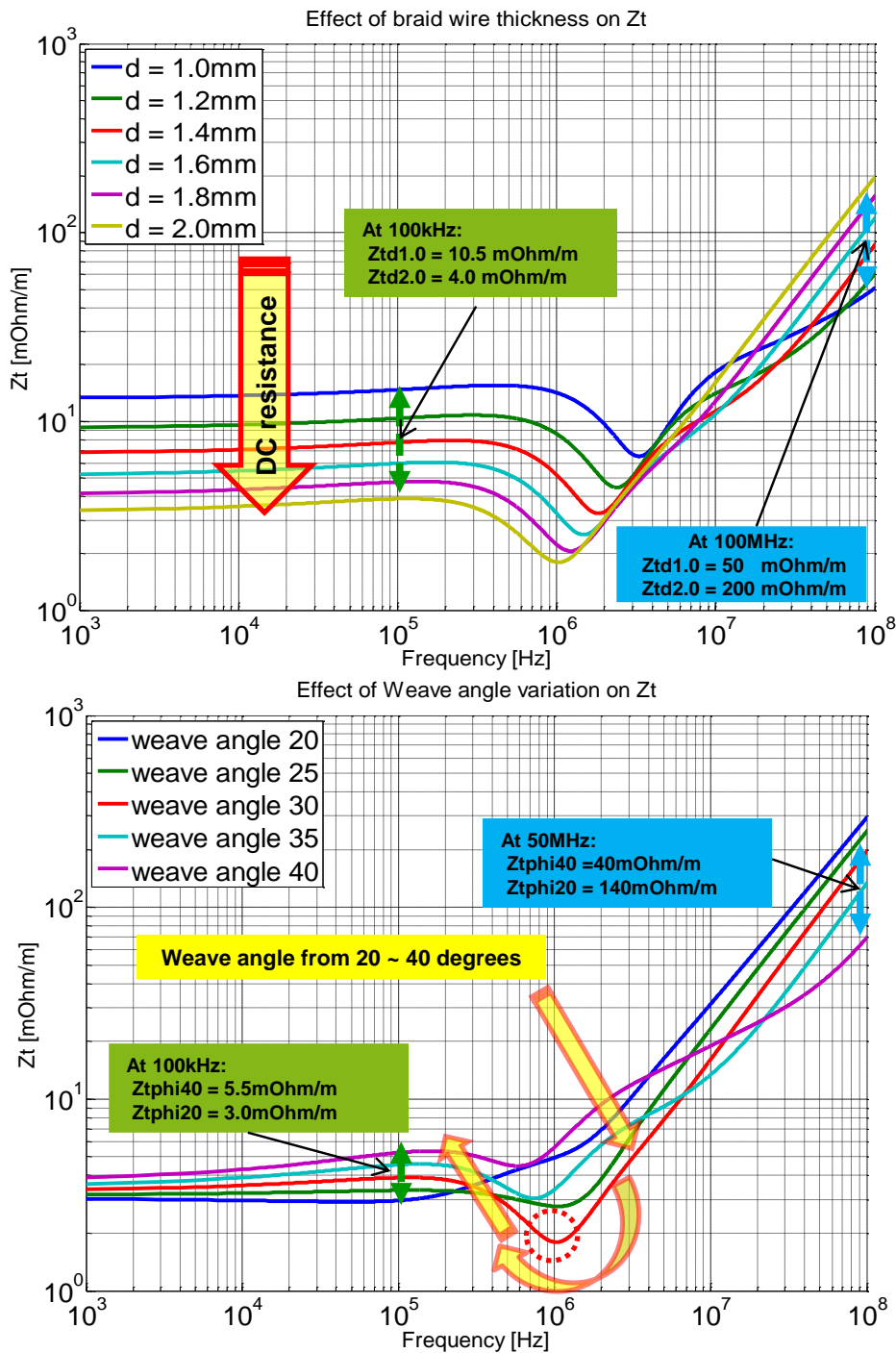


Bild 61: Auswirkungen auf Z_T durch Parametervariationen

2.2.3.5 Verbesserung des Abschirmungs-Designs für HV-Kabel-Stecker Systeme

Es werden die Transferimpedanzen Z_T für zwei HV-Kabel-Steckersysteme mit der GPM für den Frequenzbereich zwischen 100 kHz bis 300 MHz gemessen. Für die Frequenzen $f < 100\text{ kHz}$ wird angenommen, dass die Transferimpedanz Z_T dem DC-Widerstand des Schirms entspricht [28].

Zur Messung der Steckersysteme wird die Steckerbox optimal positioniert. Hierzu wird die Steckerbox erhöht platziert und es werden die Kabellängen so gewählt, dass die kapazitive Kopplung zur Masseplatte möglichst gering ist.

Bild 62 stellt die gemessenen und angenommenen Transferimpedanzmodelle für das HV-Kabel-Steckersystem gegenüber. Modelle wurden vorgeschlagen, basierend auf (38-42) [29].

$$Z_{T-Kabel-Stecker} = Z_{T-Kabel} + R_{Stecker} + j\omega L_{Stecker} \quad (48)$$

Die Messergebnisse zeigen, dass bei niedrigen Frequenzen die Transferimpedanz Z_T eines Steckersystems höher ist als der DC-Widerstand der Schirmung, aufgrund der zusätzlichen Kontaktpunkte.

Außerdem steigt die Transferimpedanz Z_T mit zunehmender Frequenz bei einem Steckersystem eher an, als bei einem HV-Kabel.

Dies liegt an den zusätzlichen Induktivitäten, die durch den nicht-symmetrischen Aufbau und der Größe der Stecker eingeführt werden.

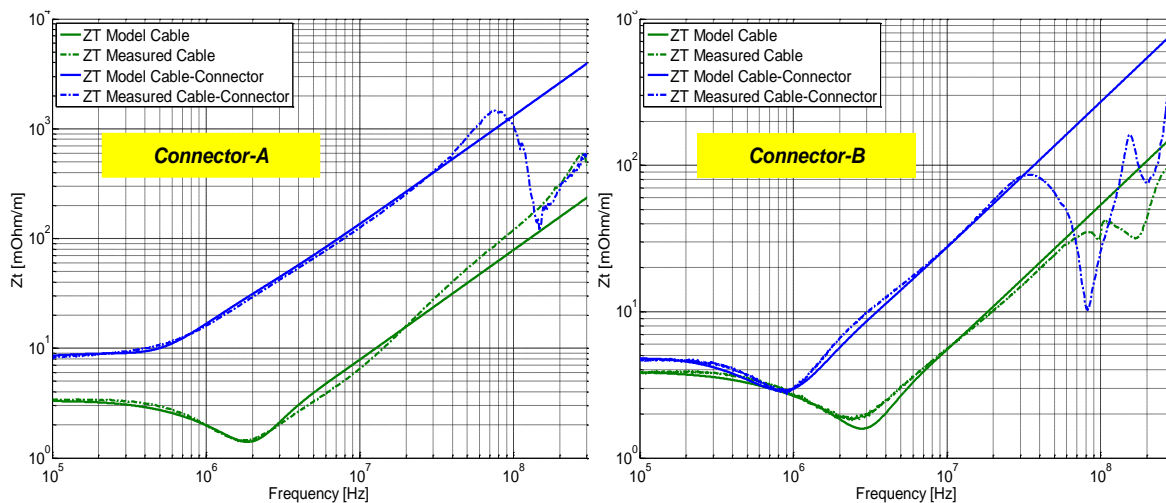


Bild 62: Vergleich der gemessenen und angenommenen Z_T

Die Schirmungstheorie von [28] belegt die Aussage, dass mit steigender Frequenz die Schirmungseigenschaften von der Qualität und dem Typ des Abschlusswiderstands der Abschirmung, in diesem Falle dem Stecker, abhängen.

Wie in **Bild 65** zeigt wird hat Stecker-A (KOSTAL) eine Schnittstellen mehr, als Stecker-B (TYCO). Aus diesem Grund hat Stecker-A eine höhere Transferimpedanz Z_T , das heißt schlechtere Schirmungseigenschaften.

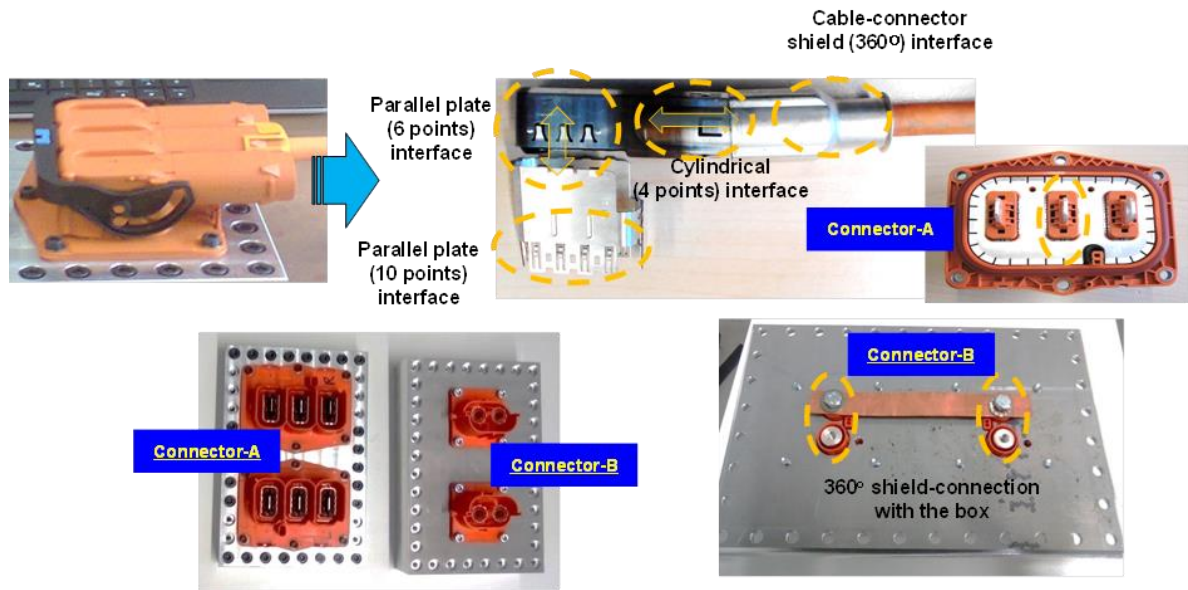


Bild 63: Vergleich Aufbau der Steckersysteme

Das bedeutet für die Verbesserungen der Schirmungseigenschaften von HV-Kabel-Steckersysteme, sind eine möglichst geringe Anzahl an internen Verbindungen und niederohmige symmetrische Anschlüsse notwendig.

Um diese These zu belegen wird eine ideale (dummy) Steckerbox untersucht, welche dieselben Dimensionen hat wie die zuvor untersuchten Steckerboxen, jedoch über eine minimale Anzahl idealer Verbindungen verfügt.

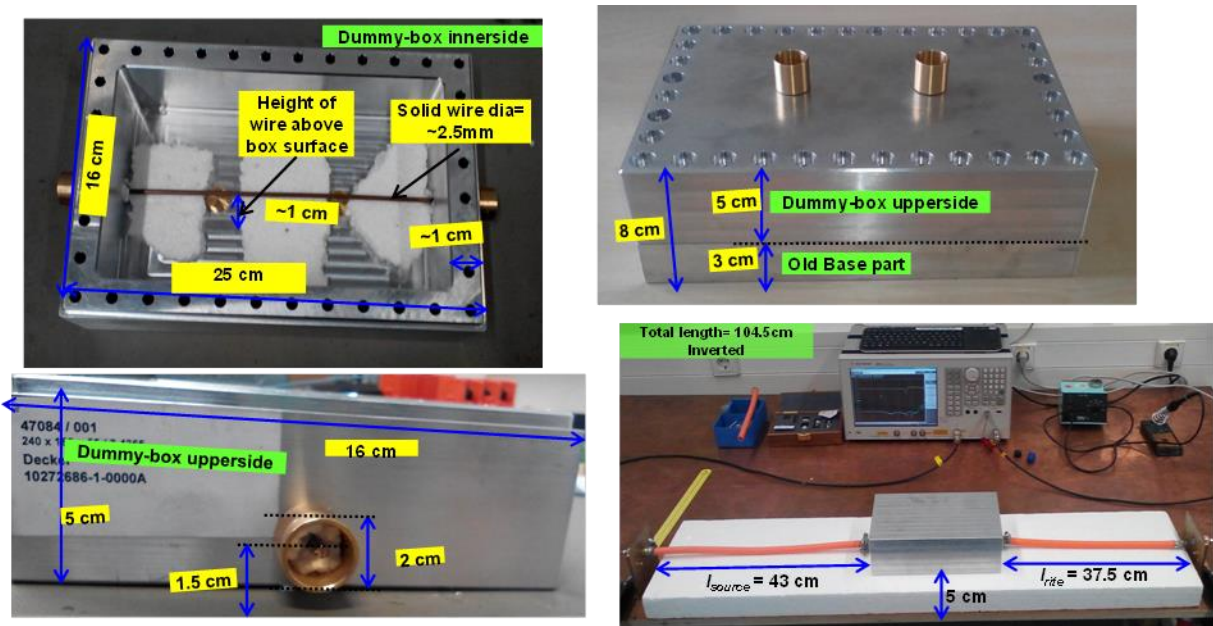


Bild 64: Aufbau idealer (dummy) Steckerbox - möglichst wenig Anschlüsse

Verbesserungen der Abschirmung der HV-Kabel-Stecker Systeme mittels Reduzierung der mechanischen Kontaktpunkte und der Verringerung des Kontaktwiderstands $R_{CONTACT}$. **Bild 65** vergleicht die gemessenen Transferimpedanzen für verschiedene

Steckerboxen und zeigt, dass die vorgeschlagenen Änderungen zu einem besseren Schirmungsverhalten führen. Zur Verbesserung der Schirmungseigenschaften von HV-Steckern bei höheren Frequenzen ist die Anpassung des Wellenwiderstands von Kabel und Stecker notwendig.

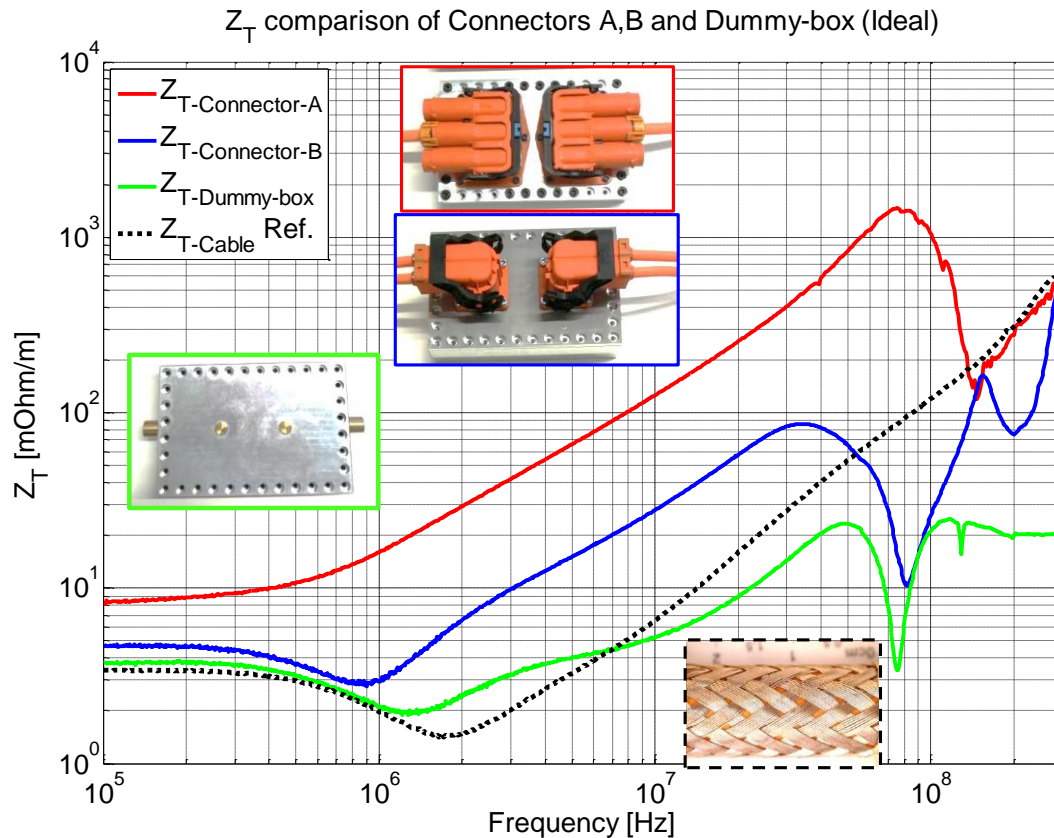


Bild 65: Vergleich von Z_T für unterschiedliche HV-Kabel-Stecker Systeme

2.2.3.6 Untersuchung der Auswirkungen eines variablen Abschlusswiderstands

Um dies zu zeigen, wird eine Eingangsimpedanz-Analyse durchgeführt, bei welcher gezeigt wird, dass das Hinzufügen von (unangepassten) Steckern die Eingangsimpedanz Z_{IN} verändert. Hierzu wird der in **Bild 66** dargestellte Messaufbau verwendet.

Bild 67 vergleicht die Eingangsimpedanzen Z_{IN} über die Frequenz für beide Stecker mit geschirmten Kabel, wobei die Steckerbox so positioniert ist, dass die kapazitive Kopplung zwischen Box und Masseplatte möglichst gering ist. Neben den Steckern variiert zudem die Wellenwiderstand $Z_{IN-CABLE}$. Diese Variation kann aufgrund der Asymmetrie und Dimensionen der Stecker, ähnlich wie in dem Modell für die HV-Kabel-Steckersystem, modelliert werden.

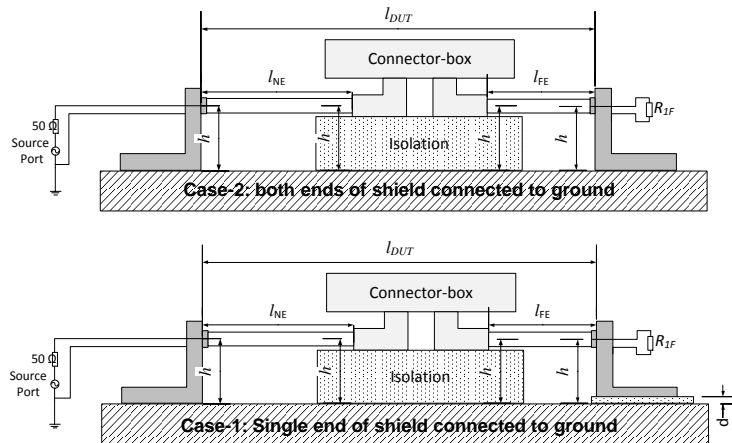


Bild 66: Messaufbau für Z_{IN} Messungen

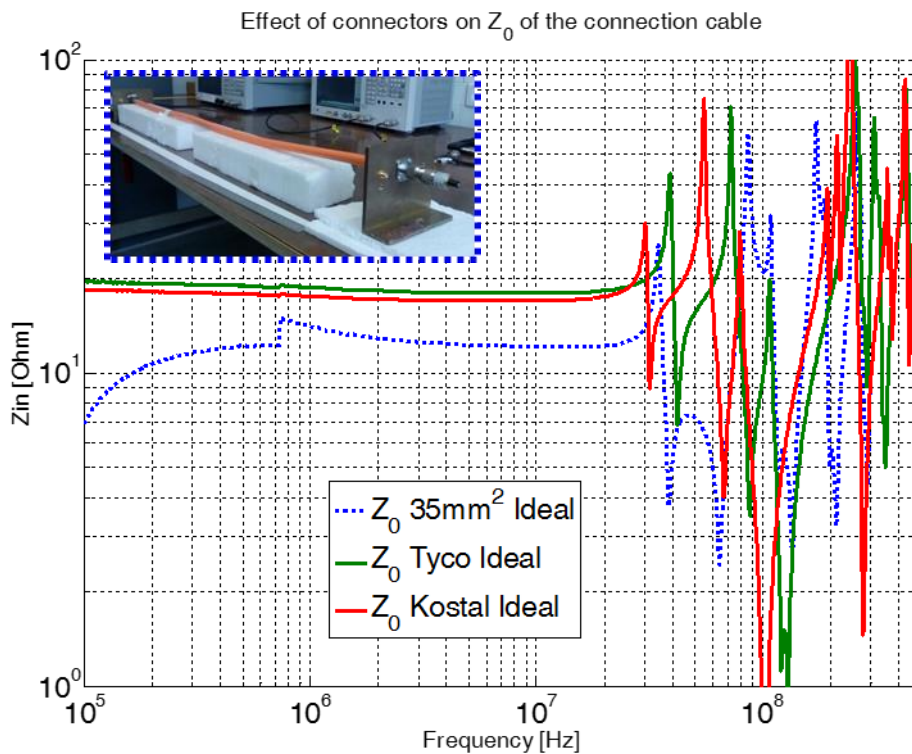


Bild 67: Impedanzänderung nach Hinzufügen der Steckverbinder

2.2.3.7 Untersuchungen zur aktiven Abschirmung

Das Konzept der aktiven Abschirmung für den Frequenzbereich von 500 kHz bis 1,5 MHz ist am HV-Kabel (35mm² Coroplast) realisiert. Der Versuchsaufbau ist in **Bild 70** gezeigt. Ein Zweikanal-Funktionsgenerator mit Quellensignal (Kanal 1) und Kompensationssignal (Kanal 2) wurde verwendet. Ein ESPI Messempfänger wird verwendet, um die Spannung V_{ANT} bei 1 m Stabantenne zu messen.

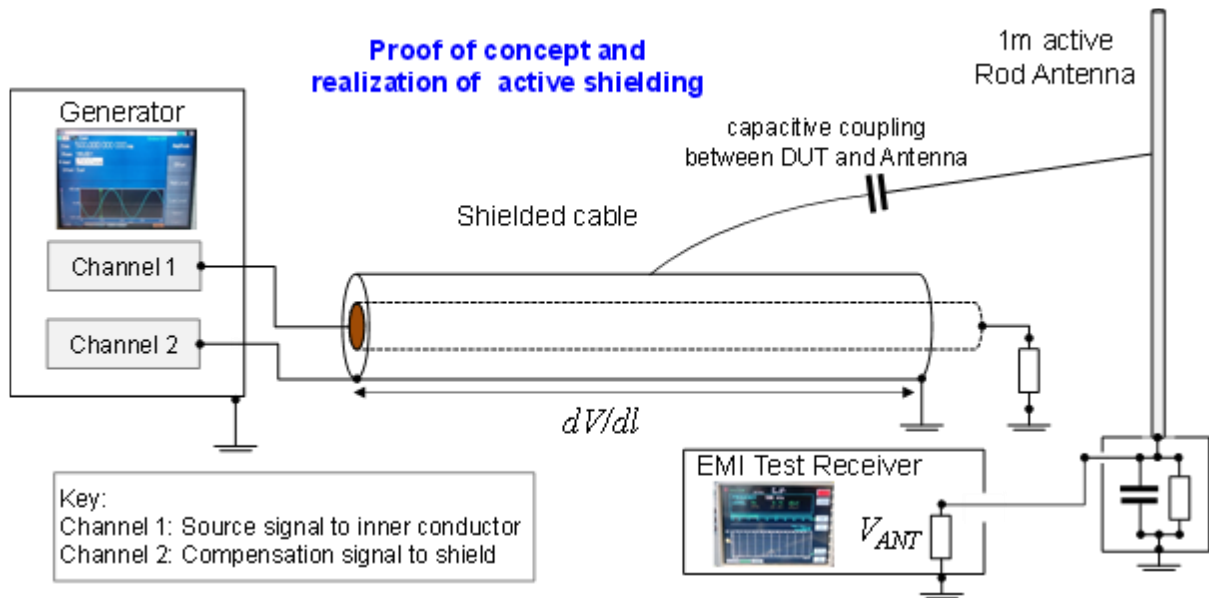


Bild 68: Messaufbau zur aktiven Abschirmung zeigen

Wie im **Bild 69** gezeigt, wird die Phase und Spannung des Kompensationssignals so eingestellt, dass V_{ANT} minimiert wird.

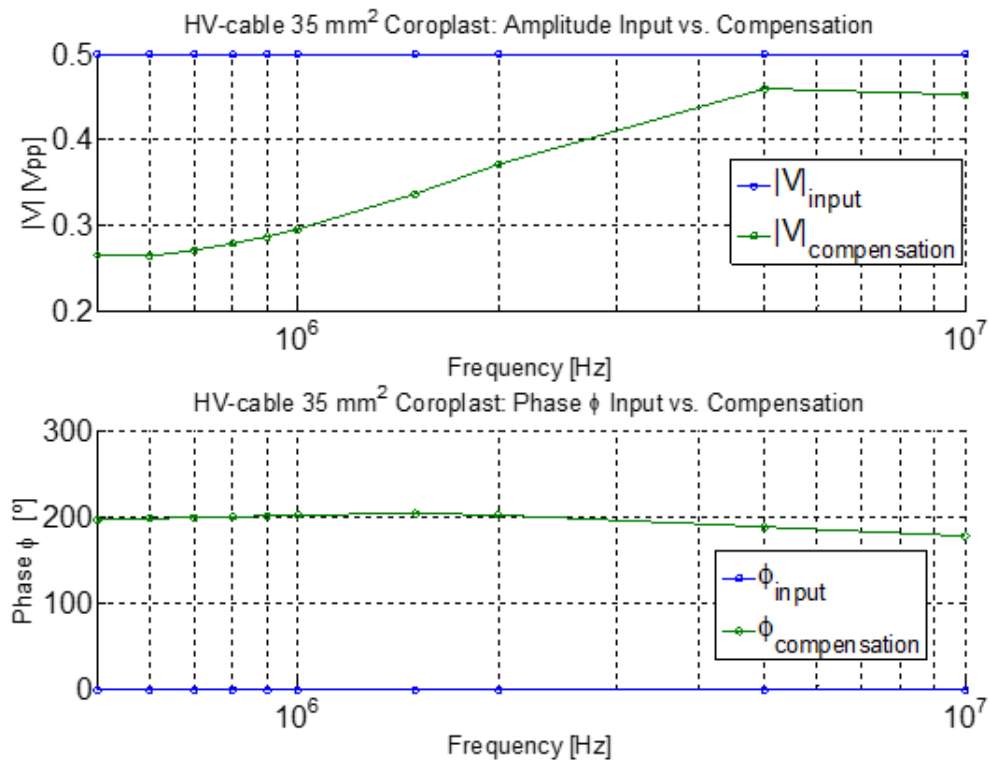


Bild 69: Vergleich zwischen Kompensationssignal und Eingangssignal (Amplitude und Phase)

In **Bild 70** wird der Vergleich der aktiven Abschirmung und Standard-Abschirmung dargestellt. Es zeigt sich deutlich der Vorteil der Verwendung von aktiver Abschirmung (minimiert Rauschen Empfang Antenne d.h. ~ -40 dB bei 1 MHz).

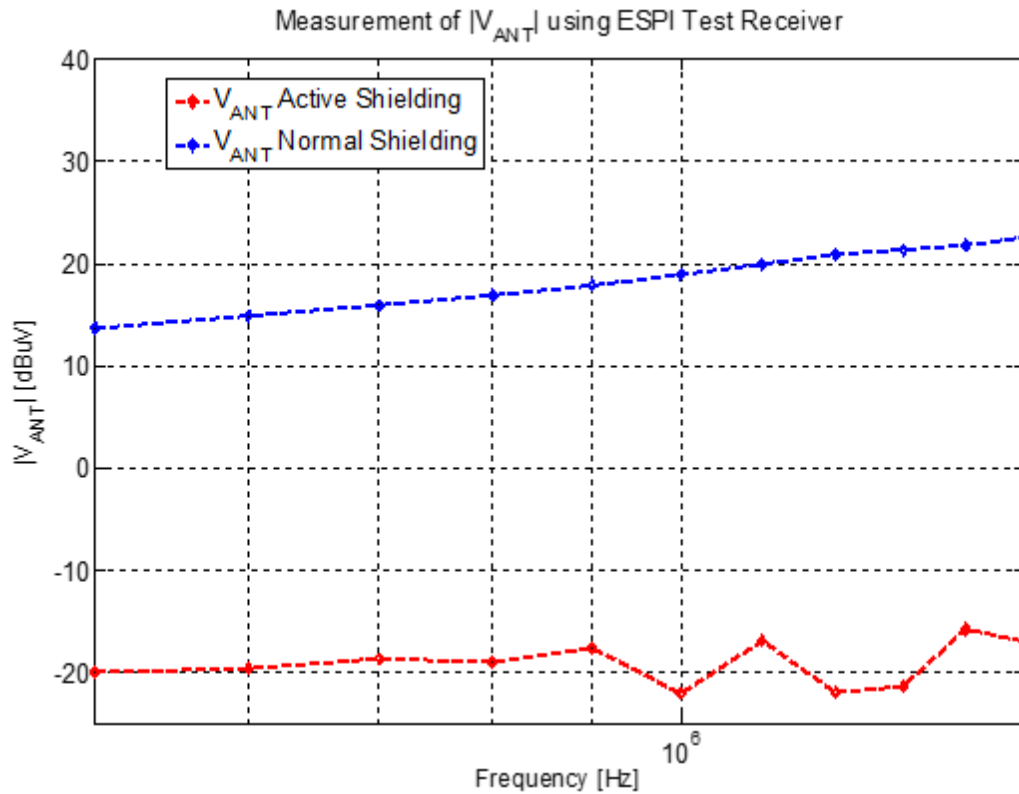


Bild 70: Vergleich von Standard-Abschirmung und aktiver Abschirmung

Weitere Untersuchungen wurden unternommen, um die kritischen Parameter und die Robustheit der aktiven Abschirmung in einem KFZ durch Variation der Antennenposition zu bestimmen, wie in **Bild 73** gezeigt.

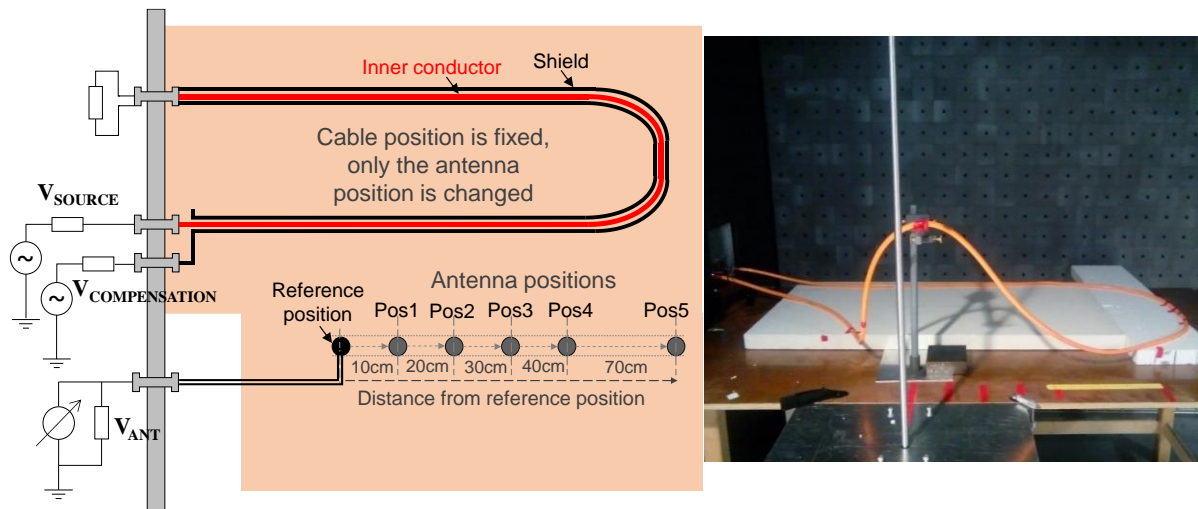


Bild 71: Charakterisierung und Robustheitsbewertung von aktiven Abschirmungen

Wie in **Bild 72** gezeigt können die Kompensationsspannung und die Phase sogar für ein einziges Signal modifiziert werden. Das Layout und die Positionierung des HV-Kabel und der Antennenposition im Kfz müssen betrachtet werden, um einen geeigneten Kompensationsschaltkreis zu entwerfen. (Umsetzung der aktiven Abschirmung)

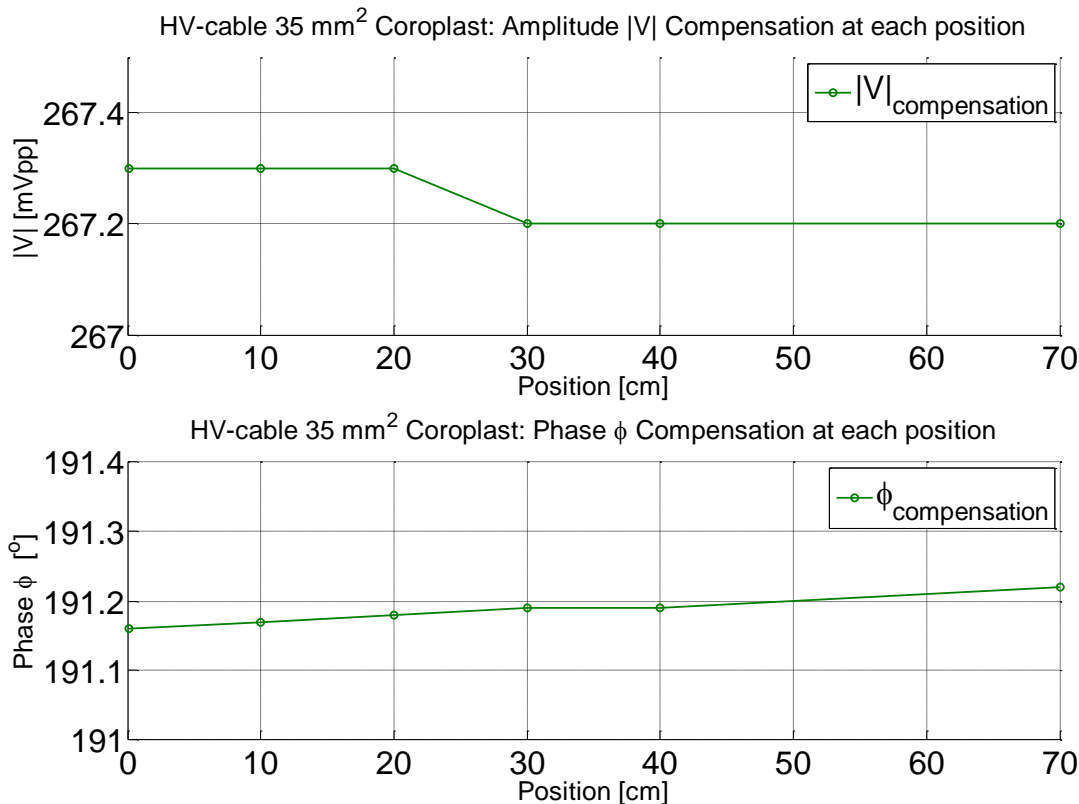


Bild 72: Auswirkungen auf das Kompensationssignal durch die Änderung der Antennenposition

Zusammenfassend kann gesagt werden, dass mit diesen Ergebnissen die Umsetzung einer aktiven Abschirmung möglich ist. Weitere Untersuchungen sind noch für die reale Umsetzung im KFZ erforderlich.

2.3 Analyse der Pulsfestigkeit von IC-Strukturen und passiven Bauelementen

Transiente Überspannungen wie Elektrostatische Entladungen (ESD) stellen eine ernstzunehmende Bedrohung für Automobil-, Industrie- und Verbraucherelektronik dar. Eine Entladung von Mensch oder Werkzeug kann empfindliche IC-pins stören und im schlimmsten Fall das gesamte System außer Betrieb setzen. Besonders in Hybrid- und Elektrofahrzeugen, ist ESD aufgrund der großen Anzahl von sicherheitsrelevanten Komponenten ein ernstzunehmendes Problem.

2.3.1 Grundlagen

Die Simulation von einem Gesamtsystem durch Zusammenschaltung von Modellen einzelner Bauelemente ist ein geeigneter Ansatz, um die Korrelation der System und IC Pulsfestigkeit von Mikrocontrollern zu untersuchen.

Bild 73 veranschaulicht das Simulationssetup für eine leitungsgebundene Störung mit ESD Pulsen. Es besteht aus mehreren unabhängig voneinander zu betrachtenden Modellen der einzelnen Bauelemente, die zu einem System verschaltet sind. Vergleichbare Ansätze wurden in [47] [49] vorgestellt.

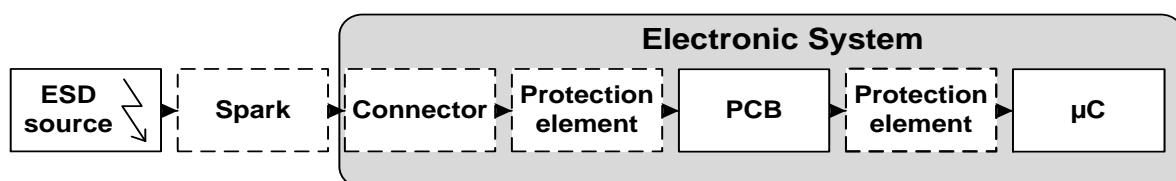


Bild 73: Simulationssetup zusammengestellt aus einzelnen Modellen

2.3.1.1 Mikrocontroller

Die internen ESD-Schutzstrukturen können je nach Anwendungsgebiet und internen Funktionseinheiten des IC unterschiedlich optimiert werden. Da eine elektrostatische Entladung nicht nur zwischen einem I/O- und Masseanschluss (V_{SS}) des IC sondern auch zwischen zwei beliebigen Anschlüssen des IC stattfinden kann, ist hierfür ein übergreifendes ESD-Schutzkonzept sinnvoll (eng. *whole-chip ESD protection*).

Eine beispielhafte On-Chip-ESD-Schutzstruktur ist in **Bild 74** (a) dargestellt. In **Bild 74** (b) sind einige wichtige Schutzelemente zu sehen, die dabei in dieser Schutzstruktur eingesetzt werden können.

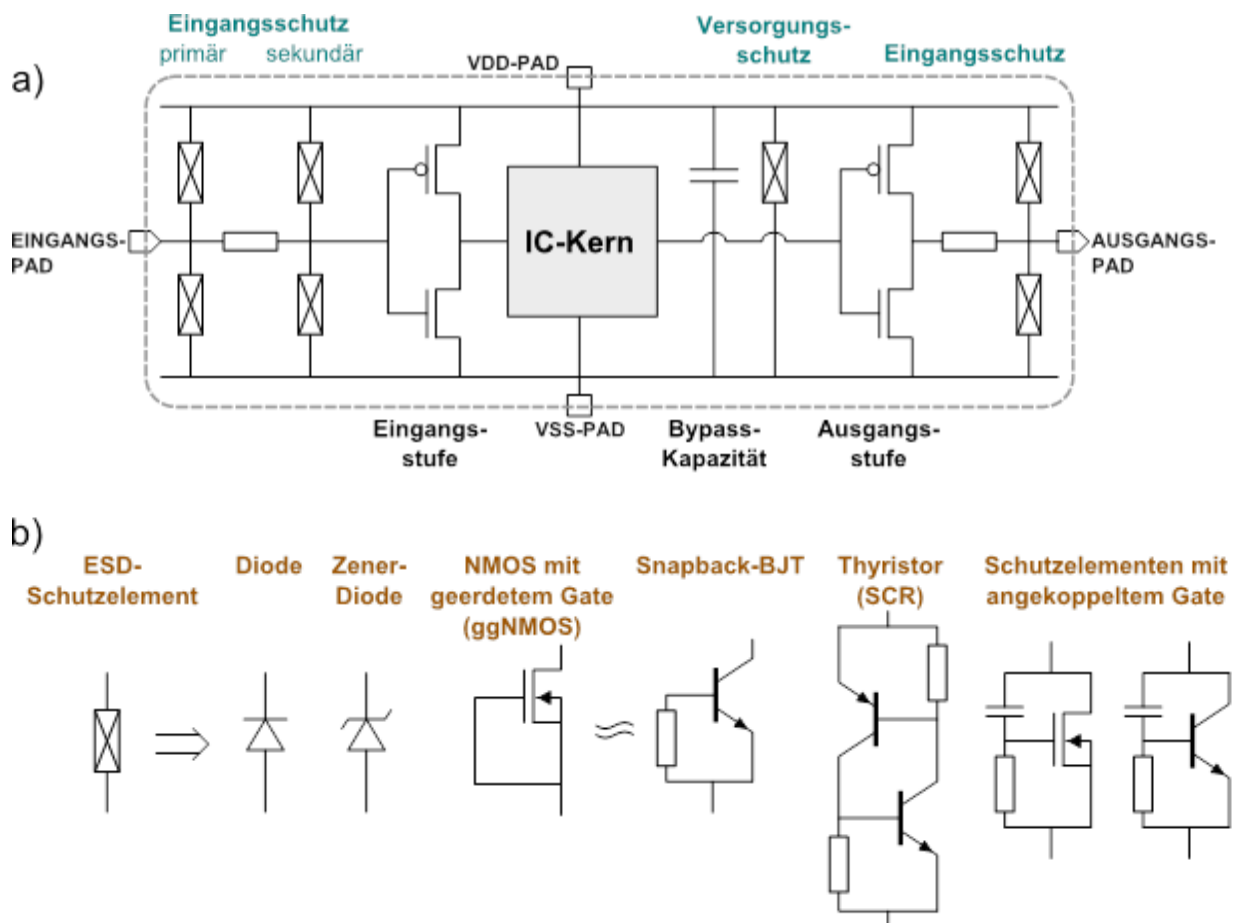


Bild 74: Allgemeine *whole-chip*-ESD-Schutzstruktur für eine integrierte Schaltung (a) mit typischen ESD-Schutzelementen (b)

Die Bypass-Kapazität sowie parasitäre Kapazität zwischen V_{DD} - und V_{SS} -Leitung hilft bei der Dämpfung von schnellen Spannungsspitzen [30].

Die ESD-Schutzelemente enthalten jeweils eine Diode in ihrer Sperrrichtung, mit der negative ESD-Ströme ebenfalls abgeleitet werden können.

Diese Diode ist in der Regel bei CMOS-Technik inhärent vorhanden (Body-Dioden von MOSFET, parasitäre Collector-Basis-Diode des Snapback-BJT, p-Substrat-n-Wanne-Diode) kann aber auch explizit implementiert werden.

Das ESD-Entwurfswindow (eng. *ESD design window*) definiert einzuhaltende Grenzwerte beim Entwurf einer ESD-Schutzstruktur und dient zu der Dimensionierung sowie Beurteilung entsprechender Schutzstrukturen über ihre Hochstromcharakteristik, die mittels eines TLP-Systems ermittelt wird.

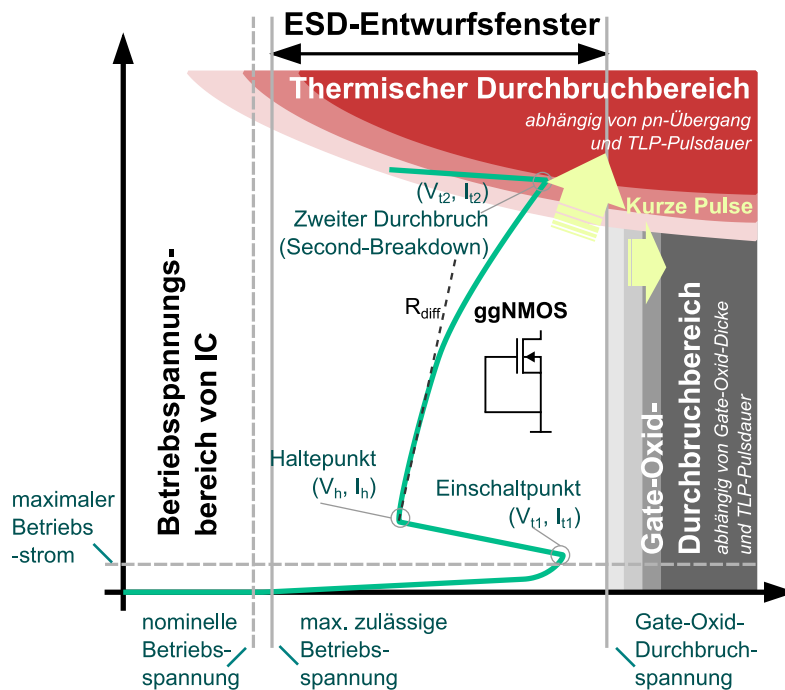


Bild 75: ESD-Entwurfswenster

Bild 75 zeigt dieses Entwurfswenster mit Betriebsgrenzen eines IC für ein Schutzelement. Wie dabei zu erkennen ist, springt die Spannung mit dem Erreichen einer bestimmten Einschaltspannung V_{t1} auf die Haltespannung V_h zurück. Diese Änderung in Hochstromcharakteristik wird Snapback-Effekt (oder auch Rückschnapp-, Hystereseeffekt) genannt und Schutzelemente, die diesen Effekt aufweisen, werden als Snapback-Schutzelemente (eng. *snapback devices*) bezeichnet. R_{diff} ist der differentielle Hochstromwiderstand des Schutzelements. Er bestimmt die Steilheit der Kennlinie im ESD-relevanten Hochstrombereich und zählt zu den Effizienzfaktoren des Schutzelements.

Wie aus der Abbildung zu erkennen ist, ist das Schutzelement dabei erst über der maximalen Betriebsspannung des IC leitend, wodurch kein Leckstrom unter Betriebsbedingungen fließt. Des Weiteren wird dieses unter Gate-Oxid-Durchbruchspannung des Eingangstreibers betrieben, bis ein thermischer Durchbruch (Zweiter-Durchbruch oder eng. „Second-Breakdown“) auftritt. Der thermische Durchbruch ist bauteilspezifisch und kann je nach der absorbierenden Energiemenge bzw. Pulsdauer des verwendeten Belastungspulses variieren. Für CDM-Entladungen bzw. ihre äquivalenten TLP-Pulse ist daher zu erwarten, dass der Punkt für den zweiten Durchbruch in der Stromspannungskennlinie weiter über dieses ESD-Designfenster hinausragt, womit der Ausfall eventuell nicht thermisch sondern aufgrund des Gate-Oxid-Durchbruchs vorkommt.

2.3.1.2 Eingangsschutz

Handelt es sich um eine Eingangsstufe, dann ist die Aufgabe der ESD-Schutzstruktur nicht nur den Entladestrom abzuleiten, sondern auch dafür zu sorgen, dass der Spannungsabfall an dem Gate des Eingangsinverters nicht die Durchbruchspannung des Gate-Oxids überschreitet. Durch das pi-Netzwerk („π-Netzwerk“) kann Überspannung in zwei Schritten herabgesetzt werden [31]. Ein typischer zweistufiger ESD-Schutz für einen IC-Eingang ist in **Bild 76** dargestellt, der sich aus einem primären und sekundären

ESD-Schutzelement sowie einem Isolierungswiderstand R_{IN} zusammensetzt. Die rote Linie repräsentiert dabei die positive und die blaue die negative Entladung zwischen dem Eingangspad und der Masse.

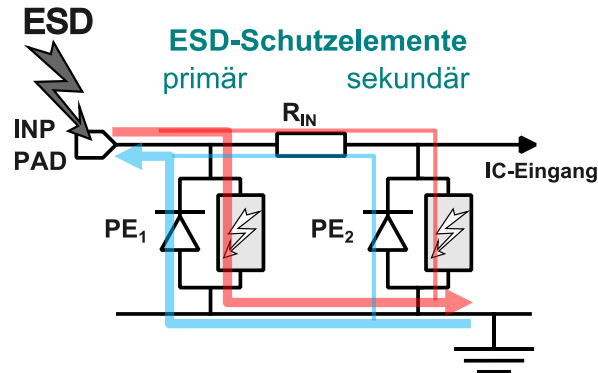


Bild 76: Zweistufige ESD-Schutzschaltung (π -Netzwerk) für IC-Eingang

Wenn eine elektrostatische Entladung an dem Eingangs-Pin gegen Masse auftritt, schaltet das sekundäre Schutzelement PE_2 als erstes ein, welches eine Durchbruchspannung kleiner als die Durchbruchspannung des Gate-Oxids hat. Somit sinkt der Spannungsabfall an dem Gate auf ein sicheres Spannungsniveau. Der Isolierungswiderstand R_{IN} begrenzt der Eingangsstrom sorgt ebenfalls mit seinem Spannungsabfall dafür, dass das primäre ESD-Schutzelement PE_1 als zweites und auch sicher einschalten kann. Dies erlaubt dem primären ESD-Schutzelement PE_1 , eine Durchbruchspannung, die größer als die Durchbruchspannung des Gate-Oxids ist, zu haben. Als PE_1 und PE_2 kann beispielsweise ggNMOS und Thyristor eingesetzt werden [32]. Aufgrund des verschlechterten dynamischen Schaltverhaltens der Eingangsschaltung kann der Isolierungswiderstand R_{IN} nicht beliebig groß gewählt werden. Die typischen Werte dafür variieren je nach der Taktfrequenz des Eingangssignals zwischen 50 Ohm - 1kOhm [30]. Ein ausreichender ESD-Schutz hierbei kann jedoch auch einstufig erreicht werden, indem als Schutzelement beispielsweise LVTSCR oder gcNMOS eingesetzt wird.

2.3.1.3 Ausgangsschutz

Grundsätzlich können alle ESD-Schutzstrukturen, die für Eingangsschutz vorgesehen sind, ebenfalls für einen effektiven Ausgangsschutz verwendet werden. Da aber bei einem Ausgangsschutz der Gate-Oxid-Durchbruch nicht der Fall ist, unterscheidet sich der Ausgangsschutz von dem Eingangsschutz. Des Weiteren können MOS-Transistoren des Ausgangstreibers durch ihre parasitären Bipolartransistoren an eine ESD-Schutzstruktur aktiv beteiligt werden [33]. Ein zweistufiger Schutz wie ein Eingangsschutz kann somit realisiert werden, indem für sicheres Einschalten des primären ESD-Schutzelements der NMOS-Transistor des Ausgangstreibers verwendet wird. Ein Isolierungswiderstand dabei beschränkt allerdings die Schaltgeschwindigkeit sowie den verfügbaren Strom an dem Pad und wird oft weggelassen. In diesem Fall muss aber darauf geachtet werden, dass das ESD-Schutzelement eine ausreichend niedrigere Einschaltspannung als diejenige des NMOS des Ausgangstreibers hat [31]. Durch eine geeignete Optimierung können die MOS-Transistoren des Ausgangstreibers auch selbst als ESD-Schutzelement dienen, ohne dass eine zusätzliche Schaltung benötigt wird („self-protection“) [33].

2.3.1.4 Versorgungsschutz

Der Kern eines IC kann von Spannungsspitzen zwischen Versorgungsleitungen (VDD und Masse) gefährdet werden, die entweder direkt durch ein ESD-Ereignis oder auch indirekt über parasitäre Dioden der lokalen ESD-Schutzelemente auftreten [32]. Daher ist ein ESD-Schutzelement zwischen Versorgungsleitungen V_{DD} und V_{SS} unerlässlich, welches oft in der Literatur mit dem englischen Begriff *ESD-Power Clamp* bezeichnet wird. Die ESD-Power-Clamp kann auch als ein globales Schutzelement dienen, wobei an den I/O-Pins auftretende elektrostatische Entladungen über Dioden an diese weitergeleitet werden. Die elektrostatischen Entladungen zwischen zwei I/O-Pins können somit ebenfalls abgeleitet werden.

2.3.1.5 Vielschicht Keramikkondensator

Um ESD Fehler auf Systemebene zu vermeiden werden des Öfteren frequenzselektive Bauelemente wie Vielschicht Keramikkondensatoren (engl. MLCC) manchmal in Kombination mit einem Widerstand eingesetzt. Aufgrund der geringen Kosten im Vergleich zu anderen Schutzstrategien hat diese Methode eine führende Rolle bei ESD Schutzkonzepten eingenommen. Eingesetzte MLCCs sind oft nicht als ESD-Schutz hergestellt und werden außerhalb der Spezifikation betrieben. Die Kapazität eines MLCC ist spannungsabhängig und nimmt bei größeren Spannungen wie ESD-Puls ab [36][37]. Auch kann ein dielektrischer Durchbruch durch eine ESD-Entladung ausgelöst werden und somit einen Fehler des gesamten Systems hervorrufen [38] [39]. Für eine zuverlässige Untersuchung des Systems in einer Simulation, muss das MLCC Modell diese Effekte berücksichtigen und richtig nachbilden. In MLCC besteht das Dielektrikum aus einer Keramik. Die Kapazität des Schutzelementes bei kleinen Gehäuseabmessungen wird mithilfe von Keramiken mit hoher relativer Permittivität ϵ_r erreicht. Es ist ersichtlich, dass die Permittivität sich mit der angelegten Spannung und Frequenz ändert.

$$\epsilon_r = f(V_{DC}, f) \quad (49)$$

In X7R MLCC wird häufig Bariumtitanat ($BaTiO_3$) Keramik verwendet. In seiner reinen Form ist es ein Ferroelektrikum. Diese Eigenschaft wird durch den Einsatz von Zusatzstoffen stark reduziert. Die spontane Polarisation ist gering und die Keramik kann als Paraelektrikum betrachtet werden [36]. Das ESD-Spektrum ist signifikant unterhalb von 10 GHz In diesem Frequenzbereich verhält sich $BaTiO_3$ als Dielektrikum mit Orientierungspolarisation und kann als konstant über der Frequenz approximiert werden.

Die nachfolgende Gleichung beschreibt die Kapazität eines linearen Kondensators

$$C = \frac{Q}{V} \quad (50)$$

Für einen nichtlinearen, zeitunabhängigen Kondensator gilt

$$C(V) = \frac{dQ}{dV} \quad (51)$$

Es ist ersichtlich, dass die CV-Kennlinie proportional zu der Ableitung der QV-Kennlinie ist. Somit sind beide Beschreibungen äquivalent und können zur Hochspannungsscharakterisierung von MLCC verwendet werden.

2.3.1.6 Multi-Layer Varistor

Die Applikation von MLCC als Schutzelement in einem System hat eine Tiefpasswirkung. Somit ist der Einsatz bei IC-Pins mit hoher Übertragungsrate nicht möglich. In diesen Fällen ist eine zuverlässige Maßnahme zur Vermeidung von ESD-Fehlern die Bestückung des Systems mit nichtlinearen spannungssensitiven Schutzelementen wie Multi-Layer Varistor (MLV) und Transiente Voltage Suppressor (TVS). Diese Elemente können ausgeprägte Einschalteneffekte in Form von Spannungsüberschwängern bei Belastung mit schnellen Pulsen aufweisen [42][50][51][53][54]. Für eine zuverlässige simulationsgestützte Systemanalyse müssen diese Einschalteneffekte in Modellen berücksichtigt werden.

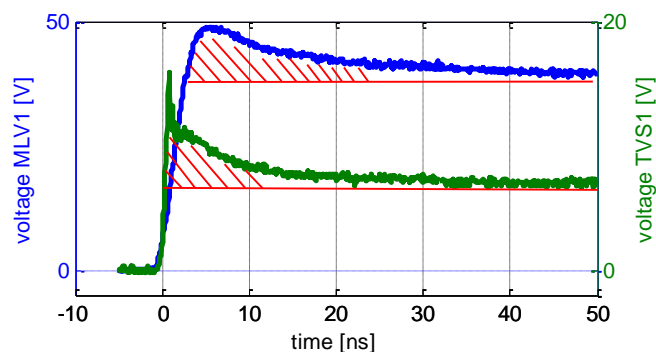


Bild 77: Einschalteneffekte in Form eines Spannungsüberschwängers bei einem MLV (blau) und einem TVS (grün) für eine 100 V TLP Entladung mit 1.1 ns Anstiegszeit.

2.3.2 Methoden

In diesem Kapitel werden Methoden zur Charakterisierung des Hochspannungs- bzw. Hochstromverhaltens von ESD-Schutzelementen und ICs vorgestellt. Geeignete Modellierungsansätze werden entwickelt und anhand der Messergebnisse parametrisiert.

2.3.2.1 Transmission Line Pulser-Aufbau

Die Charakterisierung des ESD-Verhaltens von ICs und ESD-Schutzelementen erfolgt mit einem Transmission Line Pulser (TLP) [34] [40]. Der TLP erzeugt rechteckige Pulse im Nanosekunden Bereich mit sehr kurzen Anstiegszeiten und hohen Amplituden. Aufgrund der kurzen Pulsbreite ist die freigegebene Energie relative klein und eine Charakterisierung des Bauelementes weit außerhalb von Spezifikation ist möglich. Dabei ist die Gefahr von einer thermischen Zerstörung deutlich reduziert. Im Wesentlichen werden zwei Messgeräte verwendet:

- Kennlinienschreiber (Source Meter Unit SMU, Keithley) für kleine Ströme
- Transmission Line Pulser (HPPI-TLP/VF-TLP/HMM Test System TLP-3010C) für hohe Ströme.

Bild 78 veranschaulicht den verwendeten TLP Aufbau. Bei einer Belastung des Bauelementes mit TLP Pulsen werden Strom und Spannung mit einem 6 GHz Oszilloskop (LeCroy WavePro 7 Zi) über einen Spannungsteiler und einen Stromsensor (Tektronix

CT1) gemessen. Mit dem Kennlinienschreiber werden permanenten Schäden festgestellt. Die Messelektronik ist mit zusätzlichen Dämpfungsgliedern geschützt. Der gesamte Messaufbau ist automatisiert und wird über *Matlab* angesteuert. Die Genauigkeit des TLP Messaufbaus wurde mit einer akkuraten Kalibration mit hoch- und niederohmigen Lasten erhöht.

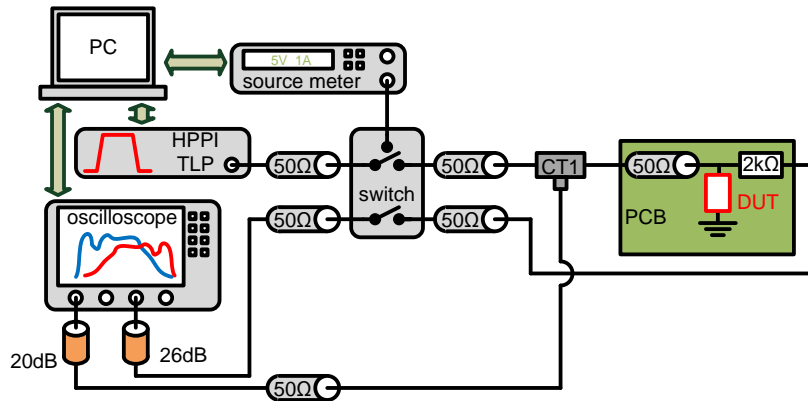


Bild 78: TLP Messaufbau zur Charakterisierung des Hochspannung-/ Hochstrom-Verhaltens

2.3.2.2 IV-Kennlinie

Für die Erfassung der IV-Kennlinie eines Bauelements wurden spezielle Platinen entwickelt und hergestellt (**Bild 79**). Bei der Charakterisierung mit einem TLP werden mehrere Entladungsvorgänge in das Bauelement durchgeführt. Die Amplitude der Ladespannung des TLP wird nach jeder Entladung schrittweise erhöht und die am Bauelement sich einstellenden Strom- und Spannungsverläufe werden gemessen. Um einen Punkt für die IV-Kennlinie aus gemessenen Strom- und Spannungsverläufen zu ermitteln, werden die Mittelwerte über die Zeit bei konstanter Amplitude berechnet. Die einzelnen Punkte aus gemittelten Strom- und Spannungswerten bilden zusammen die IV-Kennlinie.

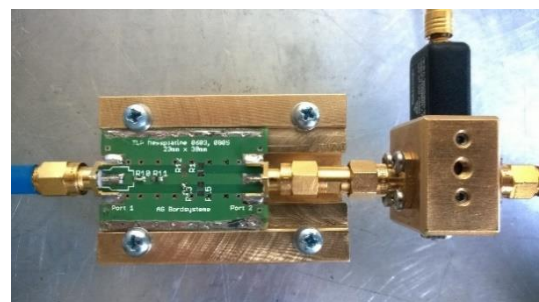
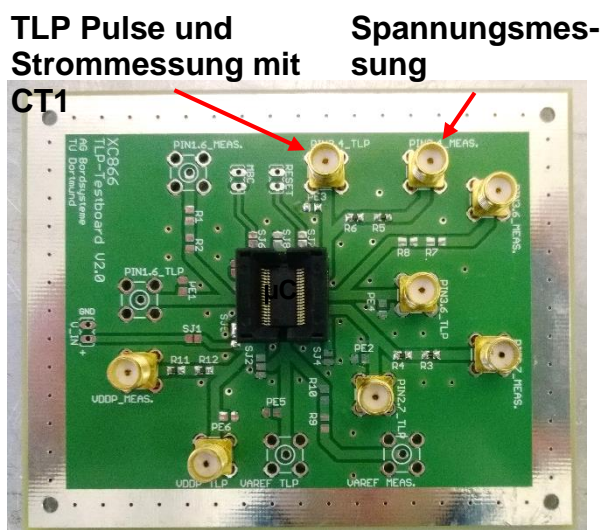


Bild 79: TLP Platine für Mikrocontroller mit Möglichkeit separater Untersuchung der einzelnen ESD Stromfode und TLP Platine für Schutzelemente.

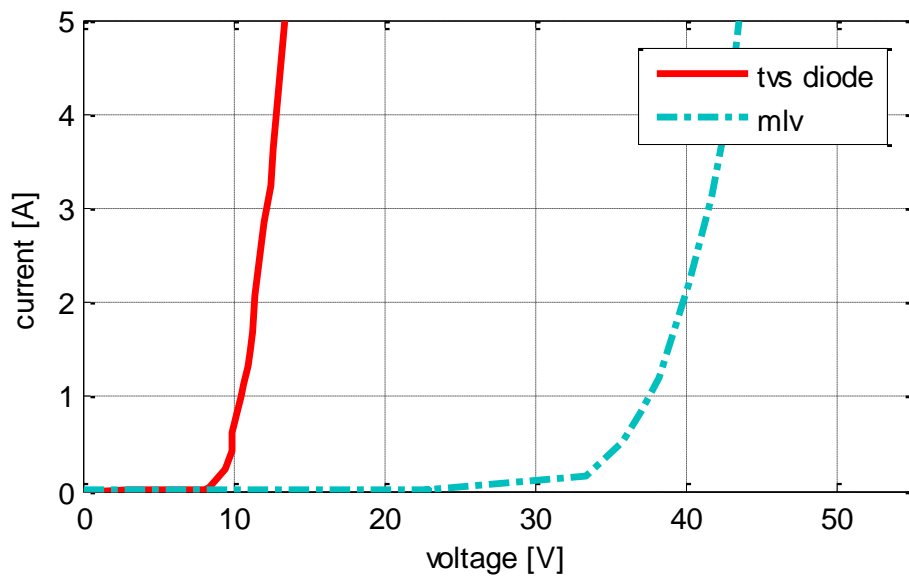


Bild 80: IV-Kennlinien für eine TVS Diode und einen MLV

Bild 80 zeigt IV-Kennlinie gängiger Schutzelemente. Im Charakterisierungsprozess des ESD Verhaltens von Mikrocontrollern kann mit einer separaten Messung von on-Chip Strompfaden die Genauigkeit deutlich erhöht werden.

IO-Pins von einem Mikrocontroller haben eine interne Verbindung zu VDDP/Spannungsversorgung (V) und VSSP/Ground (G).

Dabei ergeben sich sechs Strompfade, die wie folgt unterschieden werden:

- Pin zu Ground (PG)
- Ground zu Pin (GP)
- Pin zu Versorgung (PV)
- Versorgung zu Pin (VP)
- Versorgung zu Ground (VG)
- Supply zu Pin (GV).

Bild 81 verdeutlicht die definierten on-Chip Strompfade. Messergebnisse sind in **Bild 82** zu sehen. Das Verhalten von GP-, PV-, und GV Strompfaden entspricht dem einer Diode.

Die Messergebnisse von PG-, VP-, und VG zeigen einen Sprung in der IV-Kennlinie. Sobald eine Auslösespannung erreicht wird, erfährt die Kennlinie eine sprunghafte Verkleinerung der Haltespannung. Dieser Effekt ist als Snapback bekannt.

Pin to Ground (PG)
Ground to Pin (GP)

Pin to Supply (PV)
Supply to Pin (VP)

Supply to Ground (VG)
Supply to Pin (GV)

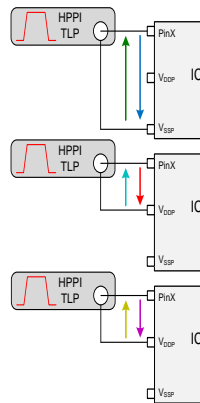


Bild 81: On-chip Strompfade in einem Mikrocontroller

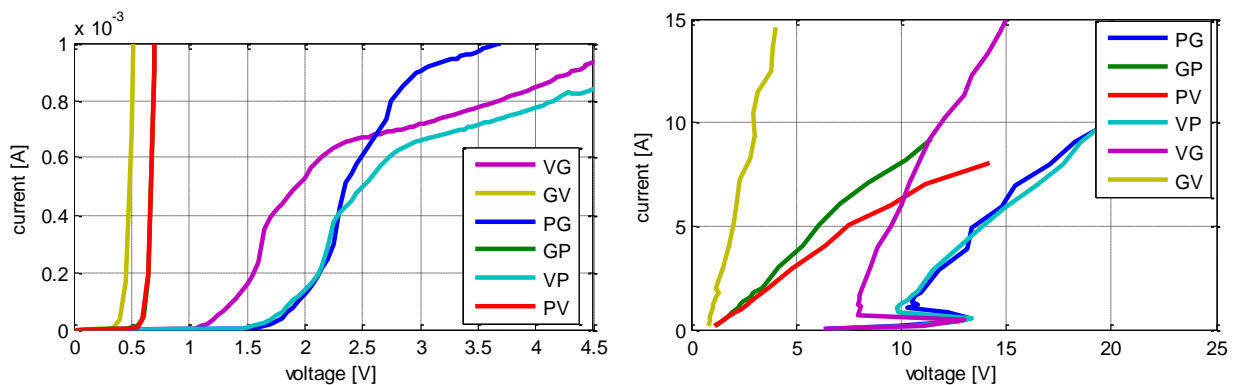


Bild 82: Gemessene IV-Kennlinien von einzelnen Strompfaden

In Bezug zu Literatur entspricht die gemessene Charakteristik einem IC mit VDD-basiertem ESD Schutzkonzept. Dabei befindet sich zwischen Versorgung- und Ground-Schiene ein globales Schutzelement.

Der ESD Strom am IO-Pin wird polaritätsabhängig entweder zu Versorgung oder zu Ground über ein lokales Schutzelement, meist eine Diode geleitet. Aufgrund der nicht-idealen Leitfähigkeit der Bond-Drähte und des hochfrequenten ESD Pulses, kann es zu einem Spannungsabfall kommen. Dieser wird mit Widerständen im Modell berücksichtigt.

Das anhand der Messdaten identifizierte Modell ist in Bild 83 dargestellt. Die IV-Kennlinien der einzelnen Komponenten können aus den Messungen extrahiert werden. Dabei werden parallele und serielle Netzwerke betrachtet, z.B. die PG-Messung entspricht einer seriellen Verschaltung von Bond-Drähte ($R_P + R_{VSSP}$), Diode (D_U) und ESD Power Clamp (PE_C). Das Snapback Verhalten der PG-Messung entsteht aufgrund von Power Clamp (PE_C).

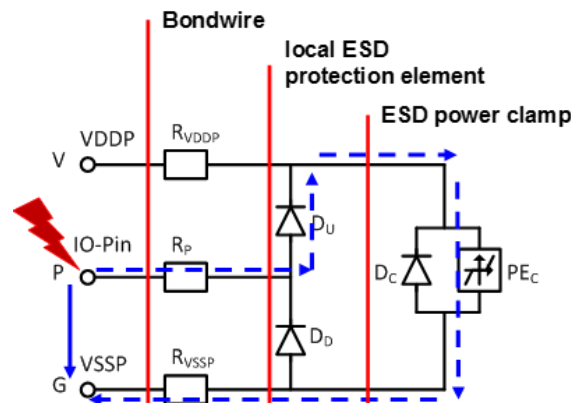


Bild 83: Charakterisierte ESD Schutzstruktur des μC

2.3.2.3 QV-Kennlinie

Für die Konstruktion der QV-Kennlinie ist ein Nachbearbeitungsschritt der gemessenen TLP Strom- und Spannungsverläufe notwendig. Nach Definition ist die in einem Kondensator gespeicherte Ladung gleich dem zeitlichen Integral des Stromes. Diese Beziehung gilt sowohl im linearen als auch im nichtlinearen Fall.

$$Q = \int Idt \tag{52}$$

Mithilfe einer kumulativen Integralfunktion wird die Ladung über der Zeit für jede TLP Entladung berechnet. Anschließend werden Spannungs- und Ladungswerte aus den zeitlichen Verläufen in eine QV-Kennlinie übertragen. Das Vorgehen ist in Bild 84 verdeutlicht. Anhand des Vergleichs von drei Testproben ist zu erkennen, dass die Abweichungen gering ausfallen und beinahe identisches Verhalten gemessen wird.

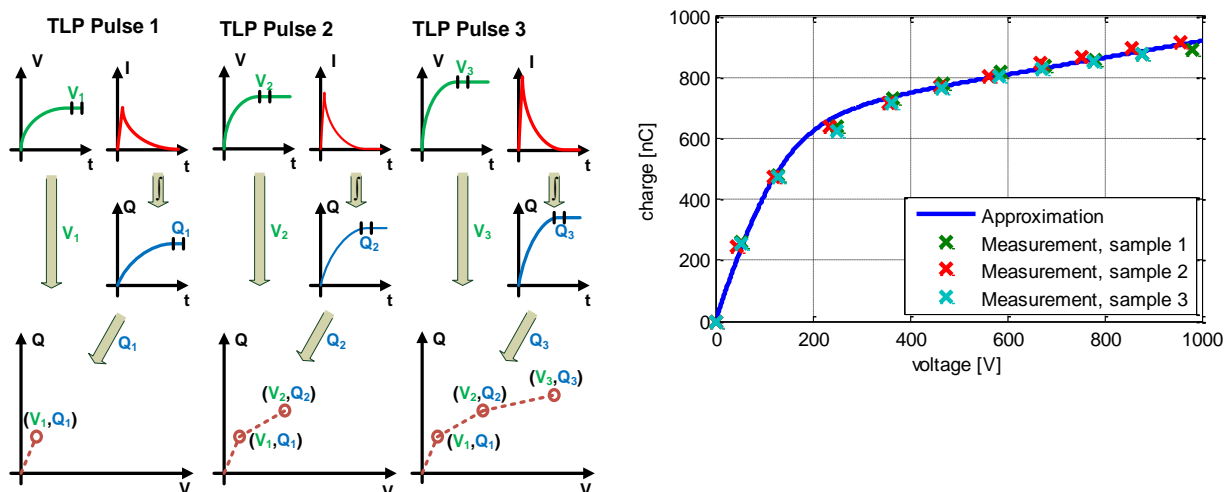


Bild 84: Messablauf der QV-Kennlinien mit dem TLP; die Ladespannung des TLP steigt von Puls 1 zu Puls 3 an (links); gemessene und approximierte QV-Kennlinie für einen 4.7 nF/100 V/0603/X7R Vielschicht Keramik Kondensator (rechts)

2.3.2.4 Zerstörfestigkeit von Mikrocontrollern

Es ist üblich, die Bewertung der Zerstörfestigkeit von ICs anhand einer statischen Messung der Eingangskennlinie bei kleinen Spannungen durchzuführen [35]. Wird eine signifikante Veränderung der Kennlinie festgestellt, gilt der IC als beschädigt. Dieses Fehlerbild ist typisch für thermischen Ausfällen. Eine Bewertung der Eingangskennlinie kann somit eine Aussage über Schäden an IC-Strukturen liefern. Eine Beschädigung oder Degradation des Chips kann jedoch schon auftreten, noch bevor die Kennlinie sich verändert. Solche Schäden können möglicherweise bereits durch geringe Spannungspegel verursacht werden und sind im schlimmsten Fall nur mit einer kompletten Funktionsüberprüfung sichtbar. So stellen ESD-Schäden am Gate eines IC-Eingangs ein im Vergleich zu einem thermischen Ausfall anderes Fehlerbild dar, das vom ersten Spannungsspeak einer ESD hervorgerufen werden und auf die Kennlinie keinen Einfluss haben kann. Für die Untersuchung der Zerstörfestigkeit von dem Mikrocontroller wurde zusätzlich eine Funktionsüberprüfung des ICs im Betrieb auf einer speziellen Platine vorgenommen. Die Funktionsüberprüfung wird im Folgenden kurz erläutert:

- Mikrocontroller Eingangsstufe: in Abhängigkeit von dem Pegel an dem getesteten Pin wird eine LED an einem anderen Pin gesteuert. Der maximale Eingangsstrom an einem beliebigen Pin beträgt laut Datenblatt 10 mA. Um auch bei Konfigurationsfehlern diese Bedingung sicherzustellen, wurde das 5 V Eingangssignal über einen seriellen Widerstand von 1 k Ω angelegt.
- Mikrocontroller Ausgangstreiber: der μ C bringt eine LED an dem getesteten Pin zum Blinken.

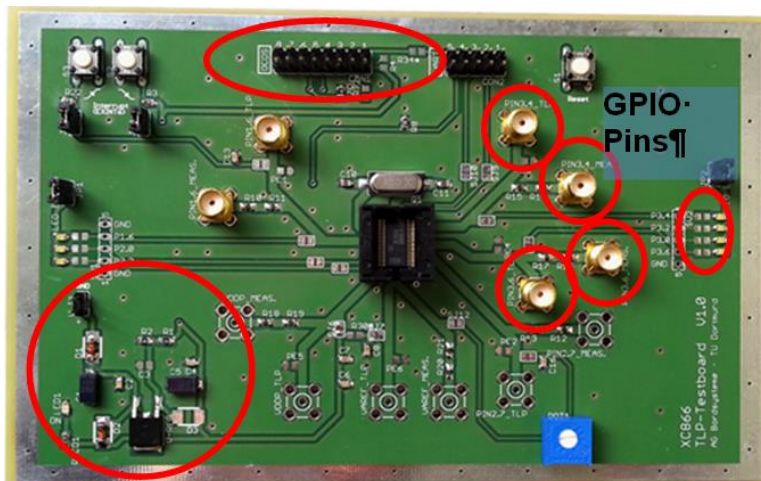


Bild 85: Platinen mit Möglichkeit einer Funktionsüberprüfung für den μ C

Die Charakterisierung wurde mit äußerster Sorgfalt durchgeführt. Es wurde immer darauf geachtet, dass während der Belastung mit TLP-Pulsen alle für die Funktionsüberprüfung notwendigen Anschlüsse getrennt wurden, und eine ausreichende Masseanbindung vorhanden war. Der Charakterisierungsprozess ist in Bild 86 veranschaulicht.

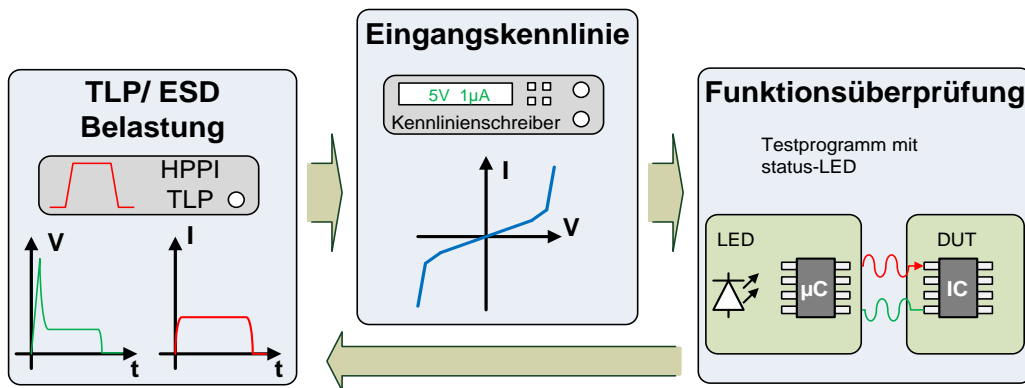


Bild 86: Charakterisierungsprozess des Hochstromverhaltens mit Detektion der ESD-Zerstörfestigkeit

Bild 87: zeigt das Fehler Muster nach einer kritischen Entladung des TLP mit 100 ns Pulsbreite und 550 V Ladespannung zwischen IO-Pin (P) und VSSP (G). Der Leckstrom vor dem Fehler ist in grün dargestellt, nach dem Fehler in rot. Es ist zu erkennen, dass die beschädigte Struktur sich zwischen P und G befindet.

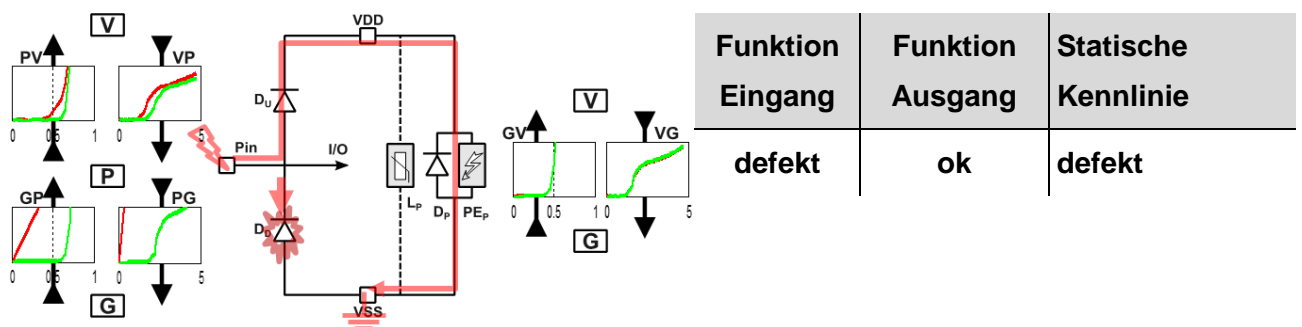


Bild 87: Fehler Muster nach der kritischen 100 ns 550 V TLP Entladung zwischen I/O-Pin (P) und VSSP (G)

In einem System sind die IC-Pins zur Spannungsversorgung immer mit großen Tantal- oder Elektrolyt-Kondensatoren zur Spannungsstabilisierung abgeschlossen. Diese bilden einen niederohmigen Pfad. Somit dominiert der Strompfad zwischen IO-Pin (P) und VDDP (V) bei einer Entladung auf Systemebene das Gesamtverhalten des Mikrocontrollers. Dieser Pfad wurde untersucht und für die Parametrierung des thermischen Ausfallmodells [45] wird die gemessene kritische Energie bei unterschiedlichen TLP Pulsbreiten benötigt.

Die Ergebnisse der Charakterisierung zeigen eine thermische Zerstörung mit hoher Wahrscheinlichkeit. Die kritische Energie ist für alle Pulsbreiten beinahe identisch. Eine konstante Ausfallenergie bedeutet, dass kein Wärmeaustausch der aktiven Halbleiterstruktur mit dem Gehäuse während der Pulsbelastung im ns-Bereich stattfindet und der IC adiabat angesehen werden kann. Das Fehlerbild ist für alle Pulsbreiten identisch. Der Leckstrom steigt signifikant an. Nach der Konfiguration als Ausgang kann eine LED betrieben werden. Das Empfangen von Signalen ist jedoch nicht mehr möglich.

μC; GPIO					
	U_{TLP}	$E_{Kritisch}$	Funktion Eingang	Funktion, Ausgang	Statische Kennlinie
50 ns	650 V	13.4 μJ	defekt	ok	defekt
100 ns	450 V	13.2 μJ	defekt	ok	defekt
200 ns	300 V	13.3 μJ	defekt	ok	defekt

Tabelle 1: Kritische Energien für den Mikrocontroller mit Ergebnissen der Funktionsüberprüfung bei TLP Entladungen zwischen IO-Pin (P) und VDDP (V)

2.3.2.5 Zerstörfestigkeit und Degradation von Vielschicht Keramikkondensator

Für ein MLCC ist die anliegende Spannung der relevante Parameter für einen Isolationsdurchbruch an der Keramik. Dieser erzeugt einen leitenden Kanal in der Keramik und der MLCC wird niederohmig.

Das Ausfallverhalten ist besonders kritisch, da das System kurzgeschlossen wird. **Bild 88** veranschaulicht das gemessene Ausfallverhalten.

Die kritische Spannung für einen Isolationsdurchbruch liegt bei 800 V.

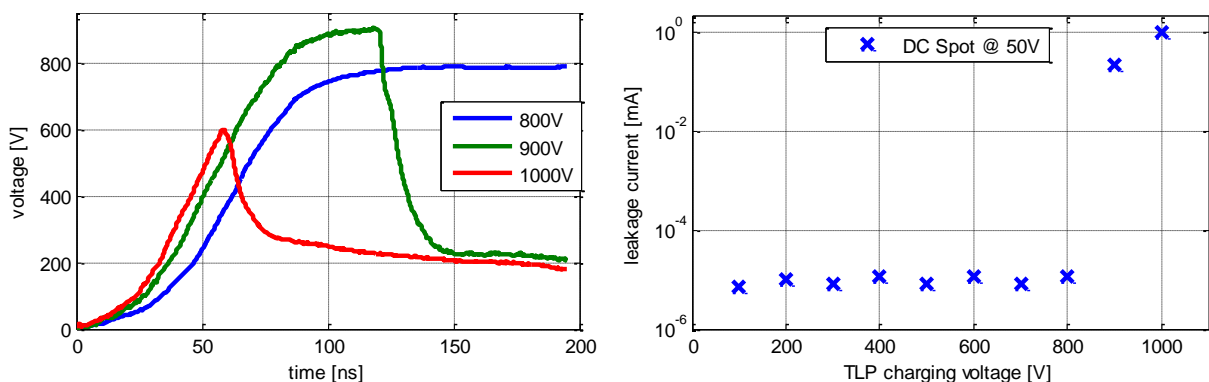


Bild 88: Gemessene Spannungsverläufe an einem 4.7 nF MLCC (links); Veränderung der Eingangskennlinie ausgewertet am Leckstrom bei 50 V (rechts)

Diese Ergebnisse führen unmittelbar zu zwei weiteren Fragestellungen bei Untersuchungen an MLCC:

- Kann wiederholte ESD-Belastung bei *unkritischer* Spannung (ca. 90 % vom ermittelten kritischen Wert) einen Isolationsdurchbruch verursachen?
- Wie ist der Zusammenhang zwischen Isolationsdurchbruch und Degradation der Kapazität?

Als Ergebnis für die untersuchten Kondensatoren wird festgehalten, dass nach mehreren ESD-Belastungen (3000) bei 90 % des kritischen Wertes kein Isolationsdurchbruch nachgewiesen werden konnte. Die Kapazität im Arbeitsbereich ist jedoch auf 88 % des Nominalwertes degradiert. Als Ursache wird eine remanente Polarisierung des Dielektrikums vermutet. Die Spannung im normalen Betrieb ist nicht ausreichend, um die Effekte umzukehren (**Bild 89**).

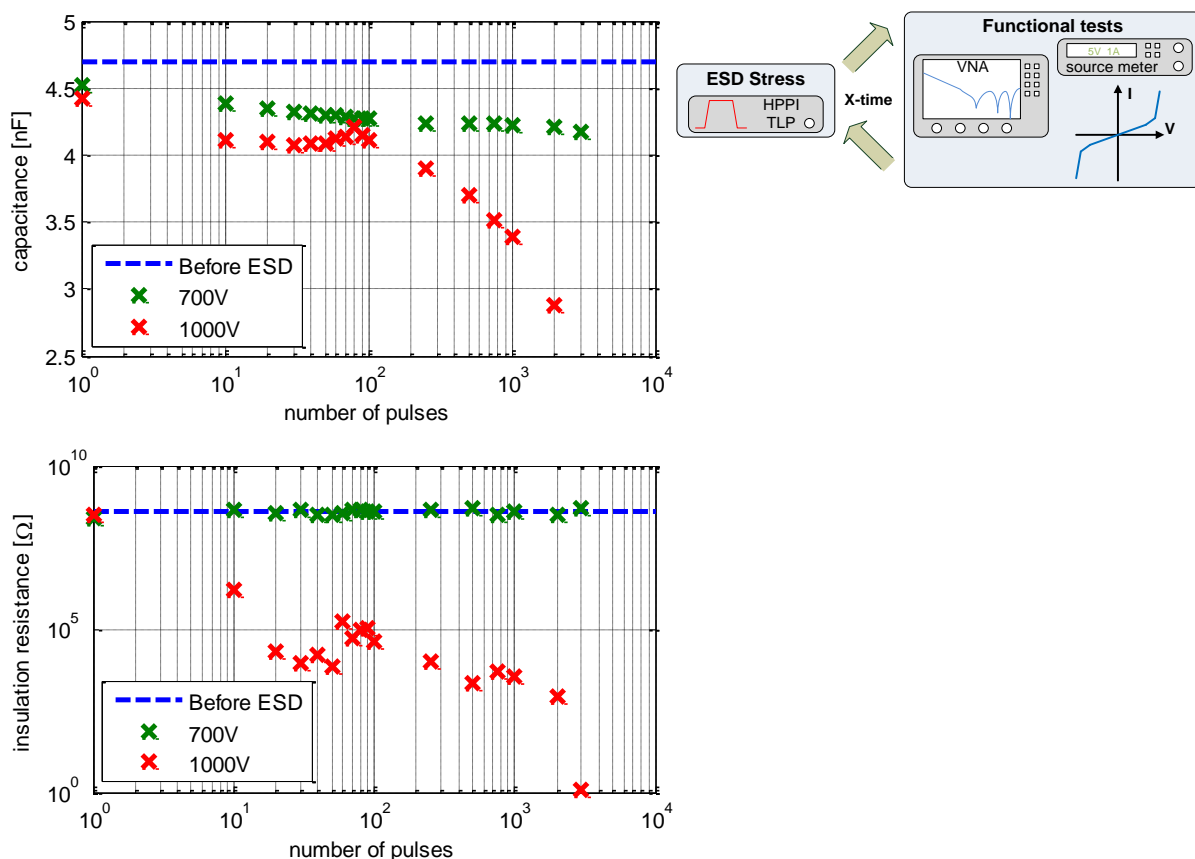


Bild 89: Degradation der Kapazität (oben) und des Isolationswiderstandes (unten) eines 4.7nF; X7R; 0603 Kondensators infolge wiederholter ESD Belastung.

2.3.2.6 Charakterisierung im Frequenzbereich

Frequenzabhängige Gehäuseeigenschaften von Mikrocontroller und ESD-Schutzelementen können stark nichtlinear mit der Spannung sein. Zur Untersuchung wurde ein Netzwerkanalysator mit eingebauten DC-Bias verwendet. Eine spezielle Platine wurde entwickelt und hergestellt. Frequenzeigenschaften werden mit dem Agilent Netzwerk

Analysator E5061B (NWA) bei verschiedenen DC-Vorspannungen gemessen. Im NWA ist eine Gleichspannungsquelle integriert.

Es werden Spannungen bis 40 V und Ströme bis 100 mA unterstützt. Das Bauelement wird in serieller 2-Port Konfiguration vermessen [55]. Im Vergleich zu einer Reflexionsmessung zeigt diese Konfiguration höhere Messdynamik. Die Konvertierung der gemessenen S-Parameter in Impedanz erfolgt mit folgender Gleichung:

$$Z_{MLV} = 100\Omega \cdot \left(\frac{1 - S_{21}}{S_{21}} \right), \quad (53)$$

wobei die 100 Ω eine Summe aus den internen Sender und Empfänger Impedanzen von jeweils 50 Ω ist. Der Frequenzbereich zwischen 10 kHz und 1 GHz wird abgedeckt. Der Leistungspegel von -10 dBm verringert die Verzerrung im nichtlinearen Bereich. Vor der Messung wird das Setup sorgfältig kalibriert. In einem Nachbearbeitungsschritt werden die Effekte der SMA-Anschlüsse und der Platine de-embedded. MLVs zeigen Degradationseffekte bei Dauerbelastung mit DC-Strom in Form von leichter Verschiebung der IV-Kennlinie [54]. Eine Impedanz Analyse beginnend mit der höchsten DC-Vorspannung erzeugt die stärkste Degradation bereits bei der ersten Messung. Diese Maßnahme bewirkt einen in etwa gleichbleibenden Degradationsgrad bei den darauffolgenden Messungen mit kleineren DC-Vorspannungen. Somit wird eine bessere Korrelation der Ergebnisse erreicht. Der Messablauf wurde mithilfe der *Matlab* Programmierumgebung automatisiert. **Bild 90**(links) zeigt die Messergebnisse. Obwohl bei der Charakterisierung eine Schrittweite von 0.5 V verwendet wurde, sind zur besseren Übersicht nur Impedanzen für ausgewählte DC-Vorspannungen dargestellt. Während sich der MLV bei kleinen DC-Vorspannungen kapazitiv verhält, tritt ab ca 25 V eine Impedanzüberhöhung zwischen ca. 100 kHz und 30 MHz auf. Diese Impedanzüberhöhung kann für die Einschalteteffekte im Zeitbereich verantwortlich sein.

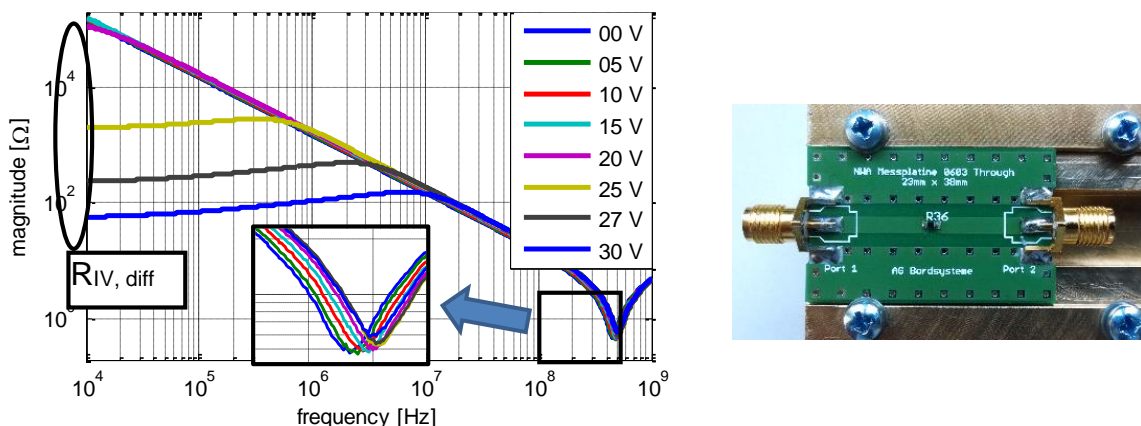


Bild 90: Gemessene Impedanz des MLV bei verschiedenen DC-Vorspannungen (links); Platine zur Untersuchung der Impedanz des MLV(rechts)

2.3.2.7 Modellierung IV-Kennlinie

Aufgrund der angenommenen physikalischen Struktur eines Mikrocontroller-Pins (vgl. Bild 83) und der gemessenen Ergebnisse werden die IV-Kennlinien mit Diode und einem Snapback behaftetem Element approximiert. Manche Schaltungssimulatoren unterstützen eine direkte Verwendung von Messung mittels Look-Up Tabellen. Zusätzliche Problematik entsteht, weil die Messdaten aufgrund von Rauschen Sprünge in der Kennlinie aufweisen können und somit zu numerischen Problemen bei Simulation führen.

Eine Approximation der Messdaten mit geeigneten analytischen Funktionen beseitigt Messrauschen und bietet mehr Simulationsstabilität. Der Übergang vom nichtleitenden zum leitenden Zustand wird mit der Dioden-Gleichung approximiert. Bei höheren Spannungen wird der Strom, in Analogie zu einer Diode, über einen Bahnwiderstand begrenzt. **Bild 91** veranschaulicht die Ergebnisse.

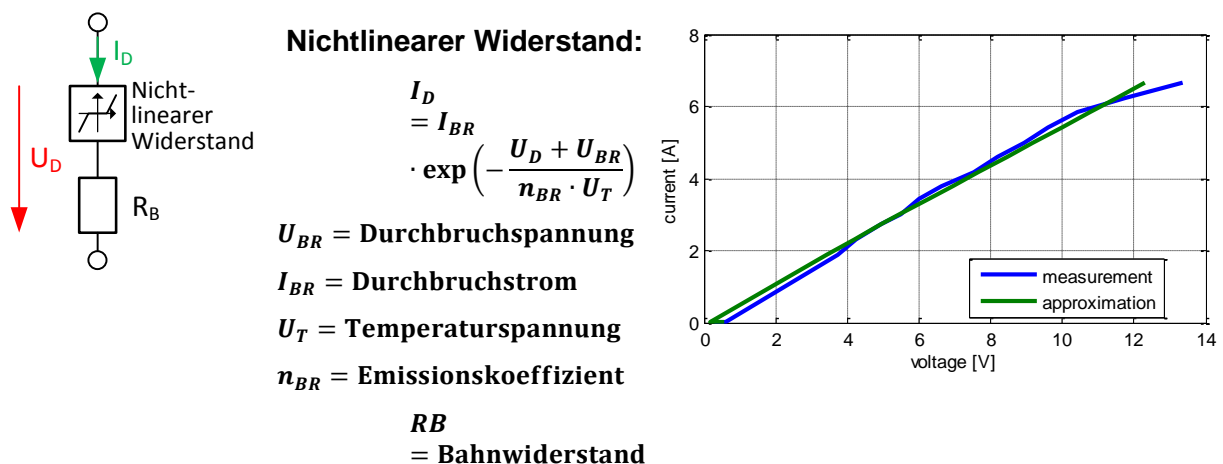


Bild 91: Simulationsmodell der IV-Kennlinie für einen Mikrocontroller-Pin ohne Snapback

Die Grundidee des Modells für ein Snapback behaftetes Element ist es den Zusammenhang zwischen Strom und Spannung in den Bereich $I < I_T$ und $I > I_H$ jeweils mit einer Geradengleichung zu beschreiben (**Bild 92**). Um für jeden auftretenden Wert des Stroms einen Punkt auf der Kennlinie zu erhalten, wird die Unterscheidung $I < I_T$ und $I > I_T$ verwendet. Diese Geraden werden mithilfe von idealen Bauelementen realisiert. Bis zum Durchbruchpunkt befindet sich das Element im hochohmigen Bereich und kann ausschließlich durch den off-Widerstand beschrieben werden. In einem parallelen Zweig wird mithilfe eines Widerstandes und einer idealen DC-Spannungsquelle die zweite Gerade realisiert. Da $R_{off} \gg R_{on}$ hat der parallele Widerstand R_{off} keinen Einfluss auf den gewünschten linearen Zusammenhang. Der Snapback in der Kennlinie wird mit einem Schalter realisiert, der wie oben beschrieben durch den Strom gesteuert wird.

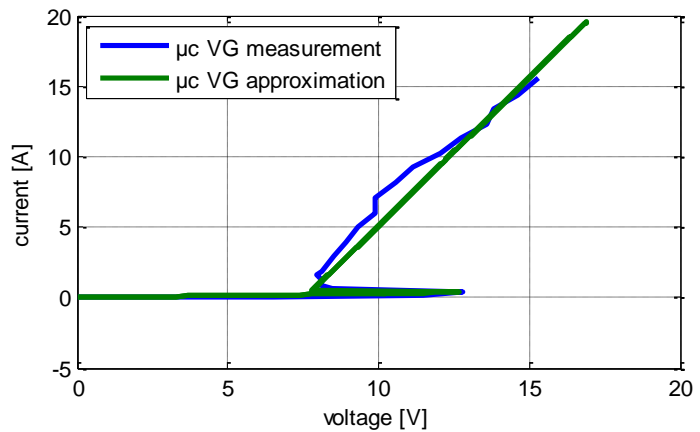
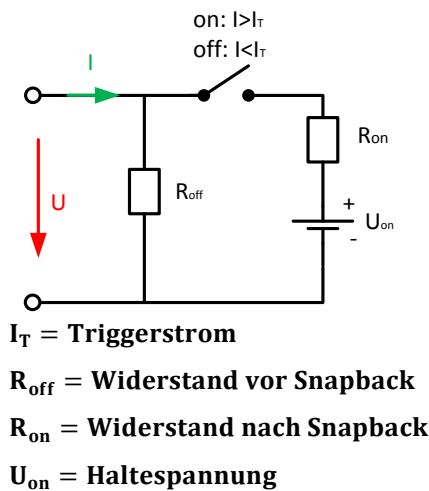
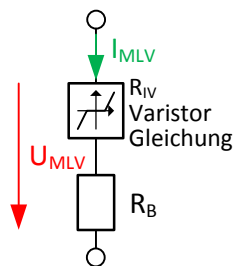


Bild 92: Simulationsmodell der IV-Kennlinie eines Mikrocontroller-Pins mit Snapback

Die IV-Kennlinie des Multi-Layer Varistor wird über den Bahnwiderstand R_0 und den nichtlinearen Widerstand R_{IV} nachgebildet. R_{IV} wird mit der bekannten Varistorgleichung approximiert (vgl. **Bild 93**). V_{1A} ist die Spannung bei 1 A und n der Varistor Exponent.



Varistorgleichung

$$I = \left(\frac{V_{RIV}}{V_{1A}} \right)^n$$

Bahnwiderstand

$$I = \frac{V_{R0}}{R_0}$$

IV-Kennlinie

$$V = V_{R0} + V_{RIV}$$

$$V = V_{1A} \cdot I^{\frac{1}{n}} + R_0 \cdot I$$

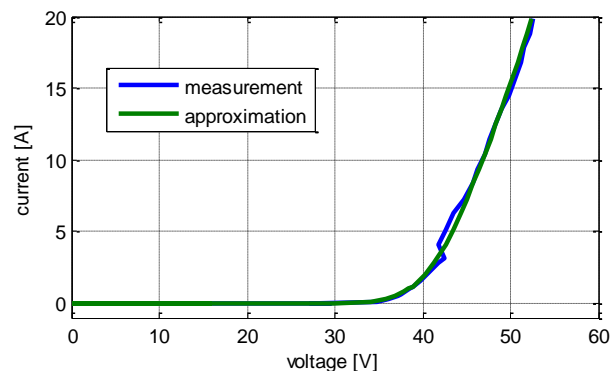


Bild 93: Simulationsmodell der IV-Kennlinie für einen MLV

2.3.2.8 Modellierung: QV-Kennlinie

Einige Simulationsprogramme unterstützen den Einsatz von der gemessenen QV-Kennlinie, die anderen benötigen die CV-Kennlinie (eine Ableitung der QV-Kennlinie nach Spannung). Wie bereits bei Modellierung der IV-Kennlinien angedeutet beseitigt eine Approximation der Messdaten mit geeigneten analytischen Funktionen Messrauschen und bietet mehr Simulationsstabilität. Eine numerische Ableitung, um die CV-Kennlinie zu erzeugen, wird ebenfalls zusätzliches Rauschen verursachen.

Die hyperbolische Tangensfunktion ist symmetrisch zum Ursprung und wird für die Beschreibung der Sättigungseffekte herangezogen [41]. Wenn die Keramik in den gesättigten Zustand übergeht, wird ein linearer Zusammenhang zwischen Spannung und Ladung vermutet.

$$Q = b_1 \tanh\left(\frac{V}{b_2}\right) + b_3 V \quad (54)$$

Diese Funktion wird analytisch abgeleitet:

$$C = \frac{dQ}{dV} = b_3 + \frac{b_1 \left(\tanh^2\left(\frac{V}{b_2}\right) - 1 \right)}{b_2} \quad (55)$$

Bild 94 (links) vergleicht die Approximation und Messung der QV-Kennlinie. Bild 94 (rechts) wendet die Modellkoeffizienten b_1, b_2 , und b_3 aus der Approximation auf die Gleichung der CV-Kennlinie an. Zum Vergleich ist auch die numerische Ableitung der gemessenen QV-Kennlinie dargestellt. Die Toleranz bei drei MLCC ist ebenfalls dargestellt. Anhand des Vergleichs von drei Testproben ist zu erkennen, dass die Abweichungen gering ausfallen und ein beinahe identisches Verhalten gemessen wurde.

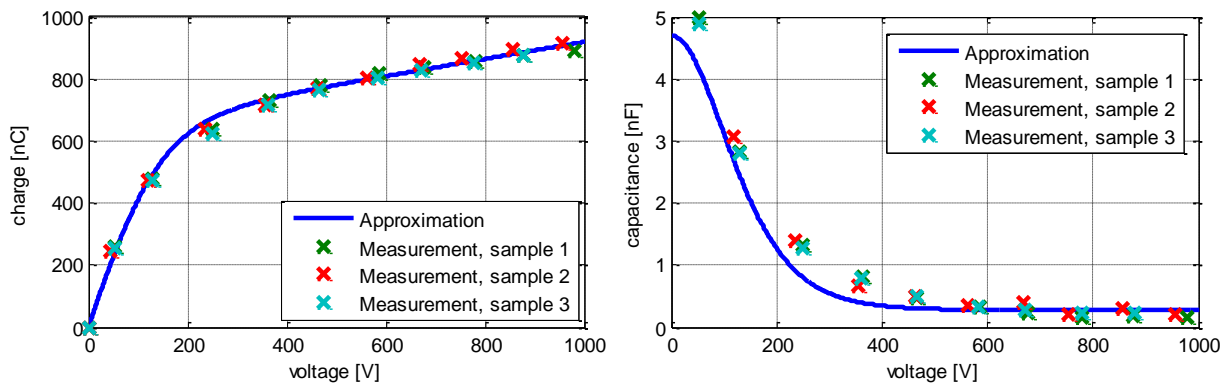


Bild 94: Vergleich der gemessenen und approximierten QV-Kennlinie (links) und CV-Kennlinie (rechts)

Die Spannungsabhängige Kapazität wird im Modell implementiert. Widerstand $R_{isol}(V_1)$ berücksichtigt den Isolationsdurchbruch. Die parasitäre Induktivität und Widerstand sind ebenfalls im Modell festgehalten, diese werden aus der Impedanzmessung extrahiert (Kapitel 2.3.2.6).

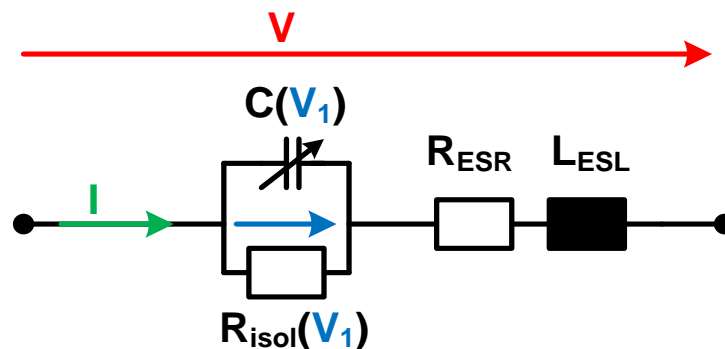


Bild 95: Simulationsmodell für einen MLCC

Das Modell mit Berücksichtigung des Hochspannungsverhaltens wurde zuerst für TLP Pulse validiert. Das Modell für den TLP wurde in früheren Projekten entwickelt und an hoch- und niederohmigen Lasten validiert [42]. **Bild 96** vergleicht die Spannungen und Ströme für eine 800 V TLP Entladung.

Der spezifizierte Spannungsbereich von 50 V wird verletzt und ausgeprägte Sättigungseffekte treten auf.

Das Ladeverhalten des MLCC ist mit hoher Genauigkeit simuliert. Im eingeschwungenen Zustand ist ein kleiner Strom zu verzeichnen, dieser resultiert aus den 50 Ω in dem TLP Aufbau (**Bild 78**).

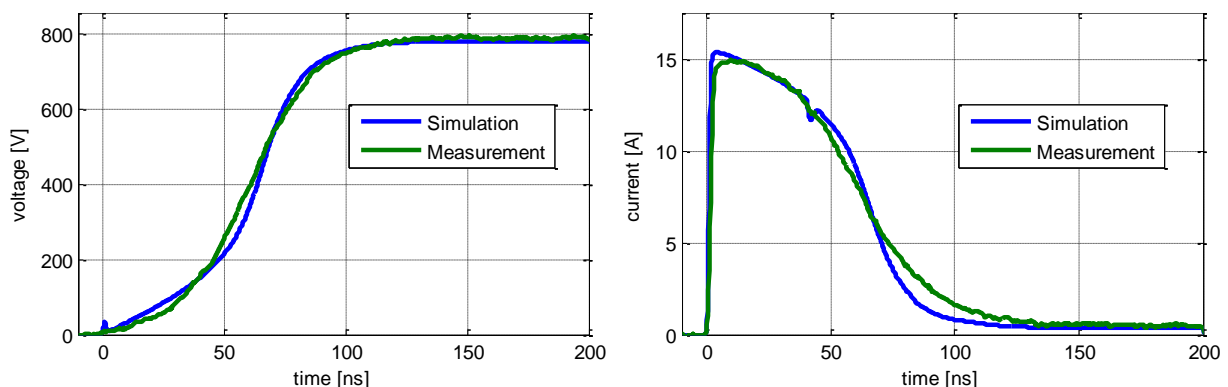


Bild 96: Vergleich zwischen simulierten und gemessenen Verläufen für 800 V TLP Puls

2.3.2.9 Modellierung - Einschaltverhalten von MLV

Als Ausgangslage für das entwickelte Modell wurde der einfache verhaltensbasierte Ansatz verwendet [46]. Das Modell ist eine Parallelschaltung von einem nichtlinearen Widerstand der IV-Kennlinie und der Frequenzcharakteristik des Bauelementes bei 0 V DC-Vorspannung. Die Frequenzcharakteristik ist mit einer linearen Induktivität und Kapazität berücksichtigt. Dieses Modell wurde über ein Einschaltelement in Serie zu der IV-Kennlinie erweitert. Ähnliche Ansätze sind unter [52][53][54] zu finden. Die Autoren in [54] nehmen den Skineffekt als die Ursache für die Spannungsüberhöhung an.

Die Skineffekt Impedanz wurde mit einem kaskadierten Netzwerk aus Widerständen und Induktivitäten nachgebildet. Eine höhere Anzahl der Kaskaden führt zur höheren Genauigkeit des Modells. Im einfachsten aber numerisch stabileren Fall, besteht das Netzwerk aus der Parallelschaltung einer Induktivität und eines Widerstandes. Das entwickelte Modell ist in **Bild 109**. (rechts) dargestellt.

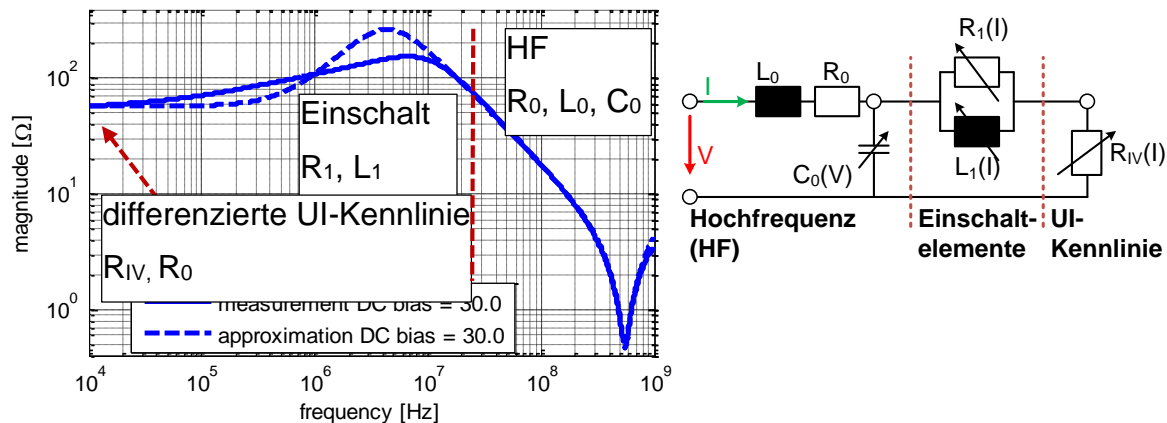


Bild 97: Approximation der Messergebnisse mit dem vorgestellten Modell (links); MLV Modell mit Berücksichtigung der Hochfrequenz; Einschaltnetzwerk und der IV-Kennlinie (rechts)

Die Modellparameter werden für jede DC-Vorspannung durch das Fitten der Modellimpedanz an die NWA-Messung approximiert. **Bild 109** (links) vergleicht die Ergebnisse bei 30 V. Hohe Genauigkeit wird im Hochfrequenzbereich erreicht.

Aufgrund der beschriebenen Vereinfachungen bei der Modellierung der Einschalt-elemente, kann das vorgestellte Modell das Verhalten nicht vollkommen abbilden. Dennoch, wird ein Anstieg der Impedanz im relevanten Frequenzbereich und von annähernd gleicher Amplitude erreicht.

Bild 98 zeigt exemplarisch die Kapazitätsänderung eines Varistors in Abhängigkeit von der angelegten Spannung. Die Änderung beträgt ca. 20% in Bezug auf den spannungslosen Zustand. Für eine hohe Genauigkeit des Modells muss diese Nichtlinearität berücksichtigt werden.

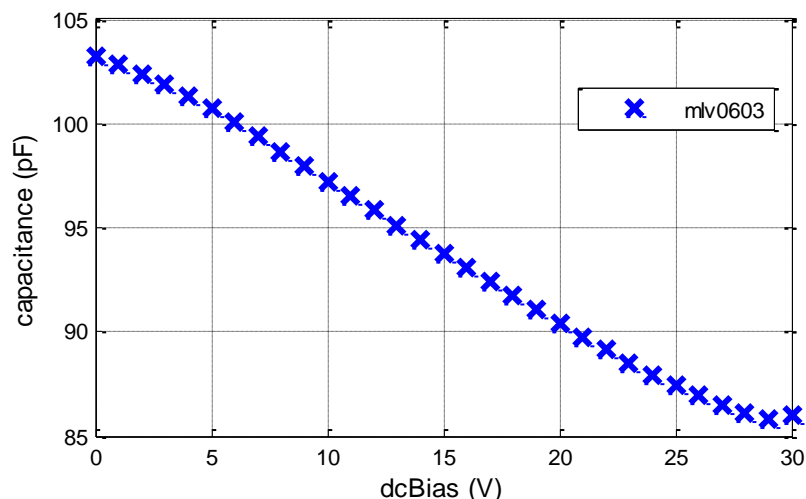


Bild 98: Kapazität eines Varistors in Abhängigkeit der Vorspannung

Bei den Einschalt-elementen wird eine inverse Proportionalität zum MLV-Strom vermutet. Unter Belastung mit hohen Strömen werden alle Mikrovaristoren aktiv und die Werte für die Einschalt-elemente sollten in einem Minimum konvergieren. Dieselbe Annahme führt unmittelbar dazu, dass bei sehr kleinen Strömen nur ein Mikrovaristor aktiv ist und

Maximalwerte der Einschalt Elemente erreicht werden. Messergebnisse werden mit folgenden Gleichungen approximiert.

$$R_1(I_{MLV}) = \frac{1}{cR1 \cdot I_{MLV} + 1/R_{1,Max}} + R_{1,Min} \tag{56}$$

$$L_1(I_{MLV}) = \frac{1}{cL1 \cdot I_{MLV} + 1/L_{1,Max}} + L_{1,Min}$$

wobei $cR1, cL2$ die Proportionalitätsfaktoren sind. Die Konstanten $R_{1,Max}, R_{1,Min}$ und $L_{1,Min}$ sind die maximale und minimale Werte der beiden Funktionen. **Bild 99** vergleicht die Ergebnisse der Approximation zu der Messung für Ströme bis 20 A.

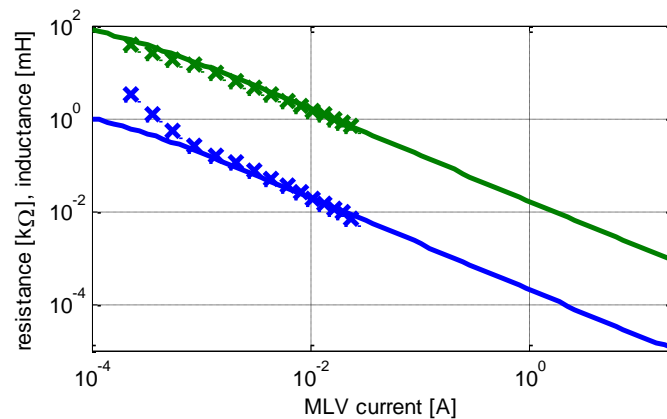


Bild 99: Einschalt Elemente als Funktionen des MLV-Stromes

TLP Messergebnisse sind zur Verifikation des entwickelten Modells für MLV herangezogen. Zur Veranschaulichung der erzielten Modellgenauigkeit das einfache MLV-Modell vorgestellt in [35] wurde ebenfalls simuliert. Die Ergebnisse für eine 100 V TLP Entladung sind in **Bild 100** zu sehen.

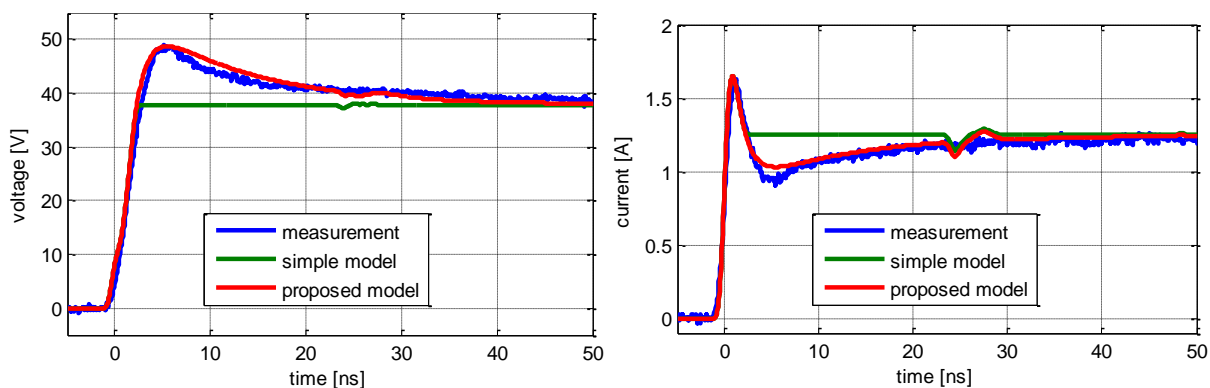


Bild 100: Vergleich zwischen Simulation mit dem entwickelten (rot) und einfachen (grün) Modellen und Messung bei einer 100 V TLP Entladung. Spannung (links); Strom (rechts)

Eine Spannung von 36 V wurde im eingeschwingenen, quasi-statischen Zustand gemessen. Der Spannungsüberschwinger ist mit 48 V fast 33 % höher. Bei der Simulation mit einfachen Modell geht die Spannung nach der Anstiegszeit sofort in den quasi-statischen Zustand über. Im Gegensatz dazu, wird das Einschaltverhalten des MLV mit dem vorgestellten Modell mit hoher Genauigkeit abgebildet. Die simulierte Spannung und Strom folgen der Messung.

2.3.3 Ergebnisse

Zur Validierung von den entwickelten Methoden werden Untersuchungen auf Systemebene durchgeführt. Diese erfolgen mit einem NoiseKen ESD Generator entsprechend dem IEC 61000-4-2 Standard [48]. Das Modell wurde in früheren Projekten entwickelt und verifiziert [43].

Eine Filterschaltung aus einem 4.7 nF MLCC und einem Widerstand zum Schutz von einem Mikrocontroller-Pin wird untersucht. 10 k Ω ist ein möglicher Wert für störteste IC-Pins mit niedriger Übertragungsrate. Bild 101 veranschaulicht das System und den Prüfaufbau. Das Hochstromverhalten von dem Mikrocontroller ist in **Bild 82** dargestellt. In einem System sind die IC-Pins zur Spannungsversorgung immer mit großen Tantal- oder Elektrolyt-Kondensatoren zur Spannungsstabilisierung abgeschlossen. Diese bilden einen niederohmigen Pfad. Somit dominiert der Pin-Versorgung-Pfad das Gesamtverhalten des Mikrocontrollers. Die Zerstörfestigkeit des Systems wird untersucht. Der ESD Strom wird mit einem CT1 Stromsensor gemessen.

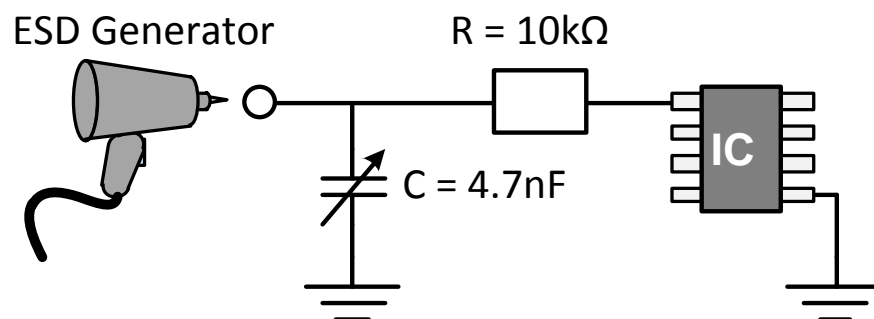


Bild 101: Mess- und Simulationssetup für IEC ESD Entladung

Angefangen mit einer ESD Generator Ladespannung von 1 kV werden drei ESD Pulse auf das System abgegeben. Wenn keine Beschädigung auftritt, wird die Ladespannung um 1 kV erhöht und der Test wiederholt. Die geforderte ESD Festigkeit von 8 kV wird nicht erreicht (**Bild 102**). Die kritische Komponente in dem System ist der MLCC. Es wird ein Isolationsdurchbruch gemessen. Der Fehler ist sowohl in der statischen Kennlinie als auch in dem gemessenen Stromverlauf sichtbar. Bei ca. 100 ns ist ein leichter Stromanstieg zu erkennen.

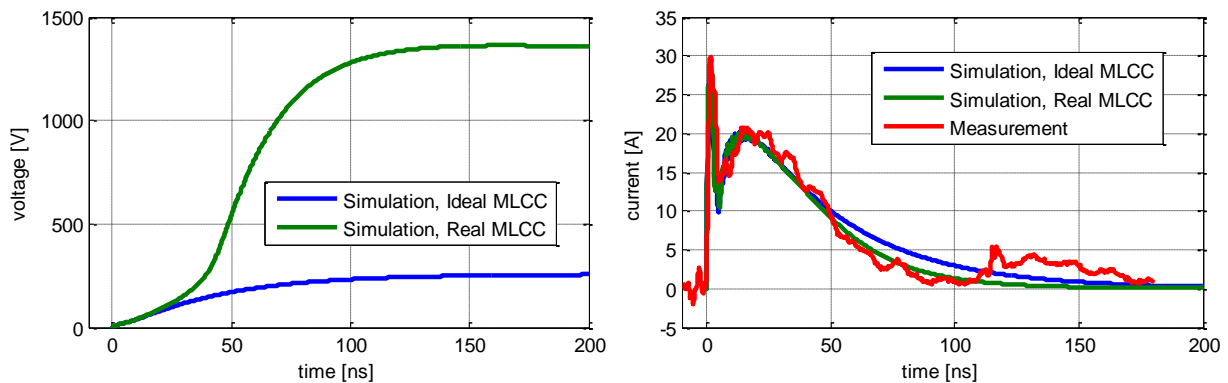


Bild 102: Vergleich zwischen simulierten und gemessenen Verläufen für eine 8 kV IEC ESD Entladung

Zur Veranschaulichung des Hochspannungsverhaltens ist die Schutzwirkung eines idealen MLCC ebenfalls simuliert. Wie in **Bild 102** zu erkennen ist, sind nur geringe Unterschiede im Stromverlauf vorhanden.

Während die Spannung am idealen Kondensator weit unter den kritischen 800 V sich befindet, kann das entwickelte Modell präzise einen Isolationsdurchbruch simulieren. Bei ca. 60 ns ist die kritische Spannung von 800 V erreicht und dem Benutzer wird ein Fehler ausgegeben. Das entwickelte Modell von einem Varistor wurde auch mit dem NoiseKen ESD Generator konform zu dem IEC 61000-4-2 Standard verifiziert. Im Gegensatz zu einem TLP Puls ist die doppelt exponentielle IEC Entladung deutlich komplexer und der Anfangspuls hat eine erheblich höhere Amplitude. In der Messung wurde die Klemmspannung des MLV vermessen. Um die empfindliche Messelektronik zu schützen wurde die Spannung mit einem Spannungsteiler und einem Dämpfungsglied abgeschwächt. Der Messaufbau ist in **Bild 103** dargestellt.

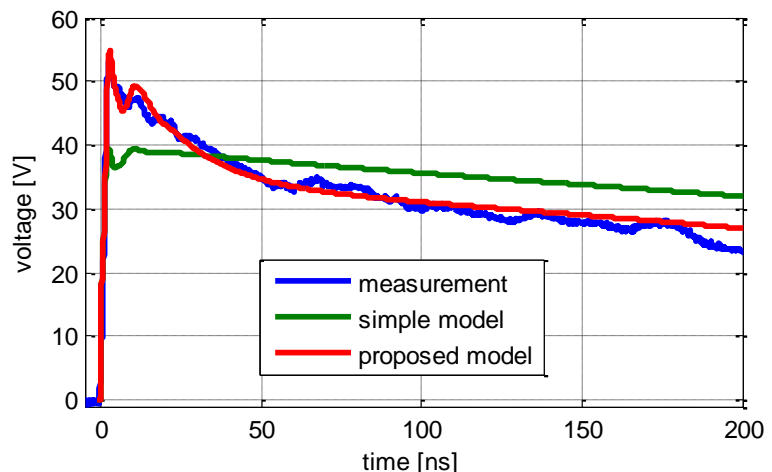
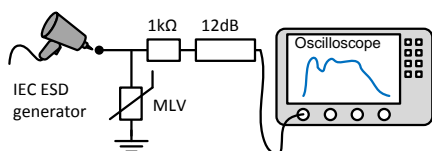


Bild 103: Mess- und Simulationssetup für Untersuchungen mit IEC ESD Generator (rechts); Vergleich zwischen Simulation mit dem entwickelten (rot) und einfachen (grün) Modellen und Messung bei einer 1 kV IEC ESD Entladung (links)

Das entwickelte Modell gibt den Verlauf der Klemmspannung mit hoher Genauigkeit wieder. Unerwartet ist die simulierte Klemmspannung bei dem entwickelten Modell nach ca. 40 ns kleiner als bei dem einfachen Modell. Dieser Trend setzt sich bis 200 ns fort. Die Ursache liegt in der Stromform der IEC Entladung. Der Maximum des zweiten Peaks

liegt bei ca. 30 ns danach nimmt der Strom kontinuierlich ab und erzeugt somit einen negativen Spannungsabfall an der Induktivität des Einschalt-elementes. Das Modell für den Mikrocontroller wurde mit den Ergebnissen der TLP-Charakterisierung parametrisiert. Für die Verifizierung der IC-Modelle wird die ESD-Zerstörfestigkeit nach der Norm 61000-4-2 [48] unter Berücksichtigung der Konfiguration auf den TLP Platinen simuliert und mit Messung verglichen. Ein NoiseKen ESD-Simulator mit einem 150 pF/330 Ω Ent-ladenetzwerk kam dabei zum Einsatz. Das äquivalente Modell aus konzentrierten Bau-elementen wurde bereits in [44] vorgestellt und an verschiedenen Lasten verifiziert. Bei messtechnischen Untersuchungen wurden die ICs mit drei Impulsen bei 1 Hz pro Span-nungslevel beaufschlagt. Nur geringe Abweichungen zwischen der simulierten und ge-messenen kritischen Spannung wurden festgestellt (**Bild 104**).

	$U_{ESD\ Gen}$ Simulation	$U_{ESD\ Gen}$ Messung	Funktion	Statische Kennlinie
μC	5 kV	5.5 kV	defekt	defekt

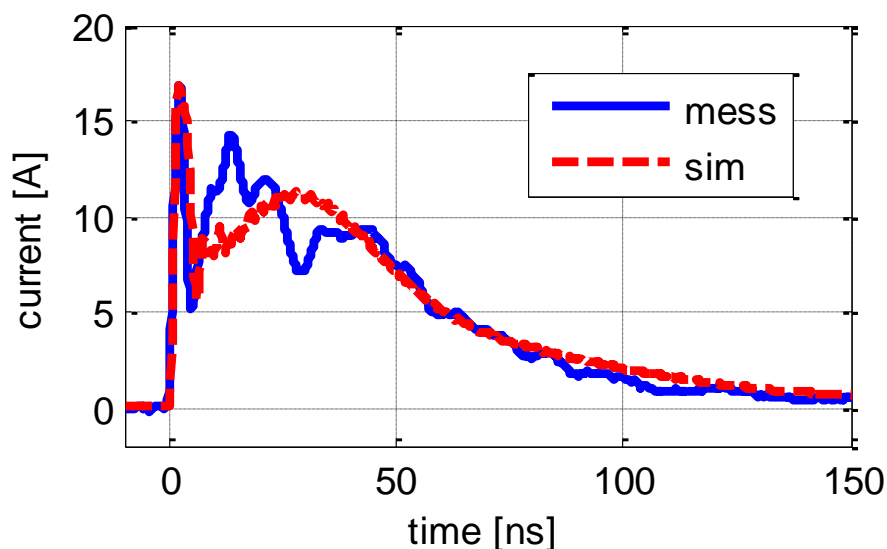


Bild 104: Kritischer ESD-Strom bei 5,5 kV auf den μC (links); simulierte und gemessene kritische ESD-Generator-Spannung mit Vergleich von Ausfalldetektionsmethoden (rechts)

2.4 Verbesserung der Korrelation zwischen verschiedenen Störfestigkeitsprüfverfahren

IC und Komponenten werden gegenwärtig nach spezifischen Methoden und festgelegten Grenzwerten entworfen und getestet. Auf IC-Ebene werden z.B. μTEM und DPI-Tests durchgeführt, während auf Komponentenebene beispielsweise mittels Antennen oder BCI entsprechende Störsignale eingepreßt werden. Die Unterschiede in der Geometrie und auch zwischen den Testmethoden können zu unterschiedlichen Einkopplungen führen und dadurch zuverlässige EMR-Entwürfe erheblich erschweren. Um dies zu vermeiden und das EMR-Verhalten auf Systemebene sicherzustellen, werden Grenzwerte auf Systemebene vorgegeben. Diese Vorgehensweise führt jedoch zu kostenintensiven Entwurfsmaßnahmen auf diesen Systemebenen und kann bei Systemen mit

steigender elektronischer Funktionalität und sensibleren Bauelementen, aufgrund erhöhter Genauigkeitsanforderungen, nicht angewendet werden. Aus diesem Grund ist eine bessere Übereinstimmung zwischen den EMR-Entwurfsmethoden auf allen Ebenen notwendig.

2.4.1 Grundlagen

Die Störfestigkeit von KFZ-Systemen kann anhand von verschiedenen Verfahren nach ISO 11452 analysiert werden. Für eine Freigabepfung wird häufig eine Antennenprüfung in einer elektromagnetisch abgeschirmten Messumgebung ohne Reflexionen gefordert (ALSE) [30].

2.4.1.1 Vergleichbarkeit zwischen BCI und Antennenprüfverfahren

Die hohen Kosten für die Anschaffung und der Platzbedarf eines Absorberraums sind bei diesem Prüfverfahren problematisch. Alternativ ist die Stromeinspeisung (BCI) [56] ein gerne verwendetes Kfz-Prüfverfahren, bei dem die Störung mittels eines HF-Transformators induktiv in den Kabelbaum eingekoppelt wird.

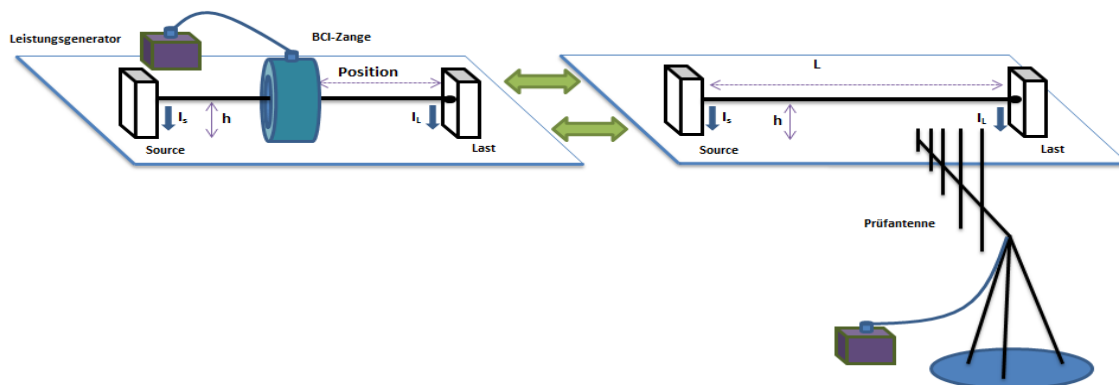


Bild 105: BCI und Antennenprüfung

Die Stromzange fungiert als Primärwicklung und die zu testende Leitung als Sekundärwicklung. Der Hauptvorteil des BCI-Verfahrens gegenüber der Feldeinkopplung in der Absorberrkabine ist der geringere Aufwand.

Damit können Systementwickler die Auswirkungen von Störungen auf ein System und die relative Störfestigkeit von verschiedenen Designs einfacher während der Entwicklung untersuchen und bewerten [57]. Die Vergleichbarkeit zwischen dem Antennenprüfverfahren und dem BCI-Verfahren wird in verschiedenen Veröffentlichungen diskutiert [58][59]. Leider ist die Korrelation bei Anwendung nach Norm oft gering.

Dieser Beitrag zeigt eine Möglichkeit, die Korrelation erheblich zu verbessern. Dies geschieht durch eine frequenzabhängige Anpassung der Position der BCI-Zange und der eingespeisten Leistung. In theoretischen Analysen werden Verfahren für die Positionierung der BCI-Zange und zur Bestimmung der einzukoppelnden Leistung erarbeitet. Ziel ist es immer, Ströme in den Leitungsabschlüssen mit den gleichen Amplituden wie mit einer Prüfantenne in der Absorberrkabine zu erzeugen.

2.4.1.2 Vergleichbarkeit zwischen BCI und DPI

Für Störfestigkeitsuntersuchungen auf IC-Ebene und auf der System-Ebene sind Modelle für Direct Power Injection (DPI) und Bulk Current Injection (BCI) benötigt, die auf der Basis von Messungen und Charakterisierung von Messaufbauten mit einem Netzwerkanalysator entwickelt wurden.

Eine komplexe Topologie bestehend aus DC-Spannungsquelle, Bordnetznachbildung, Kabelbündel, BCI-Zange, PCB-Leiterbahnen und Eingangsimpedanz eines Transceivers wurde modelliert. Simulationsergebnisse zeigen eine gute Übereinstimmung mit Messergebnissen.

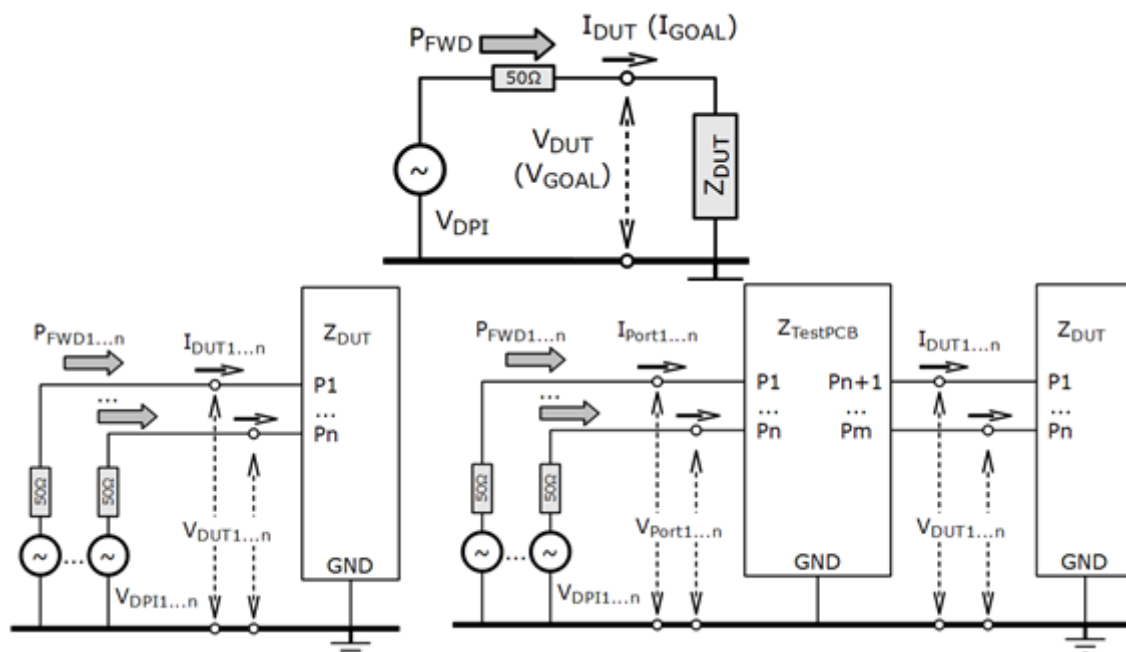


Bild 106: Äquivalente HF-Quelle (oben), Direkte Einspeisung der Vorwärtsleistung in DUT(unten-links), Betrachtung der PCB Transferfunktion(unten-rechts)

Mit Hilfe der entwickelten Modelle für die Komponenten des EMC-Testaufbaus können komplexe Topologien und Konfigurationen simuliert werden. Diese ermöglichen die vorläufige Analyse der EM Verträglichkeit der entwickelten Systeme. Der Vergleich zwischen BCI und DPI findet anhand des HF-Störpegels am Eingang des DUT-Pins statt. Ein Verfahren zur Rekonstruktion von BCI HF-Störungen mittels DPI-Verfahren wurde vorgestellt. DPI kann an denselben Aufbau wie beim BCI Verfahren angeschlossen werden. Das Hauptziel wird als die Reproduktion desselben Störpegels in einem komplexen BCI-Aufbau mittels eines low-cost DPI-Aufbaus definiert. Bei Einspeisung einer äquivalenten Leistung (bei Überwachung von Amplitude und Phase) kann dieselbe HF-Störung wie bei einem BCI-Aufbau am Eingang des DUTs erreicht werden. Dieses Verfahren kann für die Überprüfung verschiedener Kommunikationssysteme, wie CAN oder FlexRay eingesetzt werden. Die Bestimmung des Strom-Spannungsverhältnisses am Eingang des DUTs setzt eine genaue Charakterisierung mit einem Netzwerkanalysator des DUTs voraus. In diesem Verfahren wird zuerst die Transferfunktion in Form einer ABCD-Matrix dargestellt:

$$\begin{bmatrix} V_{PORT} \\ I_{PORT} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{PCB} & B_{PCB} \\ C_{PCB} & D_{PCB} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{DUT} \\ I_{DUT} \end{bmatrix}$$

V und I sind die differentiellen Spannungen und Ströme mit der PCB-Masse als die Referenz. V_{DUT} und I_{DUT} sind die Ströme und Spannungen am Eingang des DUTs. V_{PORT} und I_{PORT} sind die Ströme und Spannungen am PCB-Eingang.

A, B, C und D können mittels Lösung eines linearen Gleichungssystems bestimmt werden.

$$\begin{bmatrix} I_{PORT} \\ I_{DUT} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{PCB} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{PORT} \\ V_{DUT} \end{bmatrix}$$

Die geeigneten Werte für die äquivalenten DPI-Quellen können dann mittels der folgenden Gleichungen berechnet werden:

$$V_{DPI} = V_{GOAL} + R_{50\Omega} \cdot I_{GOAL}$$

$$P_{DPI} = V_{DPI}^2 / 4R_{50\Omega}$$

Die Impedanzmatrix des PCBs kann durch eine direkte Messung mittels eines Netzwerkanalysators oder durch eine 3D Simulation (3D EM field simulations) berechnet werden. Die berechneten DPI-Quellen gelten nur für die Impedanz des angeschlossenen DUT. Alle Ergebnisse für die Vergleichbarkeit zwischen BCI und DPI sind in [63] vorgestellt. Die Untersuchungen zeigen, dass der Vergleich zwischen BCI und DPI mit wenig Aufwand erreicht werden kann. Im Gegensatz dazu ist der Vergleich zwischen BCI und ALSE, aufgrund der verschiedenen Koppelmechanismen, schwieriger durchzuführen. Deshalb wurde sich in diesem Projekt intensiver mit dem Vergleich zwischen BCI und ALSE auseinandergesetzt.

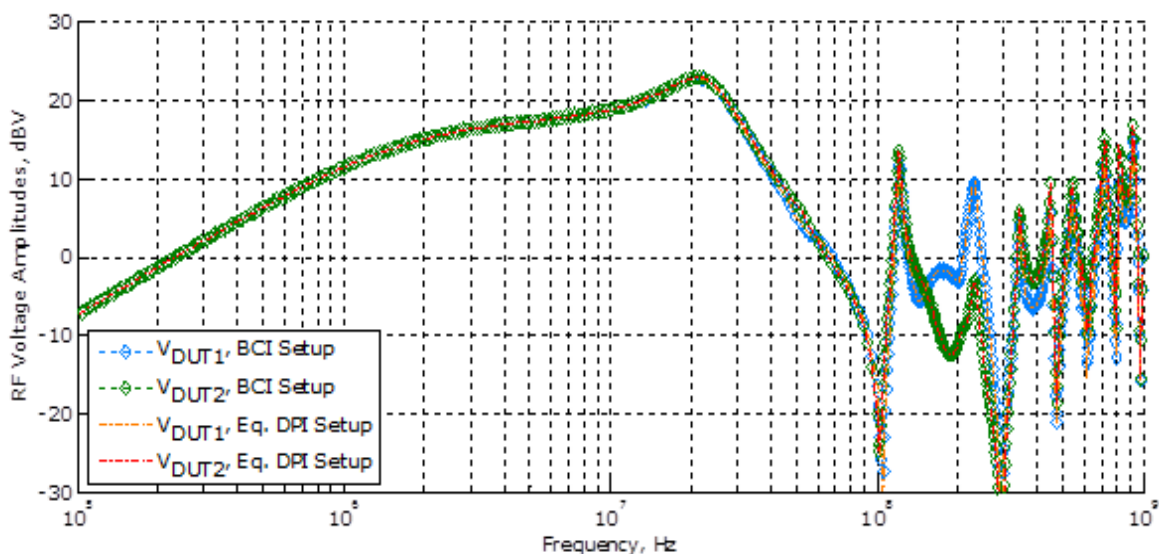


Bild 107: Amplitude der Störspannung am Eingang des DUTs in einem BCI Aufbau mit 30 dBm Eingangsleistung und in einem vereinfachten DPI-Aufbau

2.4.2 Methoden

Zuerst werden die durchgeführten Messungen und die Modellierungsverfahren, die für die simulationsbasierten Untersuchungen notwendig sind, erläutert. Darauf aufbauend werden die Ergebnisse vorgestellt.

2.4.2.1 BCI-Modellierung

In vielen Veröffentlichungen werden Methoden zur Modellierung von BCI-Stromzangen zur Einkopplung auf Ein- und Mehrfachleitungen vorgestellt. In [61] wurde ein auf Messungen basierendes BCI-Zangenmodell gezeigt (**Bild 108** – rechts), mit dem die Einkopplung auf eine Einfachleitung simuliert werden kann. Damit kann die Einkopplung durch eine BCI-Zange bis 500 MHz hinreichend genau beschrieben werden. Zange und Leitung können im Wesentlichen als gekoppelte Induktivitäten verstanden werden. Solange die BCI-Zange in dem Frequenzbereich betrieben wird, bei der das induktive Verhalten dominant ist, genügt für Grundsatzuntersuchungen ein einfaches Modell aus einer gekoppelten Induktivität.

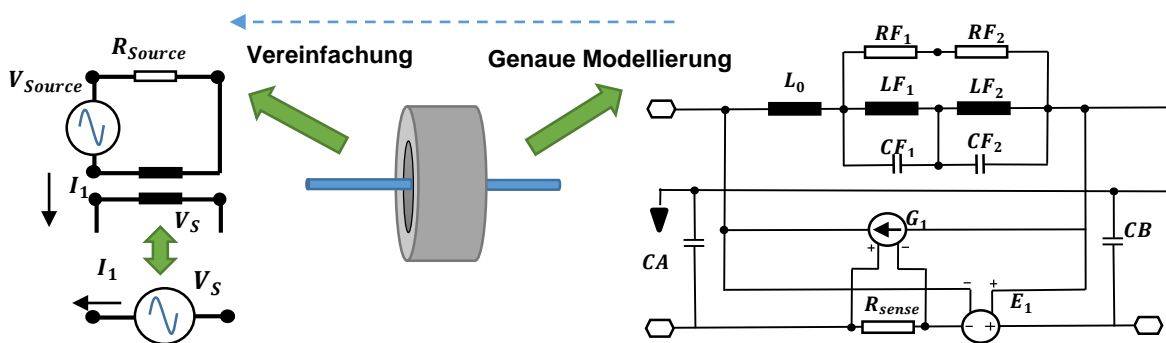


Bild 108: Vereinfachung des BCI-Modells für die Grunduntersuchung

Die Wirkung der Koppelinduktivität kann als eine gesteuerte Spannungsquelle beschrieben werden [62], damit kann das BCI-Modell durch eine ideale Spannungsquelle ersetzt werden, um die Anzahl der Variablen für Untersuchungen möglichst gering zu halten. **Bild 108** (links) zeigt den vereinfachten Modellansatz mit einer gekoppelten Induktivität und einer Spannungsquelle. Ein Vergleich zwischen Simulationen beider Modelle, zeigt eine gute Übereinstimmung bei den eingespeisten Strömen (**Bild 109**). Somit ist das vereinfachte Modell für Simulationen im betrachteten Frequenzbereich geeignet.

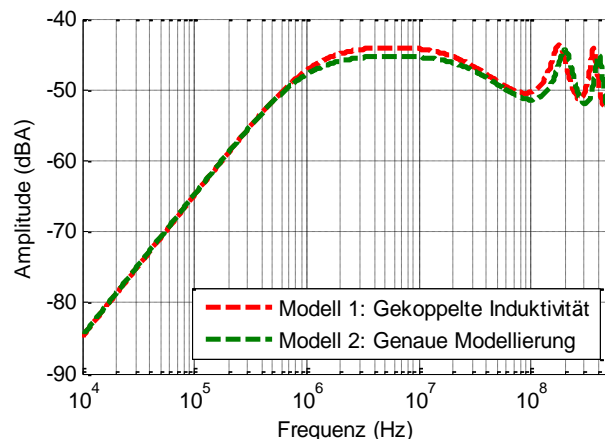


Bild 109: Vergleich BCI-Modelle bis 500 MHz

Alternativ zu den bisher vorgestellten Verfahren für die Modellierung der BCI-Feldeinkopplung wurde ein verhaltensbasiertes Modellierungsverfahren auf der Basis einer S-Parameter Messung vorgestellt. Das neue Verfahren basiert auf der Erfassung von S-Parameter eines BCI-Aufbaus und anschließend dem vollständigen Deembedding von den zusätzlichen Komponenten, die in dem Datensatz vorhanden sind. Hier wird die Kopplung zwischen einer BCI-Zange und einem Kabelbaum, als eine passive lineare Transferfunktion betrachtet, die durch S-parameter beschrieben werden kann. Das Ziel hier ist die Erzeugung eines Datensatzes, der die Feldeinkopplung durch eine BCI-Zange beschreibt. Deshalb wird bei einem Referenzmessaufbau (**Bild 110**), der aus einer BCI-Zange, einem Kabelbaum und zwei Messwinkeln besteht, eine Dreitormessung mit dem Netzwerkanalysator durchgeführt. Anschließend wird das Deembedding-Verfahren für die zusätzlichen Komponenten durchgeführt.

Der gewonnene Streuparameterdatensatz ist ausreichend, um die eingekoppelten Störströme bei jeder passiven Terminierung, die die beiden Kabelbaumenden terminieren, zu bestimmen. Die Verifizierung des BCI-Modells ist in **Bild 111** dargestellt. Die Simulationsergebnisse zeigen eine sehr gute Übereinstimmung zwischen dem direkt gemessenen Streuparameterdatensatz und dem Messaufbaumodell, das aus dem BCI-Feldeinkopplungsmodell, einem ein Meter langen Kabel und den Messwinkeln zusammengesetzt ist.

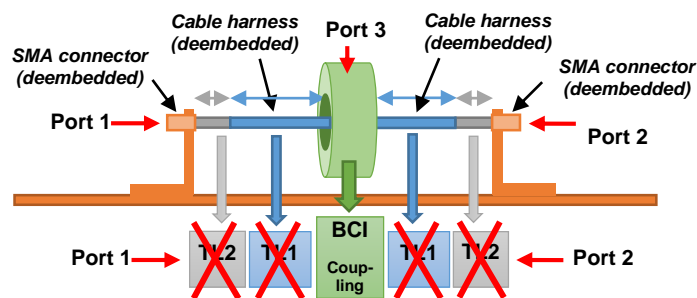


Bild 110: Erstellung eines Dreitordatensatzes mittels Deembedding-Verfahren

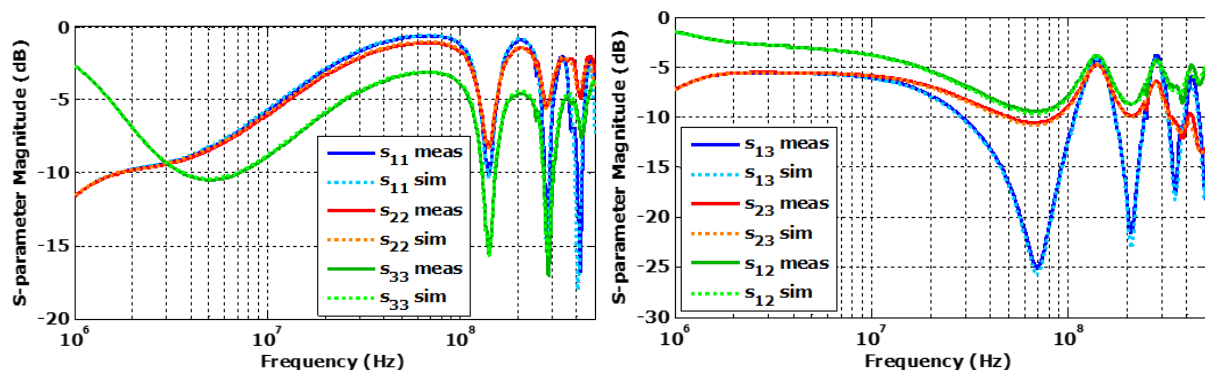


Bild 111: Verifikation des erstellten BCI-Einkopplungsmodells

2.4.2.2 Modellierung der Feldeinkopplung

Die Wirkung einfallender elektromagnetischer Felder auf Leitungen kann für bestimmte Strukturen analytisch berechnet werden. In **Bild 112** (links) ist eine häufige Teststruktur dargestellt, die hier als Referenz angesehen wird. Die Struktur für einen Kfz-Elektroniksystemaufbau nach ISO besteht aus einem Kabelbaum über einer unendlich ausgedehnten Massefläche mit einer Länge von 1.5 m und einer Höhe von 5 cm über die Fläche. Für die Untersuchung der Struktur wurde eine Einzelleitung vorgesehen. Die Einzelleitung kann den Strompfad für die Gleichtaktströme, die durch eine Antenne erzeugt werden, ersetzen.

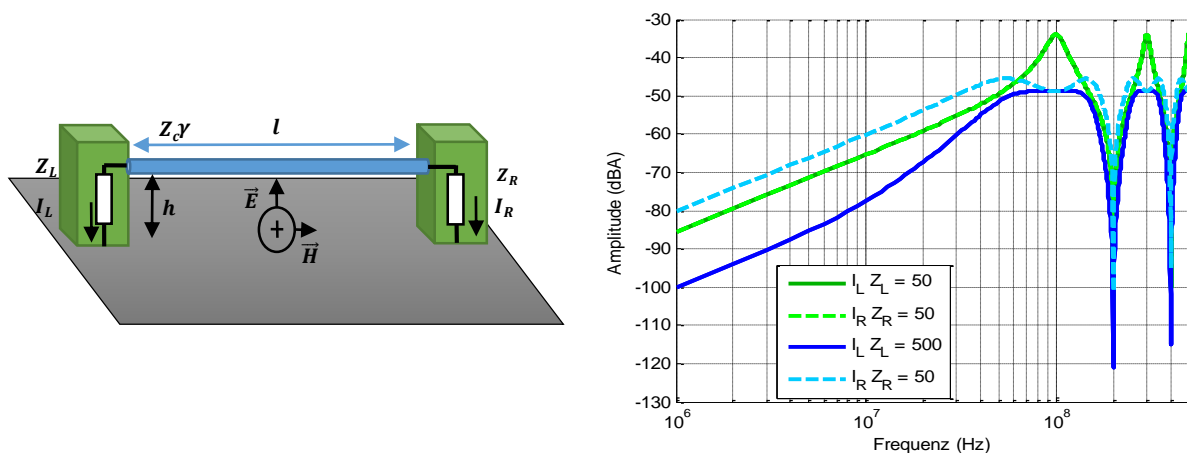


Bild 112: Stromverläufe für verschiedene Abschlusswiderstandskombinationen (grün und blau) verursacht durch eine einfallende ebene Welle (Vertikale Polarisation)

Die Modellierung der Feldeinkopplung basiert auf der Leitungstheorie. Es wird davon ausgegangen, dass die felderzeugende Einrichtung eine ebene Welle erzeugt. Die Feldeinkopplung kann mit einer Antenne in horizontaler und in vertikaler Polarisation durchgeführt werden. Es wurde zunächst exemplarisch von einer vertikalen Polarisation eines homogenen elektrischen Feldes ausgegangen. Die eingekoppelten Störströme für verschiedene Impedanzverhältnisse sind in **Bild 112** (Rechts) exemplarisch dargestellt [60].

$$I_R = \frac{2hE}{\cosh(\gamma l) (Z_L + Z_R) + \sinh(\gamma l) \left(Z_c + \frac{Z_R Z_L}{Z_c} \right)} \left[1 - \cosh(\gamma l) - \sinh(\gamma l) \left(\frac{Z_L}{Z_c} \right) \right]$$

$$I_L = \frac{2hE}{\cosh(\gamma l) (Z_L + Z_R) + \sinh(\gamma l) \left(Z_c + \frac{Z_R Z_L}{Z_c} \right)} \left[\cosh(\gamma l) - 1 + \sinh(\gamma l) \left(\frac{Z_R}{Z_c} \right) \right]$$

Die Störfestigkeitsprüfung nach ISO 11452-2 wird in einer Absorberkabine durchgeführt werden (**Bild 116**). Die Struktur des Kabelbaums in einem Messaufbau bei gleicher An-

zahl von Pins bleibt identisch. Die Feldeinkopplung mit einer Antenne kann für eine bestimmte Geometrie einmalig mit einem Netzwerkanalysator gemessen werden. Damit wird die Teststruktur mit einem NWA charakterisiert.

Die Störfestigkeitsprüfung nach ISO 11452-2 wird in einer Absorberkabine durchgeführt werden (**Bild 116**). Die Struktur des Kabelbaums in einem Messaufbau bei gleicher Anzahl von Pins bleibt identisch. Die Feldeinkopplung mit einer Antenne kann für eine bestimmte Geometrie einmalig mit einem Netzwerkanalysator gemessen werden. Damit wird die Teststruktur mit einem NWA charakterisiert.

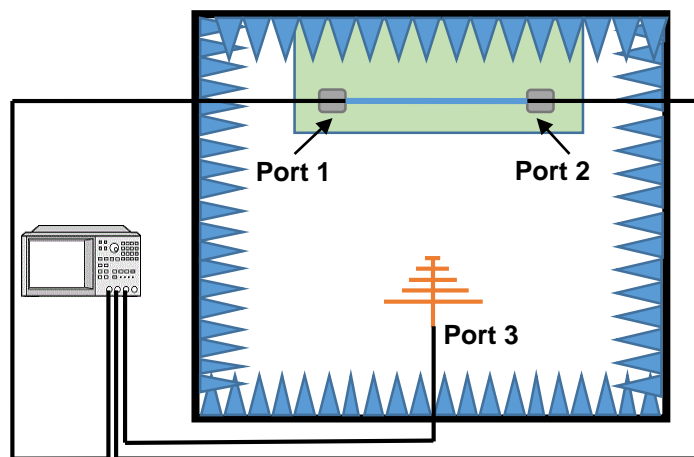


Bild 113: Die Struktur der Störfestigkeitsprüfung nach ISO 11452-2

Der Streuparameterdatensatz ist ausreichend, um die eingekoppelten Störströme bei einer Störfestigkeitsprüfung nach ISO 11452-2 für jede passive Schaltung, die die beiden Kabelbaumenden terminieren, zu bestimmen.

2.4.2.3 Modellierung und Verifizierung von Testaufbauten nach ISO 11452

Die Genauigkeit und Einfachheit der verhaltensbasierten Verfahren werden anhand von zwei Testaufbauten bestätigt. Die erstellten S-Parametermodelle werden für die Bestimmung der eingekoppelten Störströme in die passiven Terminierungen des Kabelbaums eingesetzt.

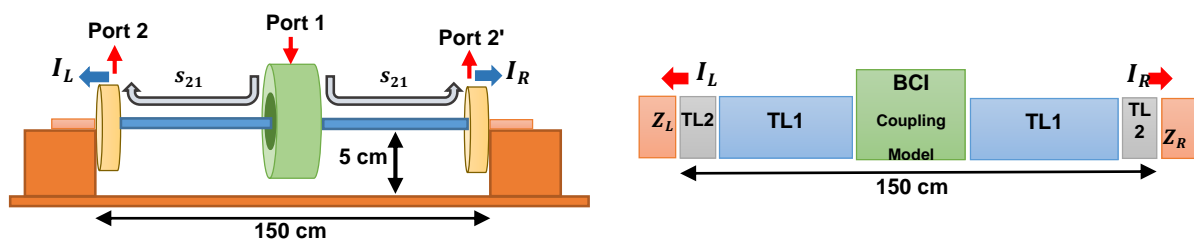


Bild 114: Verifizierung des BCI-Messaufbaumodells durch die direkte Messung der eingekoppelten Ströme in dem tatsächlichen Aufbau

In einem Messaufbau nach ISO 11452-4 wurden die eingekoppelte Störströme für eine bestimmte Eingangsleistung (10 dBm) direkt mit einer Stromzange (FCC F-65) gemessen (**Bild 114**). Für die Verifizierung des BCI-Modells in einer Simulationsumgebung, wurden in Matlab alle bereits vorhandenen Modelle für die Transmission Lines, BCI und Messwinkels kaskadiert und die eingekoppelten Störströme für eine konstante Eingangsleistung (10 dBm) berechnet. Der Vergleich zwischen den erzielten Ergebnissen zeigt eine sehr gute Übereinstimmung (**Bild 115**).

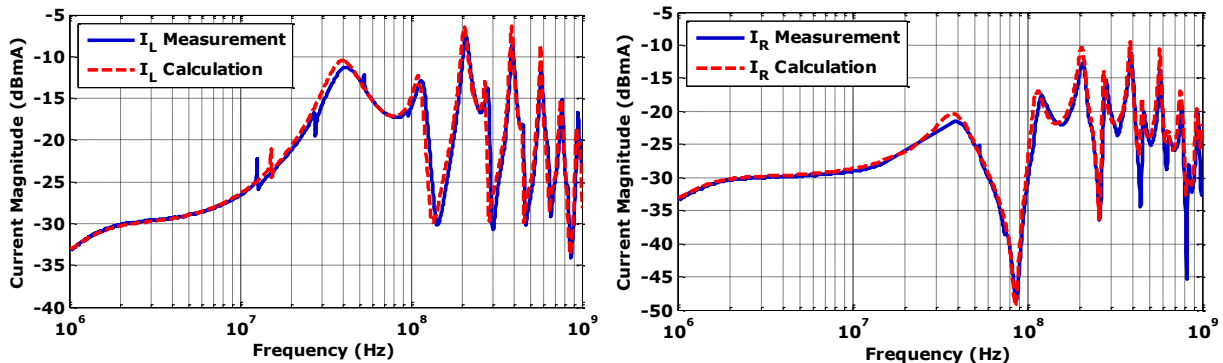


Bild 115: Vergleich zwischen Messung und Simulation der eingekoppelten Störströme bei einem Aufbau nach ISO 11452-4

In einem zweiten Aufbau nach ISO 11452-2 wurden die eingekoppelten Störströme am Eingang jeder Kabelterminierung für eine bestimmte Eingangsleistung (10 dBm) mittels einer Stromzange (FCC F-65) gemessen (**Bild 116 - Links**).

Die Validierung der Feldeinkopplungsmodelle erfolgte in Matlab durch die Kaskadierung der einzelnen Komponente. Ein Gesamtmodell wurde aus jedem einzelnen Modell für alle beteiligten Komponenten zusammengesetzt und die eingekoppelten Störströme für 10 dBm Eingangsleistung berechnet.

Die gute Korrelation zwischen Mess- und Simulationsergebnisse sind in **Bild 117** zu sehen. Die Simulationsergebnisse zeigen eine hohe Genauigkeit, trotz der Komplexität der Feldeinkopplungsmodellierung mit einer Antenne.

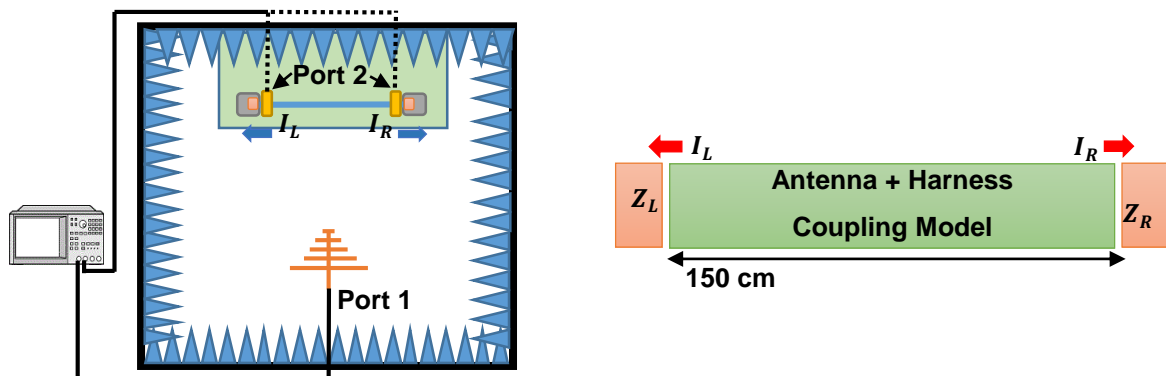


Bild 116: Verifizierung des ALSE-Messaufbaumodells durch die direkte Messung der eingekoppelten Störströme in dem tatsächlichen Aufbau

Es wurde hier gezeigt, dass auf der Basis von extrahierten primären und sekundären Leitungsparameter und der gemessenen DUT-Impedanz die eingekoppelten Störströme während der Störfestigkeitsprüfung in einer Simulationsumgebung berechnet und verifiziert werden können.

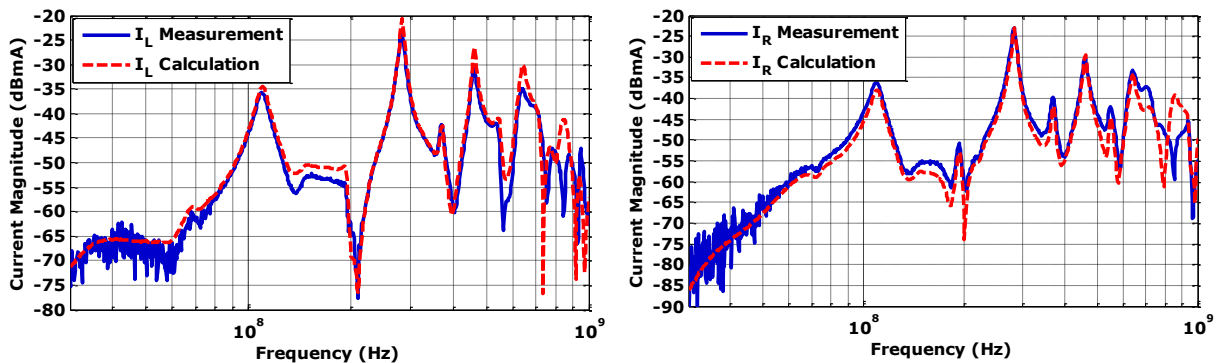


Bild 117: Vergleich zwischen Messung und Simulation der eingekoppelten Störströme bei einem Aufbau nach ISO 11452-2

2.4.2.4 Bestimmung der Terminierungsimpedanzen ohne Trennung des Kabelbaums

Damit der Strom und die Spannung am Eingang eines DUTs in einer Simulationsumgebung bestimmt werden können, muss die frequenzabhängige Gleichtaktimpedanz des DUTs charakterisiert werden.

Die Gleichtaktimpedanz der Terminierungsschaltung kann direkt mit einem Netzwerkanalysator (NWA) gemessen werden. Dafür werden alle Eingangspins kurzgeschlossen und die Gleichtaktimpedanz wird aus der Reflexionsmessung berechnet. Die Gleichtaktimpedanz der Terminierungsschaltung kann aber auch ohne Trennung des Kabelbaums bestimmt werden.

Diese Überlegung hat den Vorteil, dass der Testaufbau nicht manipuliert wird und die tatsächliche Impedanz aus der Sicht einer Gleichtaktstörung genau berechnet werden kann. Deswegen wurden drei praxistaugliche Verfahren entwickelt, um die Impedanz der Kabelabschlüsse bei den Prüfaufbauten nach ISO 11452-2 und ISO 11452-4 ohne Trennung des Kabelbaums vom DUT zu bestimmen.

Im Rahmen des Projekts wurden die folgenden Methoden zur Bestimmung der Gleichtaktimpedanz vorgestellt und verifiziert:

- Single-Probe Verfahren
- Dual-Probe Verfahren
- Current-Distribution-Measurement Verfahren

Die beiden ersten Verfahren basieren auf der Reflexionsmessung mit einem Netzwerkanalysator. Hier wird zuerst die sogenannte Schleifenimpedanz, die aus der Summe der Impedanzen auf den beiden Seiten der BCI-Zange besteht, gemessen.

Durch die präzise Charakterisierung des Kabelbaums und mehrere Reflexionsmessungen können die Gleichtaktimpedanzen in einem Testaufbau aus den direkt gemessenen Schleifenimpedanzen bestimmt werden.

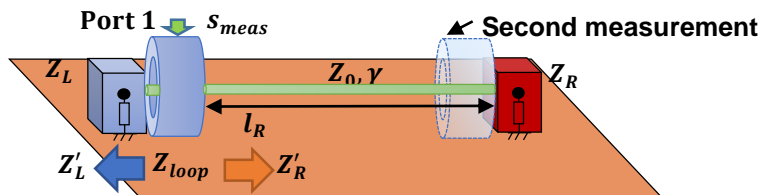


Bild 118: Struktur des Messaufbaus auf der Basis von Single-Probe-Verfahren (links); Kalibrations-Struktur (rechts)

Beim Single-Probe Verfahren (**Bild 118**) wird zuerst der Frequenzgang einer BCI-Zange für einen bestimmten Frequenzbereich in einem Kalibrationsaufbau erfasst (**Bild 118-Rechts**). Im zweiten Schritt wird in dem eigentlichen Testaufbau nach ISO 11452-2/4 eine oder mehrere Streuparametermessungen durchgeführt. Anschließend wird der BCI-Frequenzgang aus dem gemessenen Datensatz mittels T-Matrix deembedded.

$$\mathbf{T}_{loop} = \mathbf{T}_{BCI}^{-1} \mathbf{T}_{meas}$$

Durch die Umrechnung der T-Parameter in Z-Parameter wird die Schleifenimpedanz berechnet.

Beim Dual-Probe Verfahren wird für Deembedding des Frequenzgangs der beiden Zangen in einem Kalibrationsaufbau der komplette Zweitordatensatz mit NWA für mehrere Referenzimpedanzen erfasst (**Bild 119**). Die Schleifenimpedanz wird im zweiten Schritt für jede beliebige Position entlang des Kabelbaums berechnet.

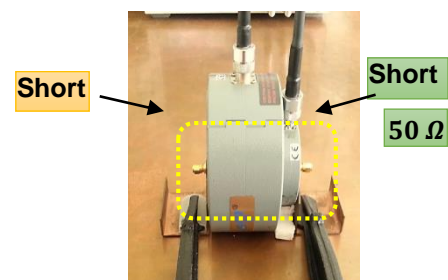
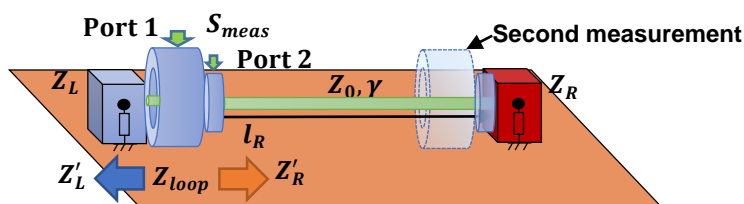


Bild 119: Struktur des Messaufbaus auf der Basis von Dual-Probe-Verfahren (links); Kalibrationsstruktur (rechts)

Die gemessenen Streuparameterdatensätze werden in die folgende Gleichung eingesetzt, die die Schleifenimpedanz direkt berechnet.

$$Z_{loop} = 50 \frac{S_{50\Omega}}{S_{short} - S_{50\Omega}} \left(\frac{S_{short}}{S_{meas}} - 1 \right) \quad (57)$$

Wobei S wie folgend berechnet wird.

$$S = \frac{S_{21}}{1 - S_{11}}$$

Das dritte Verfahren (Current-Distribution-Measurement) basiert auf der Bestimmung des Stromverlaufs entlang des Kabelbaums. Der Strom kann für jede Position durch die folgende Gleichung berechnet werden:

$$I = S_{21} \frac{\sqrt{P_{Fwd} \cdot 50}}{Z_T}$$

Dafür wird die Position des ersten Stromminimums mit einem NWA berechnet. Das Verhältnis zwischen dem Minimum und Maximum wird berechnet. Anschließend wird anhand von Impedanztransformation und Stehwellenverhältnis die Impedanz der Terminierungsschaltungen wie folgend bestimmt.

$$Z_{L,R} = Z_0 \cdot \frac{\left(\frac{1}{m} - \tanh(\gamma l_{1min})\right)}{1 - \frac{1}{m} \tanh(\gamma l_{1min})} \quad (58)$$

Alle diese Verfahren werden mittels der BCI-Zange (FCC F-140) und der Stromzange (FCC F-65) durchgeführt. Der Vergleich zwischen den verschiedenen Verfahren und deren Ergebnissen mit der tatsächlichen Abschlussimpedanz ist in **Bild 121** dargestellt.

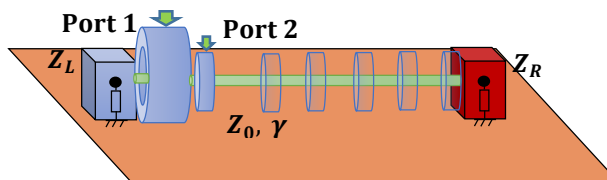


Bild 120: Struktur des Messaufbaus auf der Basis von Current-Distribution Measurement-Verfahren

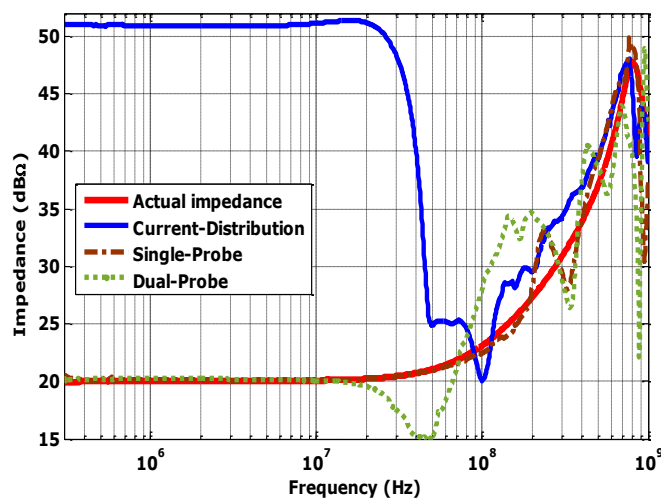


Bild 121: Vergleich zwischen verschiedenen Verfahren für die Bestimmung von Gleichtaktimpedanz

2.4.2.5 Frequenzabhängige Anpassung durch Minimierungsverfahren

Basierend auf der Netzwerktheorie werden zwei Minimierungsverfahren entwickelt, die durch Variation der BCI-Position und der Einspeiseleistung die Abweichung zwischen den eingekoppelten Strömen in den beiden Prüfverfahren minimieren.

Die Untersuchung findet an einem Aufbau mit einer Spannungsquelle V_s , zwei Transmission Lines mit den bekannten Leitungseigenschaften (γ, Z) und zwei Ersatzimpedanzen (Z_L, Z_R) als Leitungsterminierung statt. Die entwickelten Methoden sind von dem Leitungstyp unabhängig und es wird davon ausgegangen, dass die Ergebnisse auf beliebige Leitungen übertragen werden können.

2.4.3 Ergebnisse

2.4.3.1 Bestimmung der äquivalenten Position und Einspeiseleistung für BCI

Um die optimale Position und Quellenspannung für die Einspeisung von definierten Stromamplituden in den beiden Abschlüssen der Leitung zu bestimmen, wurden zwei Methoden verwendet.

2.4.3.2 Brut-Force-Suche nach der minimalen Abweichung (BF)

Mit einem iterativen Verfahren wurden die BCI-Parameter für eine minimale Abweichung zur Antennenprüfung bestimmt. Die Gesamtabweichung ergibt sich aus der Überlagerung der prozentualen Abweichung der Stromamplituden in beiden Terminierungen. In dem Fehlerraum wird nach dem Minimum gesucht. Beim ersten Suchvorgang wird das Minimum innerhalb der Positions-Spannungsebene mit einer großen Schrittweite bestimmt. Im Bereich des somit gefundenen Minimums wird die Schrittweite verkleinert und die Suche wiederholt. Diese Prozedur kann nach gewissen Kriterien, wie zum Beispiel eine maximale Anzahl an Iterationen, abgebrochen werden.

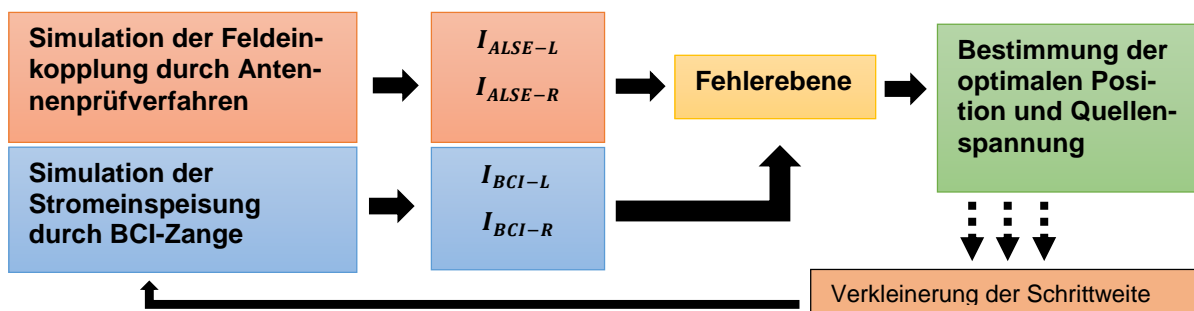


Bild 122: Iteratives Verfahren zur Ermittlung der gesuchten BCI-Parameter

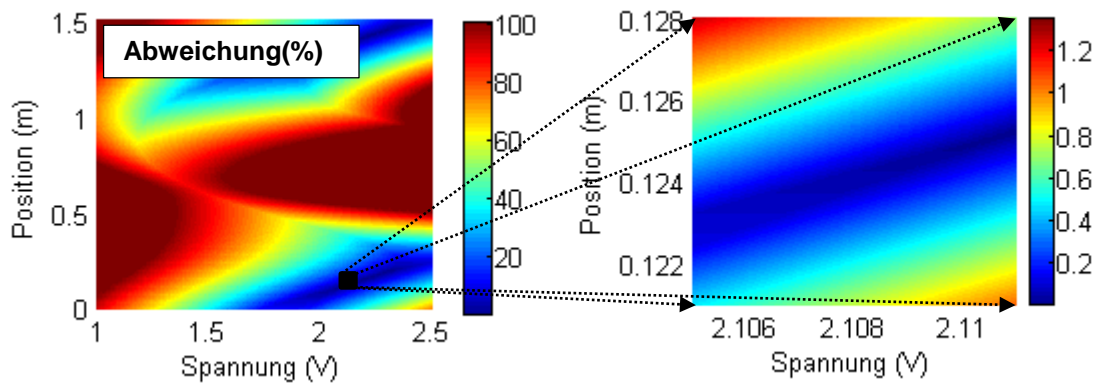


Bild 123: Suche im Ausschnitt mit der geringsten Abweichung- BF (Position-Spannung)

2.4.3.3 Minimierung der Fehlerfunktionen (Least-Squares-Verfahren)

Mit einem zweiten Verfahren wurde numerisch die Fehlerfunktion minimiert und so die optimale Position bestimmt. Im ersten Schritt werden mittels des Cramer-Verfahrens mit Hilfe der Systemmatrix und angenommenen Startwerten für die noch unbekannt Variablen (V_s, l_1) die eingespeisten Ströme in den Terminierungen berechnet. Im zweiten Schritt werden aus den vorgegebenen Strömen durch die Feldeinkopplung der Antenne zwei prozentuale Fehlerfunktionen gebildet.

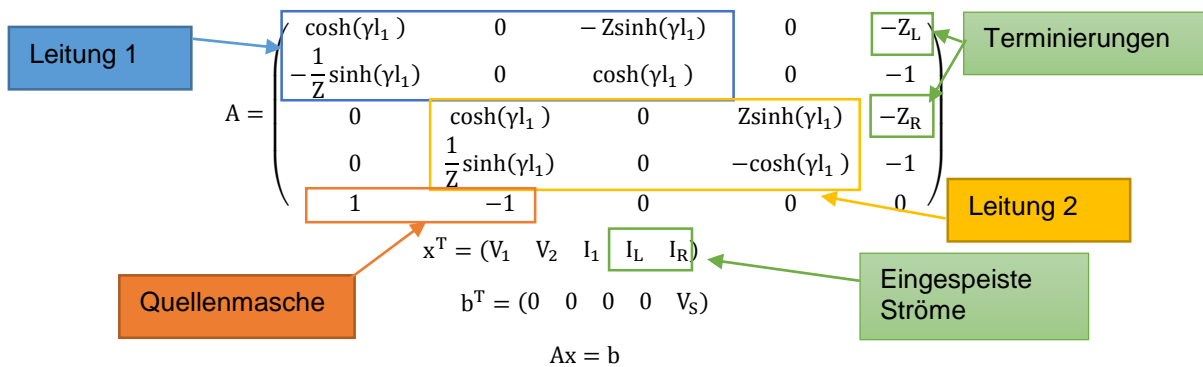


Bild 124: Systemmatrix zur Bestimmung der eingekoppelten Störströme am DUT- Eingang

Die Fehlerfunktionen bestehen aus den Differenzen zwischen den gegebenen ALSE-Stromamplituden und den BCI-Strömen an den jeweiligen Enden der Leitungen. Die zwei Fehlerfunktionen bilden ein Gleichungssystem, das sich mit verschiedenen numerischen Methoden lösen lässt.

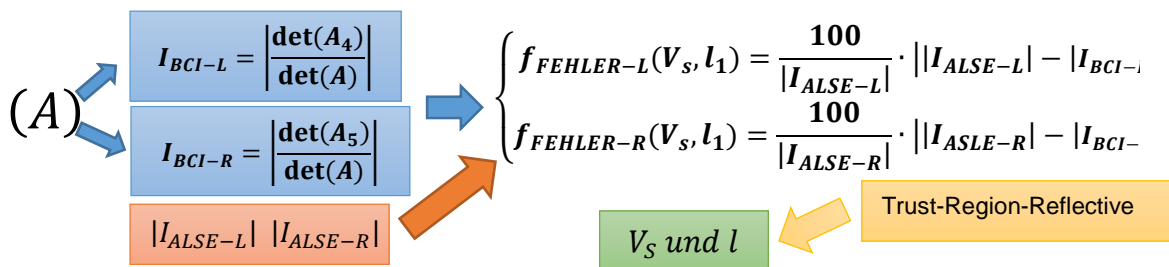


Bild 125: Verfahren zur numerischen Lösung des Gleichungssystem

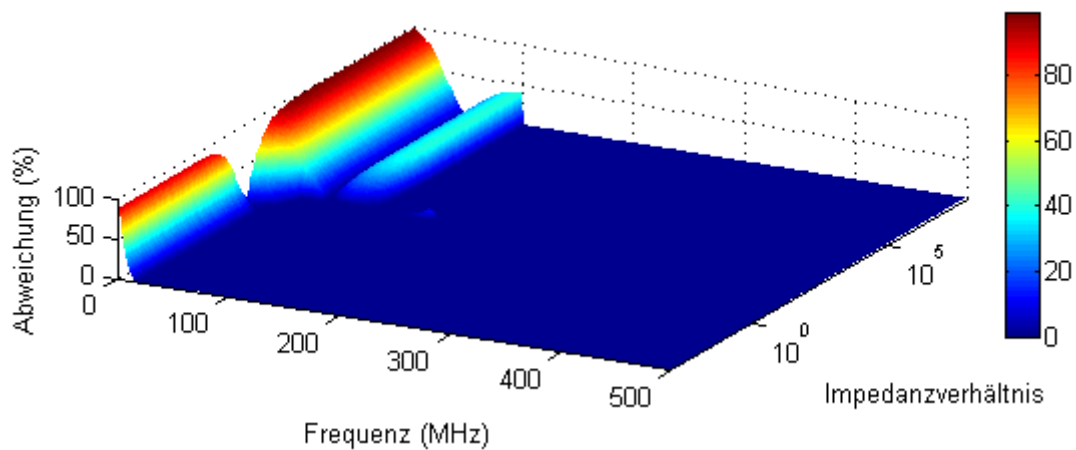


Bild 126: Verifikation verschiedener Impedanzverhältnisse ($10^{-3} - 10^8$)(Abweichung %)

Das Trust-Region-Reflective-Verfahren erweist sich hier als einfach aber leistungsstark zur Bestimmung der unbekannt Variablen. Um große Sprünge bei der Bestimmung der Zangenposition zu vermeiden, wird eine gefundene Lösung für das Gleichungssystem als der Anfangswert für die nächste Frequenz eingesetzt. Es ist ersichtlich, dass die ALSE-Ströme ab etwa 150 MHz für alle Impedanzverhältnisse gut nachgebildet werden können. Die Nachbildung der Ströme im Niederfrequenzbereich kann mit größeren Abweichungen verbunden sein, denn die Verschiebung der BCI-Position und die Variation der Speisespannung reichen für eine Anpassung der beiden Stromverläufe nicht aus.

3. Literaturverzeichnis

- [1] CISPR 25 Ed.4.0: Vehicles, boats and internal combustion engines – Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement for the protection of on-board receivers.
- [2] Burghart, T.; Rossmanith, H. and G. Schubert; “Evaluating the RF-Emissions of Automotive Cable Harness”, IEEE International Symposium on EMC, 2004
- [3] Deschrijver, D.; Vanhee, F.; Pissoort, D.; Dhaene, T.; “Automated Near-Field Scanning Algorithm for the EMC Analysis of Electronic Devices”, IEEE Trans. EMC, vol. 54, pp. 502-510, June 2012
- [4] Jia, J.; Rinas, D. and S. Frei; “Prediction of Radiated Fields from Cable Bundles based on Current Distribution Measurements”, EMC Europe, Rome, 2012
- [5] Rinas, D.; Frei, S.; “Methoden zur Optimierung von Störaussendungsmodellen für Platinenstrukturen auf Basis von Nahfeldmessdaten. EMV Düsseldorf”, Germany, 2012
- [6] Tong, X.; Thomas, D. W. P.; Nothofer, A.; Sewell, P.; Christopoulos, C.; “Modeling Electromagnetic Emissions From Printed Circuit Boards in Closed Environments Using Equivalent Di-poles”, IEEE Trans. EMC, vol. 52, pp. 462-470, May 2010
- [7] Weng, H.; Beetner, D. G.; DuBroff, R. E.; “Prediction of Radiated Emissions Using Near-Field Measurements”, IEEE Trans. EMC, vol. 53, pp. 891-899, November 2011
- [8] Ravelo, B.; Riah, Z.; Baudry, D.; Mazari, B.; , “E-field extraction from Hx - and Hy - near field values by using plane wave spectrum method”, Eur. Phys. J. Appl. Phys. 53 (1), S. 11201, 2011
- [9] Maheshwari, P.; Khilkevich, V.; Pommerenke, D.; Kajbaf, H. and Min, J.; “Application of emission source microscopy technique to EMI source localization above 5 GHz,” IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat., pp. 7-11, August 2014
- [10] Vives-Gilabert, Y.; Arcambal, C.; Louis, A.; de Daran, F.; Eudeline, P.; & Mazari, B.; “Modeling magnetic radiations of electronic circuits using near-field scanning method”, Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on, 49(2), 391-400
- [11] Keysight Technologies, “Advanced Design System (ADS)”, <http://www.keysight.com/en/pc-1297113/advanced-design-system-ads>, 2015
- [12] Spang, M.; “Einsatz von Feldsonden mit mehreren Ausgängen in EMV-Nahfeldmessungen von Leiterplatten”, 2012
- [13] Institut für Theoretische Elektrotechnik TU Hamburg-Harburg, „Concept-II“, <http://www.tet.tuhh.de/concept/>, 2015
- [14] Hanson, R. J.; “A Numerical Method for Solving Fredholm Integral Equations of the First Kind Using Singular Values”, SIAM J. Numer. Anal. 8 (3), S. 616–622. DOI: 10.1137/0708058, 1971
- [15] Zhenwei, Y.; Jayong, K.; Mix, J. A.; Slattery, K.; Jun, F.; “Extracting physical IC models using near-field scanning”, Electromagnetic Compatibility (EMC), 2010 IEEE International Symposium on, S. 317–320, 2010
- [16] Xin, T.; Thomas, D.W.P.; Nothofer, A.; Sewell, P.; Christopoulos, C.; “Modeling Electromagnetic Emissions From Printed Circuit Boards in Closed Environments Using Equivalent Dipoles”, Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on 52 (2), S. 462–470, 2010
- [17] Rinas, D.; Niedzwiedz, S.; Jia, J.; Frei, S.; “Optimization methods for equivalent source identification and electromagnetic model creation based on near-field measurements”, EMC Europe 2011 York, S. 298–303, 2011
- [18] Anritsu, “Three and Four Port S-parameter Measurements - Calibrations and Mixed-Mode Parameters Application Note“
- [19] Paul, C. R.; “Analysis of Multiconductor Transmission Lines,” New York: Wiley&Sons, Inc., 1997.
- [20] Jia, J.; Kremer, F.; Frei, S.; “Modellierung von CISPR-25 Antennenmessungen mittels schneller approximierender Berechnungsverfahren,” EMV-Düsseldorf, Germany, 2012.
- [21] Meng, J.; Teo, Y. X.; Thomas, D. W. P.; Christopoulos, C.; “Fast Prediction of Transmission Line Radiated Emissions Using the Hertzian Dipole Method and Line-End Discontinuity Models,” IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. PP, no.99, pp.1-9, May. 2014.

- [22] Volski, V.; Vandenbosch, G. A. E.; "Efficient Physical Optics approximation for the calculation of radiation pattern of planar antennas located on a finite ground plane," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol.53, no.1, pp.460 - 465, Jan. 2005.
- [23] Jia, J.; Rinas, D.; Frei, S.; "An alternative method for measurement of radiated emissions according to CISPR25," EMC Europe, Brugge, Sept. 2013, pp. 2-6.
- [24] S.A. Schelkunoff, "The Electromagnetic theory of coaxial transmission lines and cylindrical shields", Bell System Technical Journal, pg 532-579, (4th Oct, 1934).
- [25] Vance, E. F., "Shielding effectiveness of braided-wire shields," IEEE Trans. EMC., Vol. 17(2), 71-77, (1975).
- [26] Kley, T.; "Optimized single-braided cable shields," IEEE Trans. EMC, vol. 35 (1), pp. 1-9, (Feb. 1993).
- [27] Benson, F.A.; Cudd, P.A.; Tealby, J.M.; "Leakage from coaxial cables " Science, Measurement and Technology, IEEE Proceedings A , vol.139(6), pp.285,303, (Nov 1992)
- [28] T. Anatoly; "Cable Shielding for Electromagnetic Compatibility", Springer; 1995 edition (June 30, 1995)
- [29] Tesche, F.; Ianoz, M.; Karlsson, T.; "EMC analysis methods and computational models", John Wiley & Sons, New York (1997)
- [30] Kaeslin, H. Digital integrated circuit design: from VLSI architectures to CMOS fabrication. Cambridge University Press. (2008)
- [31] Semenov, O.; Sarbishaei, H. and Sachdev, M.; "ESD Protection Device and Circuit Design for Advanced CMOS Technologies", Springer, 2008.
- [32] Mergens, M. P. J.; "On-Chip ESD Protection in Integrated Circuits: Device Physics, Modeling, Circuit Simulation", Konstanz: Hartung-Gorre Verlag, 2001.
- [33] A. Z. H. Wang; "On-Chip ESD Protection for Integrated Circuits: An IC Design Perspective", Dordrecht: Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [34] High Power Pulse Instruments GmbH, <http://www.hppi.de/products.html>, Oktober 2011
- [35] Arndt, B.; zur Nieden, F.; Frei, S.: "Modellierung und Simulation der ESD-Zerstörfestigkeit von integrierten Schaltungen in KFZ-Anwendungen", EMV-Düsseldorf, Germany, 2012
- [36] Streibl, F.: "Electrostatic Discharge Performance of Passive Surface-Mount Components", 2011 Books on Demand GmbH, ISBN 978-3-84236-670-1.
- [37] Hongyu Li; Khilkevich, V.; Tianqi Li; Pommerenke, D.; Seongtae Kwon; Hackenberger, W.; "Non-linear capacitors for ESD protection", Electromagnetic Compatibility Magazine, IEEE , vol.1, no.4, pp.38-46, Fourth Quarter 2012
- [38] Rostamzadeh, C.; Dadgostar, H.; Canavero, F.; "Electrostatic Discharge analysis of Multi Layer Ceramic capacitors", Electromagnetic Compatibility, 2009. EMC 2009. IEEE International Symposium on , vol., no., pp.35-40, 17-21 Aug. 2009.
- [39] Demcko, R.; Ward, B.: "MLCC ESD characterization," CARTS 2007 Symposium Proceedings, Albuquerque, NM, Mar. 26-29, 2007, pp. 257-262.
- [40] Simbuerger, W.; Johnsson, D.; Stecher, M.: "High Current TLP Characterisation: An Effective Tool for the Development of Semiconductor Devices and ESD Protection Solutions," ARMMS RF & Microwave Society, 2012
- [41] Manly, W., Jr.: "An appraisal of several nonlinear hysteresis loop models," Magnetics, IEEE Transactions on , vol.9, no.3, pp. 256- 260, Sep 1973
- [42] Cao, Y.; Arndt, B.; zur Nieden, F.; Stecher, M.; Frei, S.: "Charakterisierung und systematische Bewertung von externen ESD Schutzelementen ", EMV Düsseldorf, 2010.
- [43] Zur Nieden, F.; Arndt, B.; Kremer, F.; Cao, Y.; Edenhofer, J.; Frei, S.; "Vergleichbarkeit von ESD-Prüfungen auf IC- und Systemebene oder welchen Einfluss hat eine Reduzierung der IC-ESD-Festigkeit auf die Systemfestigkeit?" EMV Düsseldorf, 2010.
- [44] F. zur Nieden, B. Arndt, J. Edenhofer und S. Frei, "Vergleich von ESD-System-Level Testmethoden für Packaging und Handling", ESD-Forum 2009, Berlin, Dezember 2009
- [45] Arndt, B.; zur Nieden, F.; Iglitsyn, O.; Frei, S.; "Modellierung des thermischen Ausfallverhaltens von IC-Eingängen zur Bewertung der System-ESD-Festigkeit", ESD-Forum 2011, Munich, Germany, 2011

- [46] Arndt, B.; zur Nieden, F.; Kremer, F.; Cao, Y.; Edenhofer, J.; Frei, S.; “Modellierung und Simulation von ESD-Schutzelementen mit VHDL-AMS”, EMV-Düsseldorf 2010
- [47] Monnereau, N.; Caignet, F.; Tremouilles, D.; Nolhier, N.; Bafleur, M.; “A System-Level Electrostatic-Discharge-Protection Modeling Methodology for Time-Domain Analysis” Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on , vol.55, no.1, pp.45,57, Feb. 2013
- [48] IEC 61000-4-2: Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-2 : Testing and measurement techniques - Electrostatic discharge immunity test, December 2008
- [49] Industry Council on ESD Target Levels: White Paper 3, System Level ESD, Part I: Common Misconception and Recommended Basic Approaches, October 2010
- [50] Liang, Y. C.; Gosbell, V.J.; “Diode forward and reverse recovery model for power electronic SPICE simulations,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol.5, no.3, pp.346,356, Jul 1990
- [51] Johnsson, D.; Gossner, H., “Study of system ESD codesign of a realistic mobile board” Electrical Overstress/Electrostatic Discharge Symposium (EOS/ESD), 2011 33rd , vol., no., pp.1,10, 11-16 Sept. 2011
- [52] Schmidt, W.; Meppelink, J.; Richter, B.; Feser, K.; Kehl, L.E.; Qui, D., “Behaviour of MO-surge-arrester blocks to fast transients”, IEEE Transactions on Power Delivery, vol.4, no.1, pp.292,300, Jan 1989
- [53] IEEE WORKING GROUP 3.4.11, “Modeling of metal oxide surge arresters ” IEEE Transactions on Power Delivery, vol.7, no.1, pp.302,309, Jan 1992
- [54] Widemann, C.; Scheier, S.; Werner, J.; Frei, S.; Mathis, W.; “Behavioral Modeling and Simulation of Multi-Layer Varistors Utilizing Hardware Description Languages”, 2014 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe), vol., no., pp.1305,1310, 1-4 Sept. 2014
- [55] Agilent Technologies, “Impedance Measurements Evaluating EMC Components with DC Bias Superimposed”, Application Note 2009
- [56] ISO 11452-4: Road vehicles - Component test methods for electrical disturbances from narrow-band radiated electromagnetic energy, part 4: Bulk current injection (BCI).
- [57] Pignari, S. und Canavaro, F. G.; “On the equivalence between radiation and injection in BCI testing”, IEEE Int. Symp. On Electromagn. Compat. Proceedings, pp. 179- 182, May 1997.
- [58] Grassi, F.; Spadacini, G.; Marliani, F. und Pignari S. A., “Use of Double Bulk Current Injection for Susceptibility Testing of Avionics”, IEEE Trans. Electromagn. Compat, Vol 50, pp. 524-535, August 2008.
- [59] D. A. Hill, “Current Induced on Multiconductor Transmission Lines by Radiation and Injection”, IEEE Trans. Electromagn. Compat, Vol 34, pp. 445-450, November 1992.
- [60] C. R. Paul, Analysis of Multiconductor Transmission Line, Canada: John Wiley & Sons, Inc, 1994.
- [61] S. Frei und S. Miropolski, “Modeling of Bulk Current Injection (BCI) Setups for Virtual Automotive IC Tests”, EMC Europe: Wroclaw, 2010.
- [62] M. F. Sultan, “Modeling of a bulk current injection setup for susceptibility threshold measurements,” IEEE Int. Symp. On Electromagn. Compat. Proceedings, pp. 188-195, 1986.
- [63] Miropolsky, S., Frei, S.: “Reproducing system-level BCI test in DPI setup for multiple-port DUTs”, Adv. Radio Sci., vol. 11, 1–6, 2013
- [64] Yaccarino, R.G. and Samii, Y.R.; “Phase-less bi-polar planar near-field measurements and diagnostics of array antennas,” IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 47, pp. 574–583, Mar. 1999.
- [65] Pierri, R.; D’Elia, G.; Soldovieri, F.; “A two probes scanning phaseless near-field far-field transformation technique”, IEEE Trans. Antennas Propogat., vol. 47, pp. 792–802, May 1999.
- [66] Isernia, T.; Leone, G.; Pierri, R.; “Radiation pattern evaluation from near-field intensities on planes”, IEEE Trans. Antennas Propogat., vol. 44, pp. 701–710, May 1996.
- [67] Regué, J R.; Ribó, M.; Garell, J. M.; Martin, A.; “A Genetic Algorithm Based Method for Source Identification and Far-Field Radiated Emissions Prediction From Near-Field Measurements for PCB Characterization”, IEEE Trans. On Electromagnetic Compatibility, vol. 43, No. 4, November 2001.
- [68] Xin, Tong; Thomas, D.W.P.; Nothofer, A.; Sewell, P.; Christopoulos, C.; “A genetic algorithm based method for modeling equivalent emission sources of printed circuits from near-field measurements”, In: Electromagnetic Compatibility (APEMC), 2010 Asia-Pacific Symposium on, S. 293–296.

- [69] Sijher, T. S.; Kishk A.; “Antenna modeling by infinitesimal dipoles using genetic algorithms”, In: Progress In Electromagnetics (PIER 52), S. 225–254.
- [70] Smith W. T.; Frazier, K.; “Prediction of anechoic chamber radiated emissions measurements through use of empirically-derived transfer functions and laboratory common-mode current measurements”, IEEE Int. Symp. Electromag. Compat., Aug. 1998.
- [71] Andrieu, G.; Reineix, A.; Bunlon, X.; Parmantier, J. P.; Kone, L.; Demoulin, B.; “Extension of the Equivalent Cable Bundle Method” for Modeling Electromagnetic Emissions of Complex Cable Bundles”, IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol.51, no.1, pp.108-118, Feb 2009.

Berichtsblatt

1. ISBN oder ISSN - ISSN geplant -	2. Berichtsart - Schlussbericht -	
3. Titel <i>Systemcharakterisierung sowie Regelentwurf für eine EMZ-gerechte Entwicklung von EV-Modulen und -Komponenten</i>		
4. Autor(en) Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei/ Dipl.-Ing. Seyyed Ali Hassanpour Razavi/ Dipl.-Ing. Denis Rinas/Dipl.-Ing. Stanislav Scheier/ M. Sc. Abid Mushtaq/Dipl.-Ing. Frank Kremer/ M. Sc. Sergey Miropolsky	5. Abschlussdatum des Vorhabens 31. März 2015	6. Veröffentlichungsdatum 4. November 2015
	7. Form der Publikation Technischer Bericht	
	8. Durchführende Institution Technische Universität Dortmund Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei Arbeitsgebiet Bordsysteme	
12. Fördernde Institution Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF) 53170 Bonn	9. Berichts-Nr. <i>Durchführende Institution</i> - entfällt -	
	10. Förderkennzeichen 16 M3092I	
	11. Seitenzahl 112	
16. Zusätzliche Angaben - entfällt -	13. Literaturangaben 71	
	14. Tabellen 3	
	15. Abbildungen 126	
17. Vorgelegt bei (Titel, Ort, Datum) - entfällt -		
18. Kurzfassung Das Arbeitsgebiet Bordsysteme der Technischen Universität Dortmund hat in enger Zusammenarbeit mit den EM4EM-Industriepartnern an Methoden für die elektromagnetische Zuverlässigkeit gearbeitet. Dabei standen neue Verfahren für die Charakterisierung und Simulation der EMV von EV-Komponenten sowie die Sicherstellung der Zuverlässigkeit im Vordergrund. Von besonderer Bedeutung sind ScanVerfahren, die Störfestigkeit von Systemen und HV-Kabelkopplungen. Zu diesen Fragestellungen wurden die folgenden Ergebnisse erarbeitet: <ul style="list-style-type: none"> • Existierende Methoden zur Erstellung von auf Nahfeld- und StromScan-Daten basierenden Modellen wurden erweitert und verbessert. Die Modelle wurden hinsichtlich ihrer physikalischen Korrektheit optimiert und um Einflüsse der Messumgebung erweitert. Es kann jetzt damit eine wesentlich genauere und schnellere Ermittlung von dominanten Störströmen eines KFZ-Elektroniksystems erfolgen. • Im Bereich der Störfestigkeit wurden das Problem der zu geringen Korrelation zwischen BCI- und Antennenprüfverfahren gelöst. Dazu wurde durch eine frequenzabhängige Anpassung der eingespeisten Leistung und der Position der BCI-Zange die Störintensität individuell angepasst. BCI-Ströme können so mit den gleichen Amplituden wie bei Einstrahlung mit einer Antenne bei einem DUT erzeugt werden. Weiterhin wurden theoretische Analysen zum Schutz vor Hochspannungs- und Hochstrom-Schaltpulsen durchgeführt. Durch eine neu entwickelte Simulationsmethodik und verbesserten Modellen können jetzt Schutzbeschaltungen gegen Hochspannungspulse in frühen Entwicklungsphasen effizient optimiert werden. • Um verschiedene Abschirmungsmethoden von HV-Kabeln und Stecksystemen in Elektro- und Hybrid vergleichen zu können, wurden neue Messmethoden wie die Ground Plate Method (GPM) und eine Messung mit einer CVP entwickelt. Die neuen Verfahren erlauben es, auch sehr voluminöse Kabel-Stecker-Systeme zuverlässig über die Transferimpedanz zu analysieren. Der nutzbare Frequenzbereich ist deutlich größer. Anhand von verschiedenen Konfigurationen wurde die Korrelation zwischen der Transferimpedanz und der gemessenen Abstrahlung im Antennenmessverfahren analysiert und Methoden zur Umrechnung vorgeschlagen. 		
19. Schlagwörter <i>EMV; Nahfeldscan-Verfahren; StromScan-Verfahren, Einfluss der Messumgebung, PCB-Modelle, Kabelbündel-Modelle, Kopplungswiderstand; Transferimpedanz; HV-Kabel; HV-Stecker; Abschirmungsanalyse; BCI; ALSE; Impedanzmessung; Schutzschaltungen; ESD.</i>		
20. Verlag - entfällt -	21. Preis - entfällt -	

Document Control Sheet

1. ISBN or ISSN - ISSN planned -	2. Type of Document Final Report
3. Title <i>Advanced EMR Measurement and Test Methods for Components and Complete Systems</i>	
4. Author(s) Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei/ Dipl.-Ing. Seyyed Ali Hassanpour Razavi/ Dipl.-Ing. Denis Rinas/Dipl.-Ing. Stanislav Scheier/ M. Sc. Abid Mushtaq/Dipl.-Ing. Frank Kremer/ M. Sc. Sergey Miropolsky	5. End of Project 31. March 2015
	6. Publication Date 4. November 2015
	7. Form of Publication Technical Report
8. Performing Organization(s) Technische Universität Dortmund Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei Arbeitsgebiet Bordsysteme	9. Originator's Report No. - not applicable -
	10. Reference No. 16 M3092 I
	11. No. of Pages 112
12. Sponsoring Agency Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF) 53170 Bonn	13. No. of References 71
	14. No. of Tables 3
	15. No. of Figures 126
16. Supplementary Notes - none -	
17. Presented at (Title/Place/Date) - not applicable -	
18. Abstract The On-Board System Laboratory of technical university of Dortmund worked in a close cooperation with EM4EM industry partners on different methods for electromagnetic reliability. Developing new characterization and simulation methods for EMR of EM components and guaranteeing their reliability were investigated. The main focus was laid on field scan methods, susceptibility of systems and HV-cable coupling. The following results were achieved during the project: <ul style="list-style-type: none"> Existing methods for generation of near field and current scan data based models were extended and optimized. The models were optimized regarding the physical properties of DUT and the influence of measurement environment. Dominant currents of automotive electronic systems can be identified with higher stability and reduced computation time. Within the scope of susceptibility issues, the problem of low correlation between BCI and antenna testing is solved with a frequency dependent method by adjusting the injected power and the position of BCI probe. By means of developed method BCI currents with the same amplitude as in Antenna testing can now be injected in to the DUT. Moreover theoretical analysis of high voltage and high current switching pulse protection were performed. With a new developed simulation method and optimized models, protection circuits against high voltage pulses can be optimized efficiently at early design stages. Alternative Methods like Ground Plate Method (GPM) and Capacitive Voltage Probe (CVP) measurements have been proposed after comparison of existing shielding measurement methods for HV cable and HV-cable connector systems used in Electric and Hybrid Electric Vehicles (EV and HEV). The new proposed methods give flexibility to measure Transfer Impedance (ZT) large and variable sizes and types of connector systems with greater measurable frequency. Test setups to correlate analysis using Transfer Impedance and Antenna measurements have been proposed. 	
19. Keywords EMC; near field scanning; current scan; measurement environment influence; PCB models; cable bundle models; transfer Impedance; HV cable; HV connector; shielding analysis; BCI; ALSE; impedance measurement; protection elements; ESD.	
20. Publisher - not applicable -	21. Price - not applicable -