

Roland Krzikalla

**Beeinflussung und Schutz von
elektronischen Bauelementen auf PCB-
Ebene unter Berücksichtigung extremer
elektromagnetischer Störungen**



Cuvillier Verlag Göttingen
Internationaler wissenschaftlicher Fachverlag

Beeinflussung und Schutz von elektronischen Bauelementen auf PCB-Ebene unter Berücksichtigung extremer elektromagnetischer Störungen

Vom Promotionsausschuss der
Technischen Universität Hamburg-Harburg
zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor-Ingenieur

genehmigten Dissertation

von
Dipl.-Ing. Roland Krzikalla
aus
Frankfurt (Oder)

2009

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek

Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im Internet über <http://dnb.ddb.de> abrufbar.

1. Aufl. - Göttingen : Cuvillier, 2009

Zugl.: (TU) Hamburg-Harburg, Univ., Diss., 2009

978-3-86955-162-3

1. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. E.h. J. L. ter Haseborg

2. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. habil. W. Krautschneider

Tag der mündlichen Prüfung: 7. September 2009

© CUVILLIER VERLAG, Göttingen 2009

Nonnenstieg 8, 37075 Göttingen

Telefon: 0551-54724-0

Telefax: 0551-54724-21

www.cuvillier.de

Alle Rechte vorbehalten. Ohne ausdrückliche Genehmigung des Verlages ist es nicht gestattet, das Buch oder Teile daraus auf fotomechanischem Weg (Fotokopie, Mikrokopie) zu vervielfältigen.

1. Auflage, 2009

Gedruckt auf säurefreiem Papier

978-3-86955-162-3

Danksagung

Die hier vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter im Institut für Messtechnik und Elektromagnetische Verträglichkeit an der Technischen Universität Hamburg-Harburg.

Mein Dank gilt zuerst Herrn Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. E.h. J.L. ter Haseborg für die Betreuung der vorliegenden Arbeit, sein Vertrauen und seine Anregungen, sowie für die Schaffung eines hervorragenden Arbeitsumfeldes.

Ich danke Herrn Prof. Dr.-Ing. W. Krautschneider für die Übernahme des Koreferats sowie Herrn Prof. Dr.-Ing. A. Jacob für die Übernahme des Vorsitzes im Prüfungsausschuss.

Allen meinen Freunden und Kollegen im Institut für Messtechnik danke ich für die äußerst kollegiale Zusammenarbeit, für das interessante und spannende Arbeitsumfeld sowie für die gemeinsame Zeit außerhalb der Universität. Insbesondere danke ich meinem Freund und Vorgänger Dr.-Ing. Thomas Weber, durch dessen Einsatz und dessen Vertrauen mein Weg in die Wissenschaft geebnet wurde.

Bei meinen Kollegen Dr.-Ing. Frank Sabath, Jörg Maack und Dr.-Ing. Daniel Nitsch aus dem WIS, Munster, gilt mein Dank für die anregenden Diskussionen und die Bereitstellung exzellenter Messtechnik, die maßgeblich zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.

Ganz herzlich möchte ich mich bei allen Studenten bedanken, die während Ihrer Studien- und Diplomarbeiten sowie im Rahmen von HiWi-Tätigkeiten ihren Teil zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.

Für die kritische Durchsicht und Kommentierung des Manuskripts danke ich Dipl.-Ing. Florian Brauer sowie meinen Geschwistern Margit Schäle und Dipl.-Ing. Ralf Krzikalla.

Abschließend danke ich meinen Eltern und Geschwistern für ihren steten Ansporn und ihre beispiellose Unterstützung während meiner gesamten Tätigkeit. Meiner Frau Dunja und meinem Sohn Alexander gilt besonderer Dank für Ihre Geduld und Ihre Liebe, ohne die diese Arbeit nicht entstanden wäre.

Es gibt nichts Gutes, außer: Man tut es!

Erich Kästner (1899-1974)

Kurzfassung

Aufgrund der zunehmenden Relevanz von elektronischen Systemen in der heutigen Gesellschaft ist die Sicherstellung deren Zuverlässigkeit von sehr hohem Interesse. Dabei spielt die Gewährleistung der EMV, insbesondere der Störfestigkeit, für die Entwicklung von elektronischen Systemen eine entscheidende Rolle. In den letzten Jahren sind sogenannte ultra breitbandige Signale (UWB-Signale) immer mehr in den Fokus der aktuellen Forschung gerückt. Diese Art von transienten Signalen besitzt aufgrund ihrer extrem kurzen Anstiegszeit im 100-ps-Bereich und ihrer geringen Pulsbreite von wenigen Nanosekunden ein extrem breites Frequenzspektrum bis hin zu Frequenzen von einigen Gigahertz. Dadurch ist die Wahrscheinlichkeit von Störeinkopplungen in komplexe elektronische Systeme deutlich höher als bei den bisher untersuchten Störpulsarten. Darüber hinaus bieten traditionelle nichtlineare Schutzschaltungen aufgrund ihres Ansprechverhaltens im Vergleich zu den extrem schnellen Anstiegszeiten der UWB-Störpulse diesbezüglich keine ausreichende Schutzwirkung. Dazu erfolgt in dieser Arbeit eine umfassende Gefahrenanalyse von ultra breitbandigen Störungen auf elektronische Systeme, wobei deren Anfälligkeit auf allen Systemebenen diskutiert wird.

Ziel dieser Arbeit ist es, für den Schutz von komplexen elektronischen Systemen ein Verfahren für das Aufstellen von wirksamen Schutzkonzepten gegen eingekoppelte UWB-Störungen auf Leiterbahnebene zu erarbeiten. Dazu werden zunächst Definitionen von ultra breitbandigen Signalen im Frequenz- und Zeitbereich vorgestellt. Mit diesen Definitionen sowie einer Beschreibung für das Einkoppeln von UWB-Störungen in komplexe elektronische Systeme werden für den Nachweis der Wirksamkeit von neuen Schutzschaltungen unterschiedliche Testpulse definiert, die auf PCB-Ebene die Ursache für Störungen innerhalb von elektronischen Systemen darstellen. Diese Testpulse werden anhand eines realen Testsystems mit computergestützten Simulationen sowie experimentellen Messungen auf PCB-Ebene nachgewiesen. Weiterhin werden zwei neu entwickelte Verfahren vorgestellt, um den Verlauf von eingekoppelten UWB-Störungen auf PCB-Ebene unter Laborbedingungen nachzubilden. Mit dieser Grundlage werden anschließend Schutzkomponenten hinsichtlich ihres Verhaltens gegenüber eingekoppelten UWB-Störungen charakterisiert. Darauf aufbauend wird ein Verfahren vorgestellt, mit dem die Zuverlässigkeit des elektronischen Systems sichergestellt wird und die Schutzwirkung von Schutzelementen quantitativ bestimmt werden kann. Abschließend wird anhand eines Datenübertragungssystems die Wirksamkeit der Schutzkonzepte, die aus den vorgestellten Verfahren hervorgehen, nachgewiesen.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Stand der Forschung	2
1.2	Einordnung und Aufbau der Arbeit	3
2	UWB-Signale als Quellen elektromagnetischer Störungen	5
2.1	Definition ultra breitbandiger Signale im Frequenzbereich	5
2.2	Weiterführende Definition von UWB-Pulsen im Zeitbereich	8
2.3	Anwendungsbeispiele der UWB-Technik	10
2.3.1	Kommunikationstechnik	10
2.3.2	Radartechnik	10
2.3.3	Medizintechnik	10
2.3.4	Absichtlich hervorgerufene elektromagnetische Störungen	11
2.4	Abschätzung des Gefahrenpotentials durch UWB-Störungen	11
2.4.1	Elektronische Gesamtsysteme und Anwendungen	11
2.4.2	Mikrocontroller und Mikrocontroller-Platinen	13
2.4.3	Baugruppen und integrierte Schaltkreise	14
2.4.4	Fazit	15
3	Beschreibung von eingekoppelten UWB-Störungen auf PCB-Ebene	16
3.1	Koppelmechanismen in komplexe elektronische Systeme	16
3.1.1	Feldeinkopplungen in ein geschirmtes elektronisches System	16
3.1.2	Leitungseinkopplungen durch Feldexpositionen	18
3.2	Ausbreitung von UWB-Störungen auf PCB-Leitungen	19
3.2.1	Dämpfung und Dispersion	20
3.2.2	Einfluss von Leitungsdiskontinuitäten	23
3.2.3	Kopplung	24
3.2.4	Zusammenfassung der Leitungsparameter	26
3.3	Theoretische Beschreibung von eingekoppelten UWB-Störungen	26
4	Simulation und Messung eingekoppelter UWB-Störungen innerhalb komplexer Systeme	30
4.1	Systembeschreibung	30
4.2	Bestimmung der Schirmdämpfung	32
4.2.1	Simulation der Schirmdämpfung mithilfe der Momentenmethode	32
4.2.2	Modellbeschreibung des Testsystems	34
4.2.3	Simulationsergebnisse	36
4.2.4	Zusammenfassung der Schirmdämpfungsbestimmungen	40
4.3	Analyse von eingekoppelten UWB-Störungen auf PCB-Ebene	40
4.3.1	Testaufbau zur Vermessung von UWB-Störsignalen auf PCB-Leitungen	40
4.3.2	Simulation und Messung von UWB-Störsignalen auf PCB-Leitungen	42
4.4	Fazit	45

5	Nachbildung von eingekoppelten UWB-Pulsen auf PCB-Ebene	46
5.1	Anforderungen an UWB-Testsignale	46
5.2	UWB-Pulserzeugung durch Spektralformung breitbandiger Quellen	47
5.2.1	Breitbandige Signalerzeugung durch schnelle Avalanche-Transistoren.....	48
5.2.2	Spektralformung durch pulsformende Netzwerke	55
5.3	UWB-Pulserzeugung durch konstruktiven Spektralaufbau.....	62
5.3.1	Verfahren zum konstruktiven Spektralaufbau.....	62
5.3.2	Umsetzung des Verfahrens.....	66
5.4	Zusammenfassung und Bewertung der leitungsgebundenen Pulsnachbildungen	76
6	Schutzkonzepte gegen extreme elektromagnetische Störungen.....	77
6.1	Messaufbau zur Ermittlung des transienten Ansprechverhaltens von Schutzelementen gegen eingekoppelte UWB-Pulse.....	78
6.2	Verhalten von Schutzelementen bei eingekoppelten UWB-Pulsen	79
6.3	Systematische Beschreibung der Schutzwirkung von Schutzkomponenten	86
6.3.1	Definition der Schutzparameter eines Systems	86
6.3.2	Theoretische Beschreibung der Schutzwirkung von Schutzelementen.....	88
6.4	Zusammenfassung für den Entwurf angepasster Schutzkonzepte.....	91
7	Nachweis der Wirksamkeit von Schutzkonzepten	92
7.1	Systembeschreibung	92
7.2	Ermittlung der Effektschwellen eines USB-Übertragungssystems	94
7.3	Erstellung eines Schutzkonzeptes.....	96
7.4	Ermittlung der Wirksamkeit des erstellten Schutzkonzeptes	98
7.5	Ergebnisse und Bewertung	99
8	Zusammenfassung.....	100
9	Literaturverzeichnis.....	102
10	Anhang	109
10.1	Simulationsergebnisse der Schirmdämpfungsbestimmung	109
10.2	Messungen von Nachbildungen eingekoppelter UWB-Pulse	111

1 Einleitung

Elektronische Geräte spielen im heutigen Leben eine zentrale Rolle. Während vor einigen Jahren z.B. Computer nur in sehr wenigen Bereichen als unterstützende Hilfsmittel eingesetzt worden sind, werden sie heute in nahezu allen erdenklichen Anwendungsgebieten verwendet. Das liegt zum einen an der hohen Verfügbarkeit von elektronischen Schaltkreisen und den damit deutlich sinkenden Preisen, zum anderen aber auch an der immens steigenden Rechenleistung und den daraus resultierenden erweiterbaren Möglichkeiten. Es lassen sich viele Beispiele für den effizienten Einsatz von elektronischen Systemen im heutigen Leben finden. Im Folgenden werden einige Wichtige diskutiert.

Kommunikation ist durch den Einsatz von digitalen Übertragungstechniken robuster, qualitativ hochwertiger, effizienter und deutlich billiger geworden. Die ersten Generationen von Mobiltelefonen sind nicht nur unhandlich und extrem teuer gewesen, die Datenübertragung selbst hat sich einfach stören oder gar abhören lassen. Mit der Einführung der digitalen Mobilfunknetze sind die mobilen Endgeräte kleiner und billiger, aber auch die Datenübertragung schneller und sicherer geworden. Auch kabelgebundene Kommunikation ist durch den Einsatz von Digitaltechnik erheblich schneller und zuverlässiger geworden. Heutige moderne asynchrone DSL¹-Verbindungen ermöglichen Datenübertragungsraten von bis zu 32 MBit/s (Stand Anfang 2009). Analoge Datenübertragungen mit Modems ermöglichten üblicherweise lediglich Datenraten bis zu 56 kBit/s. Daraus ergaben sich für den Anwender Möglichkeiten, die in dem Umfang vorher nicht bestanden haben. Elektronische Finanztransaktionen werden durch starke digitale Verschlüsselungstechniken sicherer, der Zugriff auf weltweites audiovisuelles Wissen kann schneller erfolgen oder elektronische Märkte können ein breiteres Angebot präsentieren.

In der Automobilindustrie werden elektronische Systeme immer häufiger eingesetzt, um die Sicherheit im Transportwesen weiter zu erhöhen und den Kraftstoffverbrauch weiter zu reduzieren. In nahezu allen modernen Neuwagen sind Sicherheitssysteme wie das elektronische Stabilitätsprogramm ESP oder das Antiblockiersystem ABS serienmäßig eingebaut, die ohne den Einsatz von elektronischen Steuergeräten und Sensoren nicht hätten realisiert werden können. Auch erst die elektronische Steuerung und Regelung von Motoren ermöglicht es, eine optimierte Kraftstoffnutzung und somit eine reduzierte Schadstoffentwicklung voranzutreiben. In der Luft- und Raumfahrt überwachen elektronische Systeme das Verhalten von Flugzeugen und greifen unterstützend ein, wenn kritische Situationen vorausgesehen werden oder bereits eingetroffen sind. Auch der steigende Logistikaufwand von Transportgütern an Umschlagbahnhöfen, Frachthäfen oder Flughäfen wäre ohne computergestützte Systeme in diesem Umfang und dieser Zuverlässigkeit nicht zu bewältigen.

Neben den rein technisch bezogenen Gebieten finden computergestützte Systeme immer mehr Anwendung z.B. in der Medizin oder dem Wirtschaftswesen. Bildgebende Messtechniken, wie beispielsweise der Kernspintomographie oder der digitalen Röntgentechnik, ermöglichen es den Ärzten, schnellere und sichere Diagnosen zu erstellen, um somit Krankheiten besser zu heilen oder Leben zu retten. Börsen, Banken oder Versicherungen, aber auch Privatpersonen können schneller große Datenmengen verarbeiten und Finanzanalysen erstellen, um daraus eine optimierte Wirtschaftsstrategie zu entwickeln.

¹ DSL

Digital Subscriber Line

Diese und weitere Beispiele zeigen die große Verbreitung und das enorme Anwendungspotential von elektronischen Systemen in unserer Gesellschaft. Daneben zeigt sich jedoch aber auch der Wunsch nach immer schnelleren, kleineren und billigeren elektronischen Komponenten. Die bisherige Entwicklung resultierte dabei in einer Reduktion von Strukturgrößen und Spannungspegeln, die eine Erhöhung von Taktraten ermöglichte.

Die Reduktion der Strukturgröße von elektronischen Komponenten und das Herabsetzen der Nutzspannungspegel bergen jedoch auch Risiken. Werden solche Komponenten elektromagnetischen Störungen ausgesetzt, können bereits deutlich geringere Störpegel ein Fehlverhalten des Gesamtsystems hervorrufen. Sowohl die Reduktion der Strukturgrößen als auch das Herabsetzen der Nutzspannungspegel stehen daher mehr und mehr im Gegensatz zur Sicherstellung der Elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) von elektronischen Systemen [3]. Die Elektromagnetische Verträglichkeit beschreibt grundsätzlich die Fähigkeit einer elektronischen Einrichtung, in ihrer elektromagnetischen Umgebung den Anforderungen entsprechend zu funktionieren, ohne diese Umgebung, zu der auch andere Einrichtungen gehören, unzulässig zu beeinflussen [1]. Die Richtlinien, nach denen die EMV von elektronischen Geräten und Systemen getestet wird, werden dabei in verschiedenen nationalen und internationalen Normen beschrieben, die darüber hinaus von Herstellerseite erweitert werden können. Diese Normen legen grundsätzlich zwei Arten von Sicherstellungsmerkmalen fest. Zum einen wird die Störaussendung von elektromagnetischen Feldern durch elektronische Einrichtungen begrenzt, zum anderen wird die Störfestigkeit von elektronischen Einrichtungen gegenüber elektromagnetischen Störungen gefordert. Üblicherweise finden daher in allen Entwicklungsphasen von elektronischen Komponenten, Systemen oder Einrichtungen begleitende EMV-Tests statt, die gemäß den anzuwendenden Normen ausgelegt werden. In vielen Fällen stellt dabei die Sicherstellung der Störfestigkeit gegen elektromagnetische Störungen, insbesondere gegenüber transiente Störungen, eine besondere Herausforderung dar.

1.1 Stand der Forschung

Durch den eingangs erwähnten Entwicklungsprozess von elektronischen Systemen hin zu immer höheren Datentransferraten ist in der aktuellen Forschung die Nutzung von extrem breitbandigen Signalen besonders vorangetrieben worden. Diese sogenannten UWB²-Signale haben in praktischen Anwendungen meist Bandbreiten von einigen hundert Megahertz. Diese Nutzsignale sind jedoch auch gleichzeitig potentielle Störungen gegenüber anderen elektronischen Geräten. Die abschließende Normung von geeigneten EMV-Tests gegenüber ultra breitbandigen Signalen ist derzeit in der Aufbauphase (Stand 2008) [2].

Zweifelsfrei konnte jedoch das enorme Störpotential von pulsformigen UWB-Signalen mit hoher Amplitude aufgezeigt werden. Im Laufe dieser Arbeit wird auf diesen Punkt noch tiefergehend eingegangen. Aufgrund der extrem großen Bandbreite von ultra breitbandigen Störungen ist die Wahrscheinlichkeit der Störeinkopplung in elektronische Einrichtungen relativ groß und dadurch ebenso die Störanfälligkeit gegenüber dieser Art von Störsignalen. Weiterhin ist das Verhalten von traditionellen Schutzschaltungen, die gegen übliche transiente Störungen eingesetzt werden, hinsichtlich des Verhaltens gegenüber UWB-Störungen untersucht worden [4]. Es hat sich gezeigt, dass diese Schutzschaltungen keine ausreichende Schutzwirkung gegen UWB-Störungen gewährleisten. Das Ansprechverhalten von traditionellen Schutzschaltungen liegt dabei in etwa der Größenordnung der Anstiegszeiten von UWB-Störungen, wodurch das Ableiten des Störstroms nicht ausreichend schnell genug

² UWB ultra wideband

geschieht. Um dennoch einen Schutz gegenüber UWB-Störungen zu gewährleisten, sind verschiedene deutlich schnellere Schutzelemente hinsichtlich des UWB-Verhaltens ausgewählt und bewertet worden. Dabei konnte eine grundsätzliche Reduktion der Energie und der Amplitude von direkt beaufschlagten UWB-Pulsen beobachtet werden [5].

Die Schutzwirkung der verwendeten Bauelemente ist dabei jedoch lediglich aufgrund des Restsignals bewertet worden, nicht aufgrund des veränderten Verhaltens von realen Systemen, in denen die Schutzkomponenten eingesetzt worden sind. Weiterhin sind in den vorangegangenen Untersuchungen stets direkt beaufschlagte UWB-Pulse mit einem sehr hohen DC-Anteil verwendet worden. Störungen, die aufgrund von feldgeführten UWB-Störungen durch Einkoppelvorgänge innerhalb eines elektronischen Systems auftreten können, bleiben dabei unberücksichtigt.

1.2 Einordnung und Aufbau der Arbeit

Aus den beschriebenen Problemstellungen werden für diese Arbeit folgende Ziele abgeleitet: Es soll eine Methode entwickelt werden, elektronische Systeme gegen leitungsgebundene extreme elektromagnetische Störungen zuverlässig zu härten. Um dies zu erreichen, soll zunächst ein Aufbau entwickelt werden, der definierte leitungsgebundene Signale generiert, die typischerweise durch Störeinkopplung von extremen elektromagnetischen Störungen auf Leiterbahnen entstehen. Die so erzeugten Signale sollen zum Nachweis der Schutzwirkung mit einem geeigneten Messstand elektronischen Baugruppen, sowie davor geschalteter Schutzschaltungen zugeführt werden, um das unterschiedliche Verhalten der Baugruppen darstellen zu können. Weiterhin soll ein Schutzkonzept entwickelt werden, das systematisch auf elektronische Systeme Anwendung findet. Darüber hinaus erfolgt eine allgemeine Beschreibung der Schutzwirkung von Schutzelementen. Abschließend soll der Nachweis der Wirksamkeit von entworfenen Schutzkonzepten und den daraus hervorgegangenen Schutzschaltungen erbracht werden.

Diese Arbeit gliedert sich daher in acht Abschnitte. Nach der hier erfolgten Einleitung in die Thematik und die Aufgabenstellung wird im zweiten Kapitel die Definition von ultra breitbandigen Signalen auf Basis des Frequenzbereiches erläutert. Diese Definition wird anschließend zusätzlich auf den Zeitbereich erweitert, da eine reine Frequenzbereichsdefinition Signale zulässt, die im Rahmen dieser Arbeit ausgeschlossen werden. Anschließend erfolgt eine umfassende Diskussion über das Störpotential von UWB-Signalen. Anhand verschiedener Literaturquellen wird eine detaillierte Gefahrenabschätzung von eingekoppelten ultra breitbandigen Störungen auf allen Systemebenen getroffen, die die Notwendigkeit der in dieser Arbeit gesetzten Ziele verdeutlichen.

Im dritten Kapitel werden die Störpulse definiert, die aufgrund von Einkoppelvorgängen in elektronischen Systemen resultieren und gegen die letztlich zuverlässige Schutzkonzepte entwickelt werden sollen. Diese Definition stützt sich auf die Frequenz- und Zeitbereichsdefinitionen für ultra breitbandige Signale, dem Einkoppelverhalten von komplexen elektronischen Systemen sowie dem Ausbreitungsverhalten von eingekoppelten UWB-Signalen auf PCB-Ebene. Der Nachweis dieser theoretisch erarbeiteten Störsignalverläufe wird im vierten Kapitel anhand von Einkoppelsimulationen und -messungen mithilfe eines Testsystems, sowie verschiedenen PCB-Einkoppelplatinen erbracht.

Im fünften Kapitel wird die Nachbildung von leitungsgebundenen Störpulsen unter Laborbedingungen erläutert, die aufgrund von feldgeführten UWB-Pulsen auf PCB-Leitungen

resultieren. Es werden hierzu zwei verschiedene Ansätze vorgestellt, diskutiert und bewertet, um die in Kapitel 3 definierten Testpulse zu erzeugen, wobei ein Ansatz eine vollkommen neue Herangehensweise zur Erzeugung von ultra breitbandigen Störpulsen beschreibt.

Für die Entwicklung von geeigneten Schutzstrategien gegen eingekoppelte UWB-Störungen wird im sechsten Kapitel zunächst das zeitliche Verhalten von ausgewählten nichtlinearen Schutzelementen bei Beaufschlagung mit eingekoppelten UWB-Störungen messtechnisch analysiert. Darauf aufbauend wird ein Verfahren zur Definition von Schutzkonzepten für elektronische Systeme gegen ultra breitbandige Einkopplungen vorgestellt. Darüber hinaus wird ein neues Verfahren erörtert, mit dem die Schutzwirkung von Schutzelementen quantitativ dargestellt werden kann. Abschließend wird eine Übersicht über UWB-Schutzmaßnahmen zur Härtung elektronischer Systeme gegen eingekoppelte UWB-Störungen erstellt.

Die Wirksamkeit der in Kapitel 6 vorgestellten Schutzkonzepte wird im siebenten Kapitel messtechnisch gezeigt. Dazu wird für eine Datenübertragungstrecke beispielhaft ein Schutzkonzept entworfen und anhand von UWB-Einkoppelmessungen dessen Wirksamkeit demonstriert.

2 UWB-Signale als Quellen elektromagnetischer Störungen

Der Einsatz von allgemeinen elektromagnetischen Signalen in elektronischen Anwendungen birgt neben dem eigentlichen angestrebten Nutzen auch stets die Gefahr der Verschlechterung der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV). Insbesondere ultra breitbandige Signale überlagern durch ihr extrem breites Frequenzspektrum die Nutzspektren vieler etablierter elektronischer Anwendungen. Dadurch können UWB-Signale auch zu Quellen von elektromagnetischen Störungen werden. Dieses Kapitel soll einen Überblick über nutzbringende UWB-Anwendungen geben, aber auch die Auswirkung von UWB-Störungen anhand von einigen elektronischen Systemen und Systemgruppen aufzeigen.

Dazu wird zunächst eine für diese Arbeit sinnvolle Definition für ultra breitbandige Signale gegeben. Es wird neben der traditionellen Definition eine erweiterte Definition für ultra breitbandige Signale diskutiert, die den Anforderungen der jüngsten UWB-Forschung gerecht wird. Neben der reinen Definition im Frequenzbereich wird die Einordnung von UWB-Pulsen auf den Zeitbereich erweitert, damit auf diese Weise eine klare Abgrenzung zu hinreichend bekannten breitbandigen Pulsformen vollzogen werden kann.

In den letzten Jahren ist die Anzahl von Anwendungen der UWB-Technik rasant gestiegen. Um aufzuzeigen, in welchen Bereichen diese Technik bereits eingesetzt wird und in welchem Umfang mit UWB-Quellen im heutigen Alltag gerechnet werden kann, wird eine kurze Übersicht über typische Anwendungsgebiete der UWB-Technik gegeben.

Da jedes abgestrahlte Signal neben einer gewünschten Wirkung auch als Quelle von elektromagnetischen Störungen betrachtet werden kann, werden abschließend in diesem Kapitel Beispiele zusammengetragen, die das Gefahrenpotential von abgestrahlten UWB-Pulsen mit hohen Amplituden auf elektronische Komponenten und Systeme aufzeigen. Die Notwendigkeit eines zuverlässigen Schutzkonzeptes gegen eingekoppelte UWB-Störungen wird dadurch sehr deutlich.

2.1 Definition ultra breitbandiger Signale im Frequenzbereich

Die Bandbreite eines Signals wird je nach Methode durch zwei signifikante Frequenzen f_l bzw. f_h im Leistungsdichtespektrum des Signals bestimmt. Traditionell bestimmen diese Frequenzen eine 3-dB-Bandbreite um das Maximum im Leistungsdichtespektrum an der Frequenz f_0 , an denen der Betrag des Spektrums um 3 dB abfällt [6]. Diese Methode lässt sich jedoch nicht sinnvoll auf alle Signalformen anwenden, da es Spektralformen gibt, bei denen eine solche 3-dB-Bandbreite nicht existiert, oder es Signale gibt, deren signifikante Energieanteile im Spektrum außerhalb einer solchen definierten Bandbreite liegen. Als Beispiel hierfür seien gedämpfte Sinusschwingungen mit geringer Güte oder Signale mit einem Gleichanteil genannt. Um auch für solche Signal- bzw. Spektralformen eine sinnvolle Bandbreitenbestimmung durchführen zu können, ist in [7] ein Verfahren entwickelt worden, das die Bandgrenzen auf Basis des Energieinhalts des Spektrums innerhalb eines spezifizierten Frequenzbereiches bestimmt. Dieses Verfahren sieht vor, dass die Frequenzgrenzen f_l und f_h 90% der Spektralenergie einschließen. Da so im Allgemeinen noch keine eindeutige Bestimmung der Bandgrenzen möglich ist, muss zusätzlich der Abstand zwischen der unteren und der oberen Bandgrenze minimal werden. Durch diese Art der Bandbreitenbestimmung können nun auch die Spektren der oben genannten Beispiele sinnvoll eingeordnet werden. Dieser Vorschlag wurde in den Entwurf des Standards IEC 61000-2-13

[8] aufgenommen, der die internationale Normung von hochenergetischen Pulsen (HPEM³) bestimmen soll. Bild 2.1 zeigt anhand eines Beispielspektrums die Bandgrenzen f_l und f_h des traditionellen Verfahrens nach [6] sowie die erweiterte Methode nach [7], deren Bandgrenzen mit $f_{l,neu}$ und $f_{h,neu}$ bezeichnet sind.

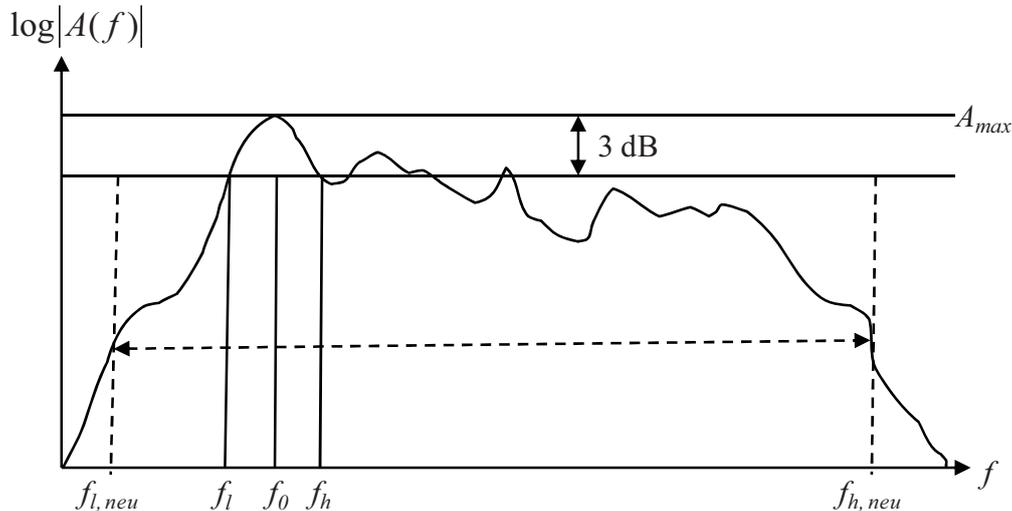


Bild 2.1: Bandgrenzen eines Beispielspektrums nach der Definition nach [6] sowie der erweiterten Definition nach [7]

Für ultra breitbandige Signale ist es daher sinnvoll, das neue Verfahren zur Bandbreitenbestimmung nach [7] anzuwenden. Die weiterführenden Ausführungen sind jedoch ohne Beschränkung der Allgemeinheit unabhängig von der gewählten Methode zu betrachten. Die Bandgrenzen werden daher im Folgenden allgemein mit f_l und f_h bezeichnet.

Mit den Bandgrenzen f_l und f_h wird die sogenannte prozentuale Bandbreite pbw bestimmt [6]:

$$pbw = \frac{2(f_h - f_l)}{f_h + f_l} \cdot 100. \quad (2.1)$$

Die prozentuale Bandbreite pbw wird nach [6] in Unterbereiche aufgeteilt, die in Tabelle 2.1 zusammengefasst sind.

Tabelle 2.1: Einteilung der prozentualen Bandbreite pbw in Unterbereiche zur Kategorisierung der Bandbreite von Signalen

Bezeichnung	Bereich der prozentualen Bandbreite pbw
Schmalbandsignal	< 1%
Breitbandsignal	1% bis 25%
ultra breitbandiges Signal	> 25%

Da die Definition eines ultra breitbandigen Signals einen extrem großen Bereich innerhalb der Aufspaltung der prozentualen Bandbreite pbw einnimmt, ist diese Definition in [9] erweitert worden. Dabei wird ein Frequenzverhältnis br eingeführt, das das Verhältnis der oberen zur unteren Frequenzbandgrenze darstellt:

³HPEM

High Power Electromagnetics

$$br = \frac{f_h}{f_l} = \frac{1 + \frac{pbw}{200}}{1 - \frac{pbw}{200}} \quad (2.2)$$

Damit lassen sich weiterführende Bandbreitenbereiche für ultra breitbandige Signale definieren. Diese Bereiche sind zusammen mit den korrespondierenden prozentualen Bandbreiten *pbw* in Tabelle 2.2 dargestellt.

Tabelle 2.2: Weiterführende Einteilung der prozentualen Bandbreite *pbw* für ultra breitbandige Signale

Bezeichnung	Bereich des Frequenzverhältnisses <i>br</i>	Bereich der prozentualen Bandbreite <i>pbw</i>
Hypoband	≤ 1.01	≤ 1%
Mesoband	1.01 bis 3	1% bis 100%
Sub-Hyperband	3 bis 10	100% bis 163,4%
Hyperband	> 10	> 163,4%

Auch dieser Vorschlag ist in den Entwurf des Standards IEC 61000-2-13 [8] aufgenommen worden. Eine Übersicht über die definierten Bandbreiten von Signalen im Frequenzbereich ist in Bild 2.2 zusammengefasst und dargestellt.

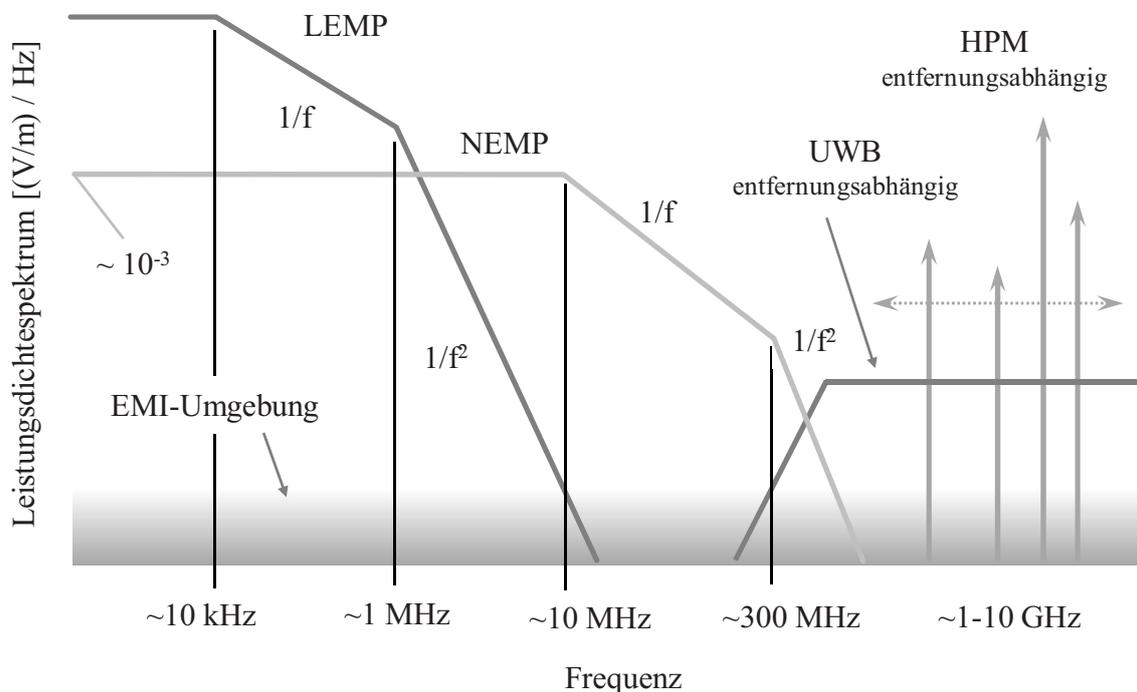


Bild 2.2: Übersicht über die definierten Bandbreiten von Signalen [8]

2.2 Weiterführende Definition von UWB-Pulsen im Zeitbereich

Neben den genormten Vorschriften für ultra breitbandige Signale, die ausschließlich über den Frequenzbereich beschrieben werden, hat sich in der Praxis eine weiterführende Definition für UWB-Pulse herausgebildet, die Zeitbereichskriterien mit einschließt. Generell werden elektromagnetische Pulse (EMP) über eine Pulsform mit den entsprechenden Pulsparametern definiert. Beobachtungen von natürlichen EMP-Ereignissen und numerische Berechnungen möglicher künstlicher Pulsquellen haben gezeigt, dass man prinzipiell drei verschiedene Pulsformen klassifizieren kann:

- gedämpfte Sinus-Schwingungen
- unipolare Pulse
- bipolare Pulse.

Insbesondere kommen in der Untersuchung von EMP-Einflüssen unipolare doppelt-exponentielle Pulsformen zur Anwendung. Diese folgen dem funktionalen Zusammenhang aus Gleichung (2.3) [10]:

$$u(t) = V_p \cdot k \cdot \left(e^{-\frac{t}{b}} - e^{-\frac{t}{a}} \right) \quad (2.3)$$

mit

$$k = \frac{1}{\frac{a \cdot \ln\left(\frac{a}{b}\right)}{e^{b-a}} - \frac{b \cdot \ln\left(\frac{a}{b}\right)}{e^{b-a}}} \quad (2.4)$$

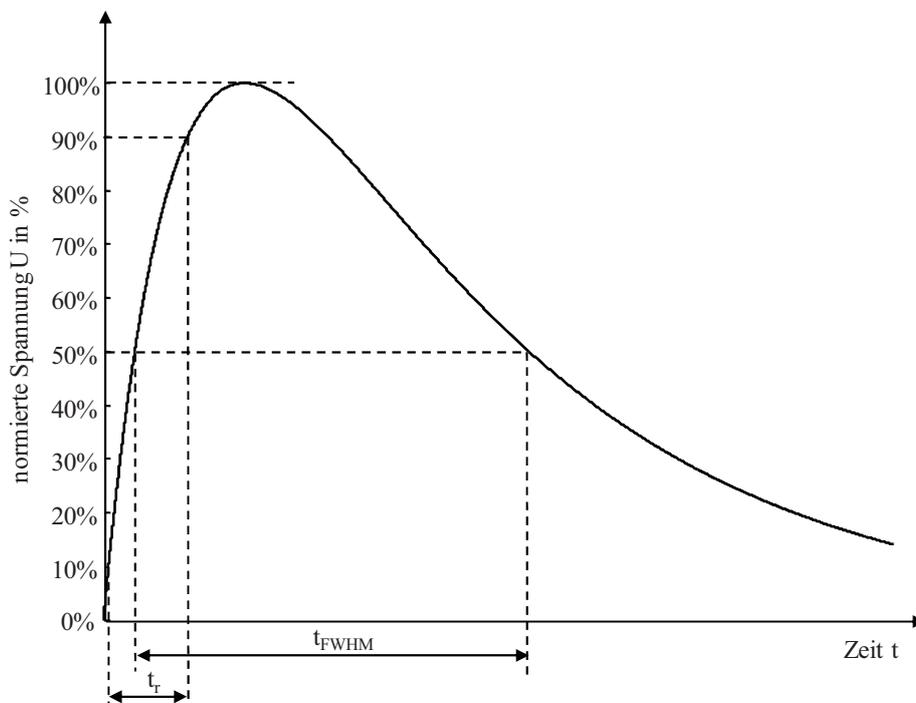


Bild 2.3: Definition der Anstiegszeit t_r und der Pulsbreite t_{FWHM} eines doppelt-exponentiellen Signalverlaufs nach [11]

Dabei bestimmen die Parameter a und b die Anstiegszeit und die Breite des Pulses. Der Parameter k ist ein Normalisierungsfaktor, sodass V_p die maximale Spannungsamplitude des Pulses wiedergibt. Die Definitionen von Anstiegszeit und Pulsbreite sind gemäß [11] in Bild 2.3 dargestellt. Die Anstiegszeit t_r wird dabei als Zeitintervall des Erreichens von 10% bis 90% der Maximalamplitude und die Pulsbreite bzw. Rückenhalbwertszeit t_{FWHM} (FWHM⁴) von 50% bis 50% der Maximalamplitude definiert. Diese Nomenklatur wird auch hier für die Beschreibung von UWB-Pulsen verwendet.

Als ultra breitbandige Pulse werden hierbei Signale betrachtet, die eine Anstiegszeit t_r von unter 200 ps und Pulsbreiten von weniger als 5 ns aufweisen. Damit sind die hier definierten Bedrohungspulse deutlich schneller als alle anderen bisher standardisierten elektromagnetischen Pulse. Tabelle 2.3 zeigt die Pulsparameter von den hier betrachteten UWB-Pulsen im Vergleich mit den sehr ausführlich untersuchten Blitzpulsen (LEMP⁵) und den nuklearelektromagnetischen Pulsen (NEMP⁶).

Tabelle 2.3: Parameter verschiedener elektromagnetischer Pulse nach [12], [13], [14]

Pulsform	Anstiegszeit t_r	Pulsbreite (FWHM)
LEMP	10 μ s	100 μ s
NEMP	5 ns	50 ns
UWB	< 200 ps	< 5 ns

Das resultierende Frequenzspektrum von UWB-Pulsen ergibt sich nach Fouriertransformation von Gleichung (2.3) zu:

$$U(f) = V_p \cdot k \cdot \left(\frac{1}{\frac{1}{b} + j2\pi f} - \frac{1}{\frac{1}{a} + j2\pi f} \right) \quad (2.5)$$

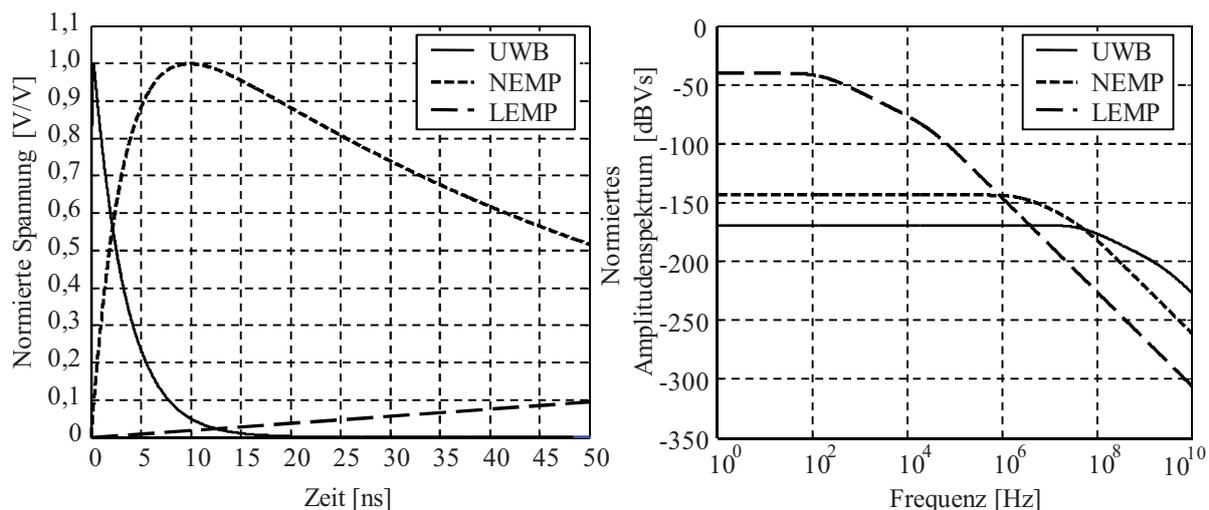


Bild 2.4: Zeitlicher Verlauf verschiedener elektromagnetischer Pulse mit dem dazugehörigen Frequenzspektrum

⁴ FWHM full width at half maximum
⁵ LEMP Lightning Electromagnetic Pulse
⁶ NEMP Nuclear Electromagnetic Pulse

Durch die extrem kurze Anstiegszeit ist das Spektrum von UWB-Pulsen deutlich breiter im Vergleich zu allen anderen bisher betrachteten Pulsen. Der zeitliche Verlauf der in Tabelle 2.3 aufgeführten elektromagnetischen Pulse ist mit normierter Spannungsamplitude in Bild 2.4 mit den dazugehörigen Spektren dargestellt.

2.3 Anwendungsbeispiele der UWB-Technik

Die in den vorangegangenen Abschnitten definierten ultra breitbandigen Signalformen finden in der UWB-Technik ein breites Spektrum an Anwendungsmöglichkeiten. In diesem Abschnitt werden wichtige Beispiele vorgestellt und praktische Anwendungen erläutert, bei denen die UWB-Technik zur Anwendung kommt.

2.3.1 Kommunikationstechnik

Eine der häufigsten Anwendungen der UWB-Technik ist die Nutzung zur Kommunikation [15], [16]. Durch die extrem große Bandbreite stellt die UWB-Kommunikation eine moderne Hochgeschwindigkeitstechnik dar, die die Vorzüge von sehr schnellen Datenverbindungen mit den praktischen Bequemlichkeiten der kabellosen Kommunikation verbindet. Dabei steht je nach Implementierung der Technik eine Vielzahl von Einzelkommunikationskanälen zur Verfügung. Dadurch können Datenkanäle anwendungsspezifisch gebündelt werden und gewährleisten somit eine variable Datenübertragungsrate. Üblicherweise verwenden UWB-Kommunikationssysteme moderate bis geringe Sendepiegel von einigen Volt Spannungsamplitude. Die abgestrahlte Leistung beträgt in diesen Fällen nur einige Milliwatt. Sie zielt damit eher auf eine Nahbereichskommunikation, im Gegensatz zu GSM- bzw. UMTS-Netzen [17].

2.3.2 Radartechnik

In der Radartechnik werden UWB-Pulssignale für hochauflösende Radarsysteme eingesetzt [18]. Prinzipbedingt erhöht sich die Tiefenauflösung eines Radarsystems bei Verringerung der Pulsbreiten. Solche Radarsysteme können daher zum Beispiel in geologischen Bodenanalysen eingesetzt werden. Weiterführende Systeme setzen die UWB-Radartechnik auch für die Detektion von im Boden vergrabenen Minen ein, um diese unschädlich machen zu können. Aber auch in der Verkehrstechnik stellen UWB-Radare eine neue Möglichkeit der Umfelderkassung von Teilnehmern des Straßenverkehrs dar.

Ein neues Anwendungsgebiet von UWB-Radarsystemen ist das sogenannte „Through-the-wall-imaging“ [19]. Dabei werden durch die hohe Tiefenauflösung der UWB-Radarsysteme Echos von Objekten hinter Wänden erstellt, die anschließend einer weiteren Auswertung unterzogen werden. Solche Systeme sollen von Polizei- und Sicherheitskräften eingesetzt werden, um beispielsweise bei Geiselnahmen den Zugriff auf die kriminellen Täter zu vereinfachen.

Die Amplituden der UWB-Signale, die in solchen Radarsystemen eingesetzt werden, müssen aufgrund der notwendigen Restamplituden der reflektierten Signale um ein Vielfaches höher sein, als dies beispielsweise bei der UWB-Kommunikation notwendig ist. Hier sind Amplituden bis in den Kilovolt-Bereich üblich.

2.3.3 Medizintechnik

Auch in der Medizin bietet die Ultrawideband-Technik ein sehr hohes Innovationspotential. Ein Ansatz ist der gezielte Einsatz von gepulsten UWB-Signalen bei der Behandlung von

Krebserkrankungen [20], [21]. Weiterhin wird an neuen bildgebenden Verfahren geforscht, um die bekannten Verfahren der Kernspintomographie oder der Ultraschalltechnik weiter zu ergänzen [22].

Viele Anwendungen der UWB-Technik im Medizinbereich lassen sich mit der UWB-Radartechnologie vergleichen. Da jedoch die Abstände der Reflektionsmedien, wie Haut-, Fett- und Knochenschichten, deutlich geringer sind als in typischen UWB-Radarszenarien, sind die hier eingesetzten Amplituden auch etwas geringer. Bei diesen Anwendungen liegen die Amplituden im Hundert-Volt-Bereich.

2.3.4 Absichtlich hervorgerufene elektromagnetische Störungen

Absichtlich hervorgerufene elektromagnetische Störungen stellen eine besondere Klasse der UWB-Anwendungen dar. Ziel ist es hierbei, elektronische Systeme durch den gerichteten Einsatz von UWB-Signalen zu stören oder zu beschädigen. Die dabei verwendeten Leistungen und Amplituden sind um mehrere Größenordnungen höher als in herkömmlichen UWB-Anwendungen. Unter dem Begriff IEMI⁷ findet man in der Literatur eine Vielzahl von Untersuchungen, die sich mit dem absichtlichen Stören von elektronischen Geräten durch ultra breitbandige Signale beschäftigen [23], [24], [25], [26]. Diese Untersuchungen zeigen sehr deutlich, dass die technischen Voraussetzungen vorhanden sind, UWB-Störungen mit ausreichender Amplitude zu erzeugen. Darüber hinaus ist gezeigt worden, dass diese Signale in der Lage sind, elektronische Einrichtungen in besonderem Maße zu stören.

2.4 Abschätzung des Gefahrenpotentials durch UWB-Störungen

Besonders die letztgenannte Anwendung, UWB-Signale mit hohen Amplituden in krimineller Weise gegen elektronische Systeme einzusetzen, ist eine der Motivationen, sichere Schutzkonzepte gegen solche UWB-Störungen zu entwickeln. Um deutlich zu machen, welchen Einfluss UWB-Störungen auf die Funktionalität von elektronischen Systemen haben, soll im Folgenden eine Abschätzung des Gefahrenpotentials für elektronische Systeme und Komponenten getroffen werden. Dabei werden zunächst das offensichtliche Verhalten von elektronischen Gesamtsystemen und die Zuverlässigkeit von typischen Anwendungen unter UWB-Bedingungen beschrieben. Anschließend wird das Verhalten von einzelnen elektronischen Komponenten, wie z.B. einzelne Bauelemente oder integrierte Schaltkreise, dargestellt. Zuletzt wird das Kapitel mit einer Bewertung des Gefahrenpotentials von ultra breitbandigen Störungen abgeschlossen.

2.4.1 Elektronische Gesamtsysteme und Anwendungen

Die Auswirkungen von ultra breitbandigen Störungen mit hohen Amplituden auf elektronische Gesamtsysteme und eine Vielzahl von typischen damit verbundenen Anwendungen sind in der jüngsten Forschung mehrfach untersucht worden. Das zunächst vorrangige Interesse dieser Untersuchungen bestand darin, die Größenordnungen von Feldstärken bzw. Störspannungsamplituden zu ermitteln, bei denen die Funktionalität des Gesamtsystems vollständig zum Erliegen kommt. In [27] bzw. [28] sind solche Tests anhand von Computersystemen für den Heimbereich sowohl mit ultra breitbandigen Störpulsen als auch mit hochfrequenten Mikrowellenpulsen durchgeführt worden. Grundlegend konnte gezeigt werden, dass die getesteten Geräte generell durch die Störsignale zum Ausfall gebracht werden konnten. Während die absolut notwendigen Feldstärken zur Störung der Testsysteme bei der Beaufschlagung mit Mikrowellenpulsen etwas geringer sind als bei

⁷ IEMI Intentional Electromagnetic Interferences

UWB-Störungen, sinkt die Tendenz der Störanfälligkeit bei Beaufschlagung mit Mikrowellenpulsen bei steigender Generation der Computersysteme. Die Ergebnisse bei Beaufschlagung mit UWB-Störungen zeigen jedoch genau eine entgegengesetzte Tendenz. Je neuer die Computergenerationen werden, desto störanfälliger verhalten sie sich gegenüber ultra breitbandigen Störungen. Dabei sind absolute Feldstärken von ca. 22 kV/m notwendig gewesen, um die ältesten Computergenerationen zum Ausfall zu bringen, bis hin zu etwa 3 kV/m, die für die modernsten in dieser Untersuchung getesteten Geräte notwendig waren. Die Tendenz zeigt jedoch, dass noch aktuellere Computersysteme eine noch geringere Störschwelle aufweisen werden.

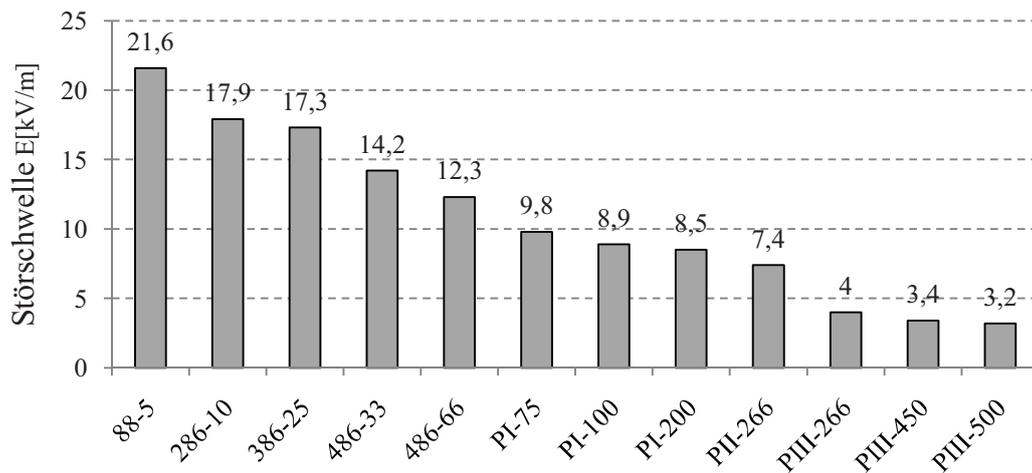


Bild 2.5: Störschwellen von verschiedenen PC-Generationen bei Beaufschlagung von doppelt-exponentiellen UWB-Störungen (Pulsparameter: $t_r = 100$ ps, $t_{fwhm} = 2,5$ ns) [27]

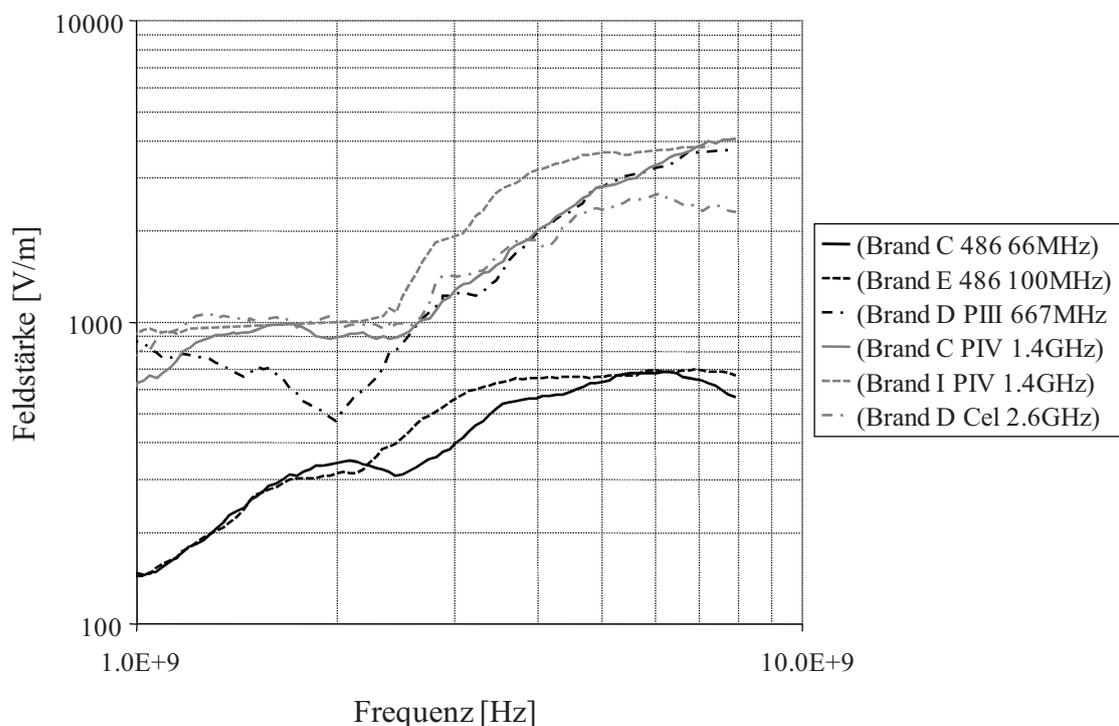


Bild 2.6: Störfeldstärken von modernen Computersystemen durch hochfrequente Störpulse [28]

Neben dem Verhalten von Gesamtsystemen spielt die Zuverlässigkeit von grundlegenden Anwendungen eine mindestens genau so große Rolle. Im Vordergrund vieler Untersuchungen stand dabei insbesondere das Verhalten von kabelgebundenen sowie kabellosen Kommunikationssystemen. Da die UWB-Technik selbst für den Einsatz kabelloser Kommunikationsanwendungen mit hohen Datenraten dienen soll, ist der Einfluss dieser Technik auf etablierte Funkkommunikationstechniken wie z.B. GSM⁸ oder UMTS⁹ eher gering [29].

2.4.2 Mikrocontroller und Mikrocontroller-Platinen

Nachdem gezeigt werden konnte, dass ultra breitbandige Störpulse grundsätzlich in der Lage sind, elektronische Gesamtsysteme zu stören und somit die damit verbundenen Anwendungen zum Ausfall bringen, sind die Ursachen der Ausfallerscheinungen detailliert untersucht worden. Dazu wurden die komplexen Systeme immer weiter vereinfacht und hinsichtlich des UWB-Verhaltens charakterisiert. In Anlehnung an die Untersuchungen aus [27] sind in [30] verschiedene Mikroprozessorplatinen mit UWB-Pulsfeldern variabler Feldstärke beaufschlagt worden. Ziel war es, die Bereiche der Störfeldstärken zu ermitteln, bei denen die Testplatinen unbeeinflusst bleiben, das Verhalten durch steigende Verarbeitungsfehler langsam verschlechtert wird oder es zum vollständigen Ausfall der Mikroprozessorplatinen kommt. In Bild 2.7 sind diese Bereiche für drei exemplarische Testplatinen dargestellt. Die hier festgestellten Ausfallfeldstärken entsprechen je nach Technologiefamilie in etwa der Größenordnung der Störfeldstärken von vollständigen Computersystemen.

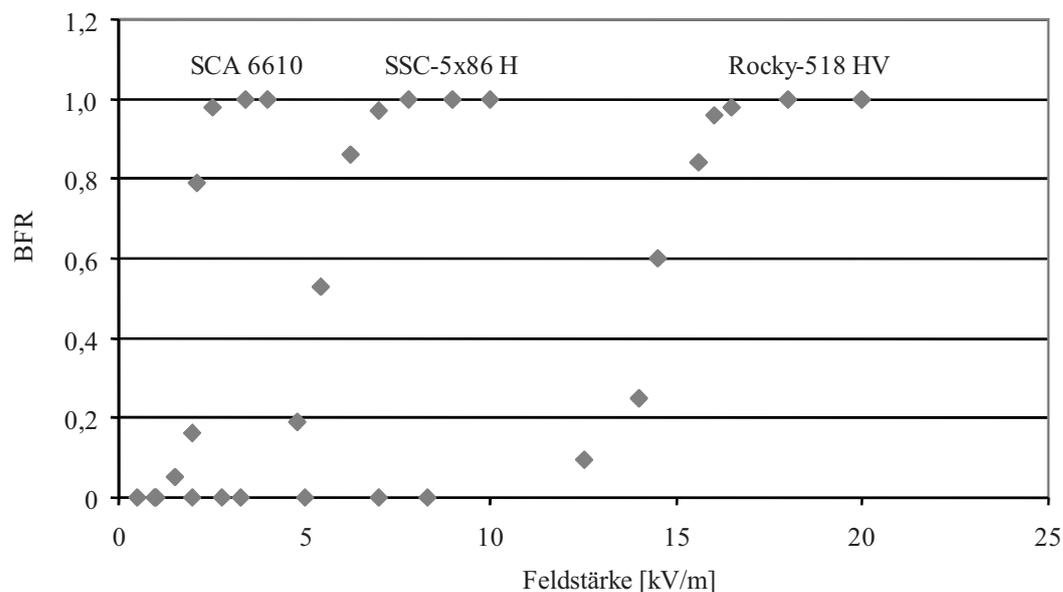


Bild 2.7: Ausfallraten von verschiedenen Mikroprozessorplatinen [30]

Da sich die Auswirkungen eingekoppelter UWB-Störungen im Gesamtsystem sehr häufig durch Fehlverhalten des Mikroprozessors bzw. Mikrocontrollers äußern, wurden eingehendere Untersuchungen mit diesen Baugruppen unternommen. Dabei wurde unter anderem die Anfälligkeit von Mikrocontrollern und deren Beeinflussung an den unterschiedlichen Ein- und Ausgangsanschlüssen untersucht [31], [32]. In diesem Falle sind die notwendigen Spannungspegel ermittelt worden, die die gewählten Bauteile zum Ausfall bringen. Besonders bemerkenswert bei diesen Untersuchungen sind die deutlich geringeren

⁸ GSM Global System for Mobile Communications

⁹ UMTS Universal Mobile Telecommunications System

Spannungspegel, die notwendig sind, um Mikrocontroller direkt an den Ein- und Ausgängen zu stören. Dies ist besonders bei der Entwicklung von Schutzkonzepten gegen eingekoppelte UWB-Störung von großer Bedeutung.

Bild 2.8 zeigt die Ergebnisse für typische Ausfallschwellen von Mikrocontrollern bei Beaufschlagung von ultra breitbandigen Störungen mit variabler Impulsrepetitionrate auf verschiedene Ein- und Ausgangsanschlüsse von Mikrocontrollern.

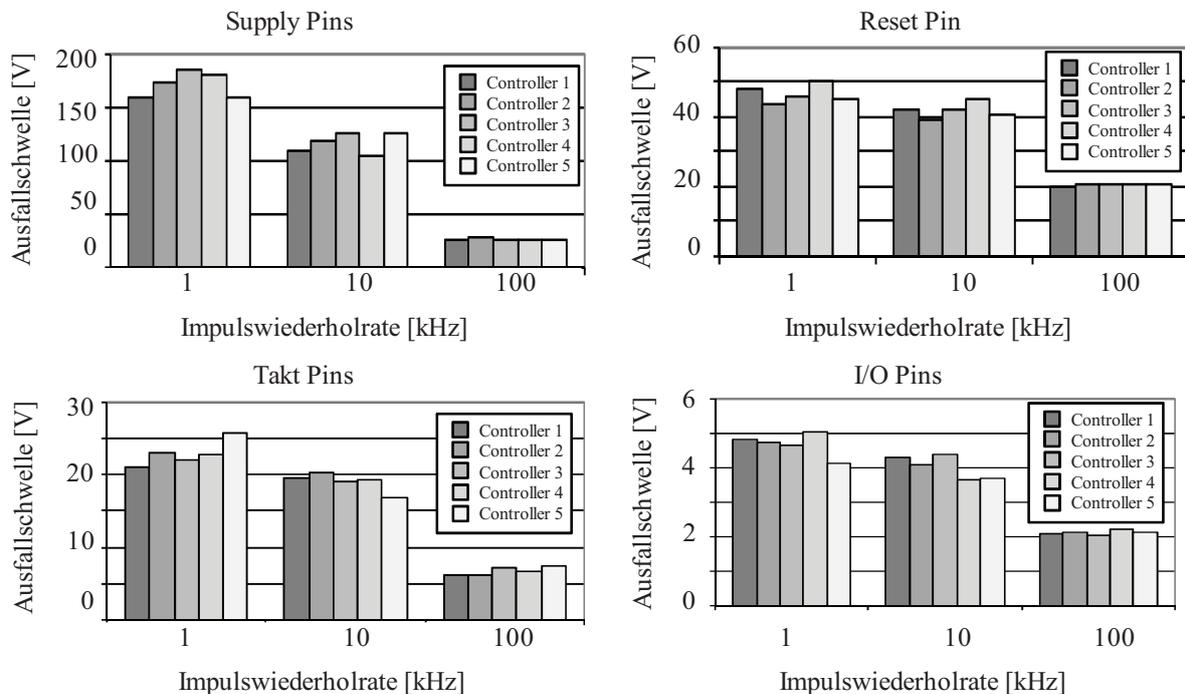


Bild 2.8: Ausfallschwellwerte von Mikrocontrollern bei Beaufschlagung von UWB-Störungen mit variabler Impulsrepetitionrate auf verschiedene Ein- und Ausgangsanschlüsse [32]

2.4.3 Baugruppen und integrierte Schaltkreise

Die Beeinflussung von Baugruppen und integrierten Schaltkreisen durch eingekoppelte UWB-Störungen stellt letztlich das einfachste Glied innerhalb eines elektronischen Gesamtsystems dar. Werden diese Elemente gestört oder gar zerstört, ist ein fehlerfreies Funktionieren des Gesamtsystems ohne besondere Maßnahmen nicht mehr möglich. Grundlegende Untersuchungen bezüglich der Zerstörungswirkung von feldgeführten UWB-Pulsen auf verschiedene Schaltkreise sind in [33] vorgestellt worden. Es konnte gezeigt werden, dass thermische Zerstörungen der Mikroleiterbahnen innerhalb des Schaltkreises die Ursache für die Zerstörung darstellt. Weiterführend wurde in [34] die Möglichkeit gezeigt, dieses Verhalten innerhalb der Bauteile mithilfe der finiten Differenzenmethode zu simulieren und so Schwachstellen des Schaltkreisdiseigns hinsichtlich der Störbeeinflussung durch UWB-Pulse aufzuzeigen.

Der Zusammenhang von Störpulsparametern, wie z.B. Amplitude, Pulsdauer oder Pulswiederholrate, sind für verschiedene Baugruppen und Schaltkreise untersucht worden. In [35] und [36] wurde das Stör- und Zerstörverhalten von typischen CMOS¹⁰- und TTL¹¹-Bauteilen untersucht. Diese Studie wurde in [37] für Feldexpositionen von ultra breitbandigen

¹⁰ CMOS Complementary Metal Oxide Semiconductor

¹¹ TTL Transistor-Transistor-Logik

Störimpulsen fortgesetzt. Auch hierbei hat sich gezeigt, dass integrierte Logikbausteine durch äußere UWB-Feldeinflüsse sehr stark zu beeinträchtigen sind.

2.4.4 Fazit

Die in diesem Abschnitt dargestellten Beispiele zeigen in voller Breite die Auswirkungen von ultra breitbandigen Störungen auf allen Ebenen von elektronischen Systemen. Seien es einzelne Bauelemente bzw. -gruppen, elektronische Teil- oder Gesamtsysteme oder letztlich die Anwendung, die auf dieser Elektronik aufbaut. Alle Bereiche können durch UWB-Störungen beeinflusst werden. Gleichzeitig zeigen diese Beispiele, dass Schutzkonzepte, wenn diese denn gegen andere Störungen in den gezeigten Systemen eingesetzt wurden, gegen UWB-Störungen nur eine unzureichende Schutzwirkung aufzeigen.

3 Beschreibung von eingekoppelten UWB-Störungen auf PCB-Ebene

Die Auswirkungen von ultra breitbandigen Störungen konnten im vorangegangenen Kapitel sowohl für alle Ebenen von elektronischen Systemen gezeigt werden, als auch für die Anwendungen, die letztlich auf den elektronischen Systemen aufsetzen. In diesem Kapitel soll der Focus auf die eigentliche Ursache der Störungen und Ausfälle von elektronischen Systemen gelegt werden. Letztendlich werden Störungen eines Systems durch Störsignale hervorgerufen, die sich durch Einkoppelvorgänge innerhalb des elektronischen Systems auf den Leitungen bilden und somit elektronische Bauteile in Bereiche außerhalb ihres normalen Betriebes bringen. Daher sollen hier die resultierenden Störsignale auf den Leitungen zunächst theoretisch beschrieben werden. Durch die moderne Bauweise von elektronischen Systemen wird dabei insbesondere die Ausbreitung auf gedruckten Schaltungen (PCB-Leitungen) analysiert und diskutiert. Am Ende dieses Kapitels liegt eine mathematische Beschreibung von eingekoppelten ultra breitbandigen Pulsen vor, die als Ursache für eine Verschlechterung der EMV von elektronischen Systemen sowie als Grundlage für die Entwicklung von Schutzmaßnahmen angenommen werden kann.

3.1 Koppelmechanismen in komplexe elektronische Systeme

Der Einkoppelvorgang eines äußeren elektromagnetischen Feldes hin zu Strom- und Spannungsverläufen auf einzelnen Leitungen innerhalb eines elektronischen Systems kann vereinfacht in zwei Abschnitte aufgeteilt werden. Erstens in die Dämpfung des äußeren elektromagnetischen Feldes hin zum systeminneren Feld, z.B. innerhalb eines abgeschirmten Gehäuses, und zweitens in die Kopplung des inneren Feldes auf die Leitungsebene. Tatsächlich sind die Zusammenhänge der Kopplung zwischen einem äußeren elektromagnetischen Feld und den dadurch resultierenden Störsignalen auf Leitungsebene im Inneren eines elektronischen Systems deutlich komplexer. Leitungsgeführte Störungen können ebenfalls zu Abstrahlungen innerhalb des Systems führen, die an anderer Stelle im System zu veränderten Einkopplungen auf den Signalleitungen führen. Gleichzeitig können feldinduzierte Oberflächenstromverteilungen auf dem Schirmgehäuse des Systems zu veränderten Potentialen auf Leitungsebene führen. Die Hauptkoppeleinflüsse dominieren jedoch diese sekundären Koppeleffekte in der Art, dass diese in den meisten Einkoppelbetrachtungen vernachlässigt werden können. Für eine sinnvolle Abschätzung von eingekoppelten Störungen auf Leitungsebene werden daher zum einen die Schirmdämpfung als Maß für das Koppelverhalten eines äußeren hin zu einem systeminneren Feld erläutert, zum anderen das Koppelverhalten von feldgeführten systeminneren Störungen hin zu Strom- und Spannungsstörungen auf Leitungsebene.

3.1.1 Feldeinkopplungen in ein geschirmtes elektronisches System

Die Schirmung eines Gehäuses kann durch den Schirmfaktor Q beschrieben werden, der das Verhältnis zwischen innerem und äußerem Feld darstellt [38]:

$$\underline{Q}_H = \frac{\underline{H}_i}{\underline{H}_a} \quad (3.1)$$

bzw.

$$\underline{Q}_E = \frac{\underline{E}_i}{\underline{E}_a}. \quad (3.2)$$

Neben dem Schirmfaktor wird in der Praxis häufiger die sogenannte Schirmdämpfung definiert:

$$a_{s,H} = \lg\left(\frac{1}{|Q_H|}\right) dB \quad \text{bzw.} \quad a_{s,E} = \lg\left(\frac{1}{|Q_E|}\right) dB \quad (3.3)$$

Die Schirmdämpfung stellt eine sehr wichtige Kenngröße eines Systems dar. Sie bestimmt in sehr starkem Maße die Störfestigkeit eines elektronischen Systems gegenüber äußeren elektromagnetischen Störfeldern. Idealerweise sollte ein System vollständig von äußeren elektromagnetischen Feldern abgeschirmt sein, um eine höchstmögliche Störfestigkeit zu gewährleisten. Das ist jedoch aus praktischen und ökonomischen Gründen nur sehr selten möglich. Einerseits sind Kabeldurchführungen, z.B. Datenverbindungen in das System hinein und aus dem System heraus, erforderlich, die die Schirmung aufbrechen. Andererseits ist eine vollständige Schirmung u.a. mit Mehrkosten und höherem Gewicht verbunden.

Für die Berechnung der Schirmdämpfung eines Gehäuses sind die Feldstärken im Inneren des Gehäuses zu bestimmen. Diese Feldverteilung kann grundsätzlich durch die Lösung der Maxwell'schen Gleichungen berechnet werden. Die räumliche Verteilung der magnetischen Feldstärke $\underline{H}(x,y,z)$ sowie der elektrischen Feldstärke $\underline{E}(x,y,z)$ wird durch die partiellen Differenzialgleichungen (3.4) und (3.5) beschrieben:

$$\Delta \underline{H} = j\omega\sigma\mu\underline{H} + (j\omega)^2 \varepsilon\mu\underline{H} \quad (3.4)$$

$$\Delta \underline{E} = j\omega\sigma\mu\underline{E} + (j\omega)^2 \varepsilon\mu\underline{E}. \quad (3.5)$$

Unter der Annahme des verlustfreien Luftraums, kann deren Leitfähigkeit σ im Außen- und Innenraum des Systems zu Null gesetzt werden:

$$\Delta \underline{H}_a = (j\omega)^2 \varepsilon\mu\underline{H}_a \quad (3.6)$$

$$\Delta \underline{E}_a = (j\omega)^2 \varepsilon\mu\underline{E}_a. \quad (3.7)$$

Wenn weiterhin der Verschiebungsstrom innerhalb der Schirmwand gegenüber dem Leitungsstrom vernachlässigt werden kann ($|\sigma| \gg |j\omega\varepsilon|$), ergibt sich für die Feldstärken folgender Zusammenhang:

$$\Delta \underline{H}_s = j\omega\sigma\mu \underline{H}_s \quad (3.8)$$

$$\Delta \underline{E}_s = j\omega\sigma\mu \underline{E}_s. \quad (3.9)$$

Die Gleichungen (3.8) und (3.9) müssen mit den Randbedingungen gelöst werden, dass die tangentialen Feldkomponenten des E- und H-Feldes an den Oberflächen des Schirms einen stetigen Übergang besitzen (vgl Bild 3.1):

$$E_a^t = E_{sa}^t \quad \text{bzw.} \quad E_i^t = E_{si}^t \quad (3.10)$$

$$H_a^t = H_{sa}^t \quad \text{bzw.} \quad H_i^t = H_{si}^t . \quad (3.11)$$

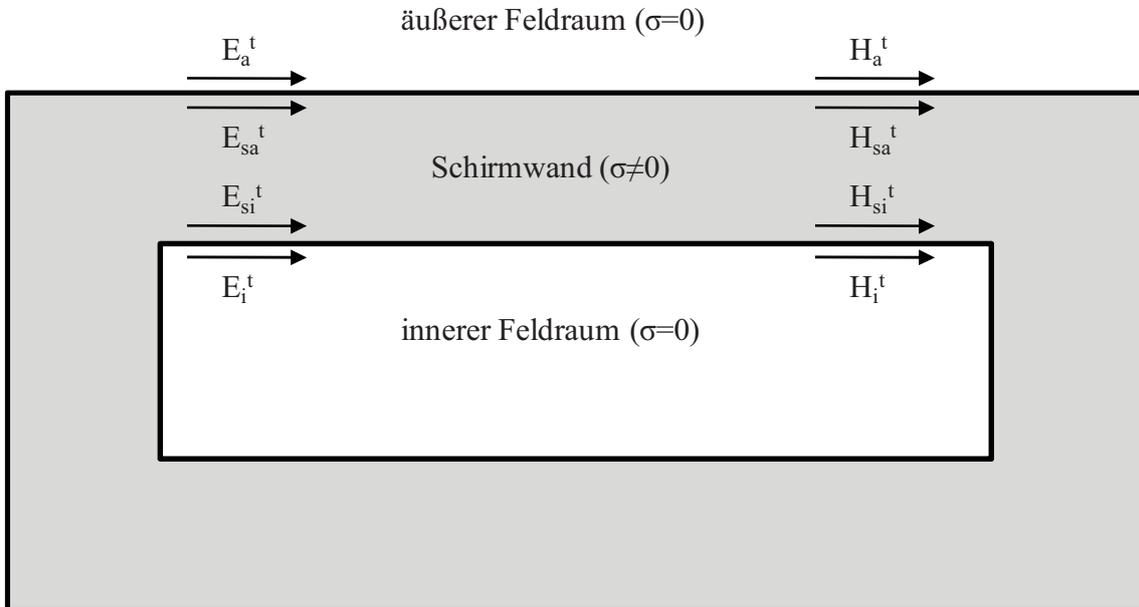


Bild 3.1: Definition der Nomenklatur für das elektrische und magnetische Feld am Rand eines Schirmgehäuses

Analytisch lassen sich die Feldverteilungen mit den Gleichungen (3.8) und (3.9) nur für geometrisch einfache Anordnungen lösen [39]. Für deutlich komplexere Strukturen kann die Schirmwirkung daher nur über numerische Lösungen oder durch reale Messungen bestimmt werden.

3.1.2 Leitungseinkopplungen durch Feldexpositionen

Die Berechnungen der Spannungs- und Stromverläufe auf Leitungsstrukturen, die durch äußere elektromagnetische Felder eingekoppelt werden, gehen ebenfalls auf das Lösen der Maxwell'schen Gleichungen mit vorgegebenen Randbedingungen zurück. In der Regel wird aus den Maxwell'schen Gleichungen mithilfe Greenscher Funktionen für den freien Raum und den Randbedingungen für dünne Drähte eine Integralgleichung für das elektrische Feld abgeleitet [41]. Eine Integralgleichung, die für die Berechnung von ideal leitfähigen Strukturen herangezogen wird, ist die elektrische Feldintegralgleichung (EFIE¹²). Wird eine Leitungsstruktur im freien Raum einem elektromagnetischen Wechselfeld (E_i , H_i) ausgesetzt, erzeugt dieses auf der Oberfläche der Leitungen einen Strom mit der Dichte J_S . Dadurch erzeugt die Leitungsstruktur ihrerseits ein Streufeld ($E_{Str}(J_S)$, $H_{Str}(J_S)$), das abhängig ist von der ortsabhängigen Stromdichte J_S . Weiterhin gilt bei ideal leitfähigen Materialien ($\sigma \rightarrow \infty$), dass die tangentielle Komponente der elektrischen Feldstärke E^t an der Oberfläche der Struktur gleich Null ist [40]. Die Stromdichte J_S muss sich demnach so gestalten, dass sich die tangentielle Komponente des elektrischen Streufeldes E_{Str}^t , welches durch die Stromdichte J_S hervorgerufen wird, und die tangentielle Komponente des anregenden äußeren elektrischen Feldes E_i^t gegenseitig aufheben:

¹² EFIE

Electric Field Integral Equation

$$E^t = (E_i + E_{Str}(J_S))^t = 0 . \quad (3.12)$$

Das durch die Stromdichte J_S hervorgerufene elektrische Streufeld $E_{Str}(J_S)$ lässt sich durch Herleitung aus den Maxwell'schen Gleichungen in folgender integraler Form darstellen [41]:

$$E_{Str}(J_S) = -\frac{j\omega\mu}{4\pi} \int_S G(r, r') J_S(r') dS' - \frac{j}{4\pi\omega\epsilon} \text{grad} \int_S G(r, r') \text{div}' J_S(r') dS' . \quad (3.13)$$

Durch die Randbedingung aus Gleichung (3.12) ergibt sich zusammen mit Gleichung (3.13) die Integralgleichung des elektrischen Feldes (EFIE):

$$E_i^t = \left(\frac{j\omega\mu}{4\pi} \int_S G(r, r') J_S(r') dS' - \frac{j}{4\pi\omega\epsilon} \text{grad} \int_S G(r, r') \text{div}' J_S(r') dS' \right)^t . \quad (3.14)$$

Die Lösung des anfänglichen Problems der Berechnung der Stromverteilung bzw. unter Berücksichtigung eines bekannten Widerstandsbelags der Spannungsverteilung auf Leiterstrukturen ist somit auf die EFIE zurückgeführt. Auch bei diesem Ansatz sind analytische Lösungen für praktisch relevante Anordnungen meistens nicht geschlossen möglich, sodass auch hierbei auf numerische Näherungslösungen zurückgegriffen wird.

3.2 Ausbreitung von UWB-Störungen auf PCB-Leitungen

Neben den Betrachtungen der Schirmwirkung eines Systems und den anschließenden Einkoppelvorgängen auf die Leitungsebene durch feldgeführten Störungen in ein komplexes System wird in diesem Abschnitt die Ausbreitung der eingekoppelten leitungsgebundenen Störungen auf PCB-Ebene erläutert. Dabei werden folgende Leitungsparameter auf PCB-Ebene in Betracht gezogen:

- Dispersion,
- Filterung,
- Kopplung,
- Dämpfung.

Letztlich bewirken Leitungsparameter eine Veränderung des eingekoppelten Störsignals $u_{Koppel}(t)$ auf dem Ausbreitungsweg hin zum empfindlichen Bauteil, das bei Fehlverhalten zu einer Funktionsbeeinflussung des Systems führen kann. Mathematisch kann der Einfluss der Leitungsparameter wie bei der Betrachtung des Einkoppelvorgangs durch zusätzliche Transferfunktionen innerhalb der Gesamttransferfunktion des Systems beschrieben werden. Dadurch kann das resultierende Störsignal noch genauer beschrieben werden. Nachfolgend werden die Leitungsparameter bzw. die resultierenden Transferfunktionen in Bezug auf die Ausbreitung von eingekoppelten UWB-Pulsen beschrieben und diskutiert. Dabei können jedoch PCB-Leitungen nicht als reine TEM-Wellenleiter betrachtet werden, da Mikrostreifenleitungen kein homogenes Dielektrikum im felderfüllten Leitungsquerschnitt besitzen. Dadurch bilden sich über das gesamte Frequenzspektrum hybride Wellen auch mit elektrischen und magnetischen Teilkomponenten in Ausbreitungsrichtung. Da somit die Leiterströme und die Potentiale auf der PCB-Leitung in Ausbreitungsrichtung nicht mehr

eindeutig definiert werden können, ist somit auch der Wellenwiderstand Z_L nicht mehr eindeutig definiert. Es kann der hybriden Welle lediglich eine frequenzabhängige Phasengeschwindigkeit zugeordnet werden.

Die nachfolgenden Berechnungsvorschriften geben für Frequenzen unterhalb von 10 GHz hinreichend genaue Ergebnisse wieder, wobei Leiterbreite und Substratdicke deutlich kleiner sind als die betrachteten Wellenlängen. Für die Analyse von eingekoppelten UWB-Pulsen ist diese Bedingung erfüllt.

3.2.1 Dämpfung und Dispersion

Der Einfluss der Dämpfung und der frequenzabhängigen Ausbreitungsgeschwindigkeit kann in der Übertragungsfunktion eines Signals einfach mit Berücksichtigung der Leitungsparameter gemäß Gleichung (3.15) erfolgen:

$$U_{out}(j\omega) = U_{in}(j\omega) \cdot e^{-\gamma L} \quad (3.15)$$

$U_{in}(j\omega)$ ist dabei das komplexe Spektrum eines beliebigen Zeitsignals $u_{in}(t)$ und $U_{out}(j\omega)$ ist das Ausgangsspektrum nach Übertragung auf einer PCB-Leitung der Länge L . Die Ausbreitungskonstante γ setzt sich aus der Dämpfungskonstanten α und der Phasenkonstanten β gemäß Gleichung (3.16) zusammen:

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (3.16)$$

3.2.1.1 Beschreibung der Frequenzabhängigkeit von PCB-Leitungen

Sowohl die Dämpfungskonstante α als auch die Ausbreitungskonstante β sind für reale Leitungen frequenzabhängig. Die Frequenzabhängigkeit resultiert daher, dass sich, wie eingangs erwähnt, auf PCB-Leitungen keine reinen TEM-Wellen ausbilden, sondern vielmehr Quasi-TEM-Wellen mit frequenzabhängiger Phasengeschwindigkeit $v_p(f)$. Die Phasengeschwindigkeit berechnet sich nach Gleichung (3.17) aus Division der Lichtgeschwindigkeit im Vakuum c mit der Wurzel aus der sogenannten effektiven Dielektrizitätszahl ϵ_{re} :

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (3.17)$$

Die effektive Dielektrizitätszahl ersetzt dabei das geschichtete Dielektrikum der Mikrostreifenleitung aus Substrat und Luft zu einem homogenen Dielektrikum, wodurch Leitungsparameterberechnungen auf TEM-Wellenleiter abgebildet werden können. Bild 3.2 verdeutlicht die Definition der effektiven Dielektrizitätszahl ϵ_{re} sowie der Leiterbahnbreite w , der Substrathöhe h und der Leiterbahndicke t einer PCB-Leitung. Die Bestimmung der effektiven Dielektrizitätszahl ϵ_{re} ist dabei von den geometrischen Parametern der PCB-Leitung abhängig [42].

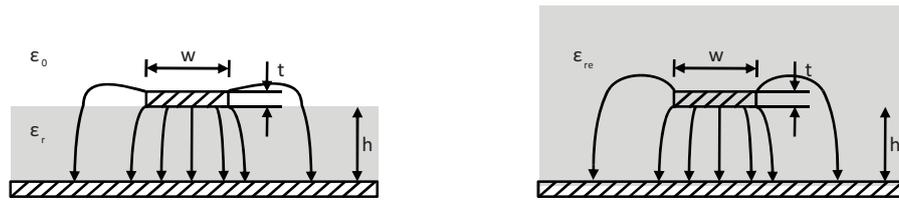


Bild 3.2: Definition der Parameter von Mikrostreifenleitungen (links) und einer äquivalenten Darstellung mit homogenem Dielektrikum

Da durch die Charakteristik der Quasi-TEM-Wellen die Phasengeschwindigkeit v_p frequenzabhängig ist, ist somit auch die effektive Dielektrizitätszahl ϵ_{re} und alle von ihr abhängigen Parameter frequenzabhängig. Die Berechnung von $\epsilon_{re}(f)$ erfolgt nach [43] auf Funktionalapproximationen bekannter Grenzfälle bzw. von numerischen Ergebnissen von genauen Hybridwellenanalysen. Die Dispersion der effektiven Dielektrizitätszahl ϵ_{re} und der damit verbundenen frequenzabhängigen Phasengeschwindigkeit v_p gemäß Gleichung (3.17) sind in Bild 3.3 für unterschiedliche Leiterbahnbreiten w als Funktion der Frequenz f dargestellt.

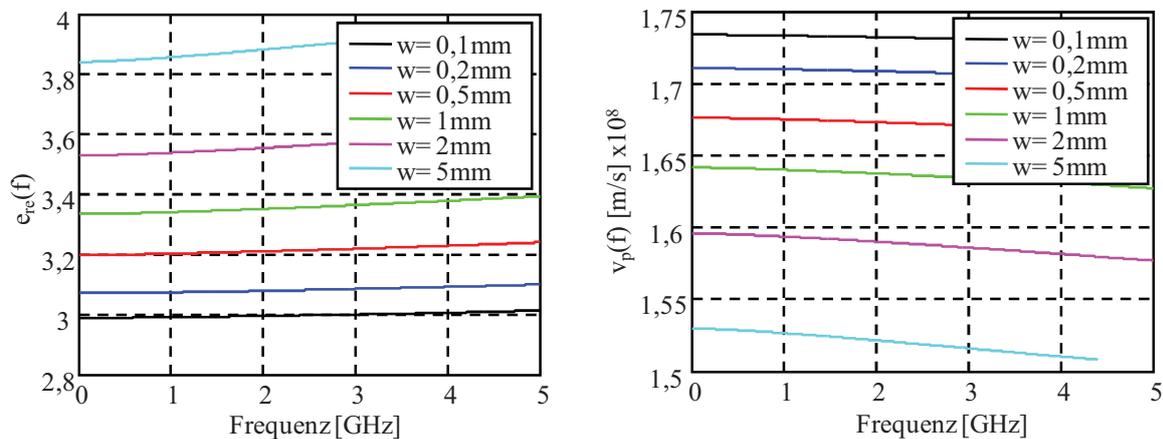


Bild 3.3: Dispersion der effektiven Dielektrizitätszahl ϵ_{re} (links) und der Phasengeschwindigkeit v_p (rechts) einer Mikrostreifenleitung mit einer Dielektrizitätskonstanten von $\epsilon_r=4,7$, einer Substrathöhe von $h=1,57$ mm und einer Leiterbahndicke von $t=35$ μm für unterschiedliche Leiterbahnbreiten w als Funktion der Frequenz f

3.2.1.2 Dämpfung von PCB-Leitungen

Die Verluste α aus Gleichung (3.16) setzen sich gemäß Gleichung (3.18) aus zwei Anteilen zusammen, zum einen aus den ohmschen Verlusten α_L und zum anderen aus den Verlusten im dielektrischen Material α_D . Die ohmschen Verluste machen dabei den größeren Anteil aus.

$$\alpha = \alpha_L + \alpha_D \quad (3.18)$$

Beide Werte für α_L und α_D werden mit Näherungsgleichungen aus dynamischen Analyseverfahren beschrieben [42] und sind durch deren Abhängigkeit der frequenzabhängigen effektiven Dielektrizitätszahl ϵ_{re} ebenfalls frequenzabhängig. Bild 3.4 zeigt exemplarisch den Verlauf der Beläge der Dämpfungskonstanten α_L und α_D für eine Mikrostreifenleitung auf dem oft verwendeten Substrat *FR4* in Abhängigkeit der Leiterbreite und der Frequenz.

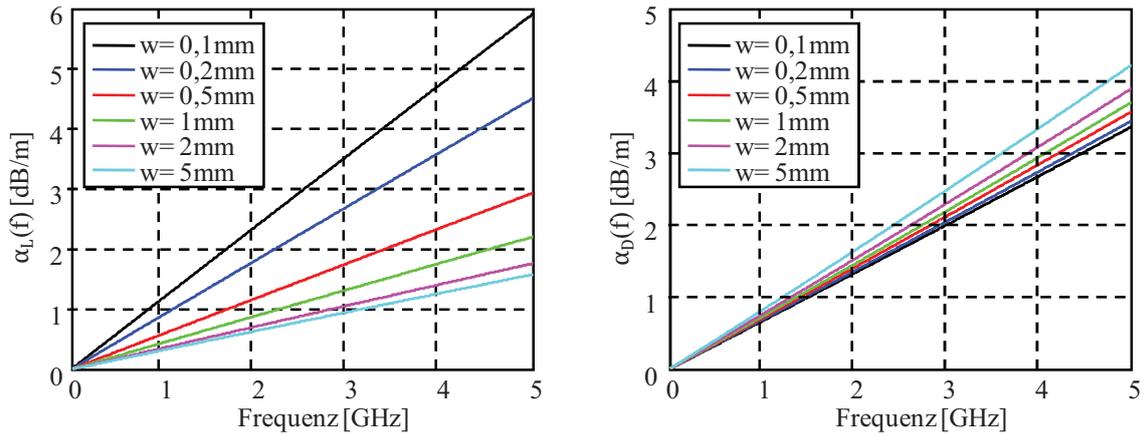


Bild 3.4: Dämpfungskonstante α_L (links) und dielektrischer Verlustfaktor α_D (rechts) für eine Mikrostreifenleitung mit einer Dielektrizitätskonstanten von $\epsilon_r=4,7$, einem Verlustfaktor $\tan(\delta_D)=0,005$, einer Substrathöhe von $h=1,57 \text{ mm}$ und einer Leiterbahndicke von $t=35 \mu\text{m}$ für unterschiedliche Leiterbahnbreiten w als Funktion der Frequenz f

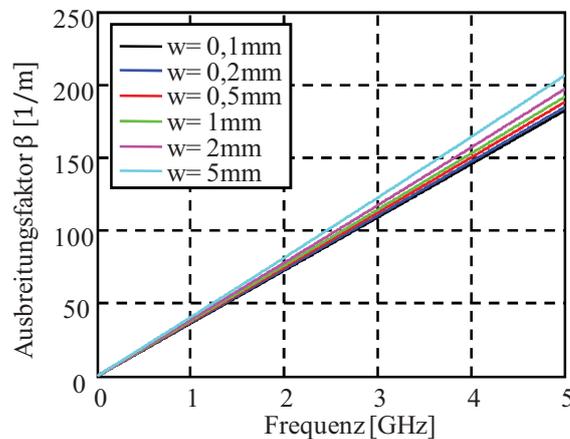


Bild 3.5: Frequenzabhängige Phasenkonstante β für eine Mikrostreifenleitung mit einer Dielektrizitätskonstanten von $\epsilon_r=4,7$, einer Substrathöhe von $h=1,57 \text{ mm}$ und einer Leiterbahndicke von $t=35 \mu\text{m}$ für unterschiedliche Leiterbahnbreiten w

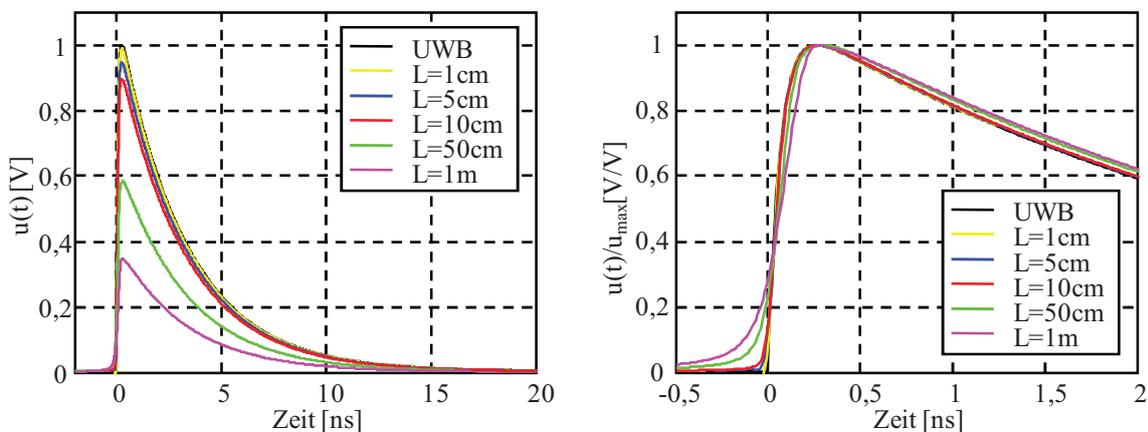


Bild 3.6: Einfluss der Leitungslänge einer PCB-Leitung des Basismaterials FR4 ($\epsilon_r=4,7$, $h=1,57 \text{ mm}$, $t=35 \mu\text{m}$) mit typischer Leiterbahnbreite von $w=0,2 \text{ mm}$ auf ein doppelt-exponentielles UWB-Pulssignal (links) und normierter Amplitude (rechts)

Neben dem Einfluss der Dämpfung auf die Amplitude des Signals beeinflusst die frequenzabhängige Phasengeschwindigkeit auf PCB-Leitungen die Form von breitbandigen Signalen. Die Frequenzabhängigkeit der Phasengeschwindigkeit wird hier als sogenannte Dispersion bezeichnet. Dispersion bewirkt bei breitbandigen Signalen ein „Auseinanderlaufen“ bzw. Verschleifen der Signalform im Zeitbereich. Dieser Effekt wird besonders bei extrem kurzen Pulsen bereits bei vergleichsweise kurzen Leitungslängen sichtbar. Der Zusammenhang zwischen Phasengeschwindigkeit und frequenzabhängiger effektiver Dielektrizitätszahl beschreibt Gleichung (3.17). Mit der Beziehung nach Gleichung (3.19) kann somit die frequenzabhängige Phasenkonstante β nach Gleichung (3.20) berechnet werden.

$$\beta = \frac{\omega}{v_p} \quad (3.19)$$

$$\beta(f) = \frac{2\pi f}{c} \cdot \sqrt{\varepsilon_{re}(f)} \quad (3.20)$$

Bild 3.5 zeigt die frequenzabhängige Phasenkonstante β für das Basismaterial FR4 mit einer Dielektrizitätskonstanten von $\varepsilon_r=4,7$, einer Substrathöhe von $h=1,57 \text{ mm}$ und einer Leiterbahndicke von $t=35 \text{ }\mu\text{m}$ in Abhängigkeit der Leiterbreite w . Zur Verdeutlichung dieses Effektes ist in Bild 3.6 der Einfluss einer PCB-Leitung mit dem Material FR4 ($\varepsilon_r=4,7$, $h=1,57 \text{ mm}$, $t=35 \text{ }\mu\text{m}$, $\tan(\delta)=0,05$) und einer typischen Leiterbahnbreite von $w=0,2 \text{ mm}$ auf ein direkt eingekoppeltes doppelt-exponentielles UWB-Pulssignal mit einer Anstiegszeit von $t_r=120 \text{ ps}$ und einer Pulsbreite von $t_{FWHM}=2,5 \text{ ns}$ für unterschiedliche Leitungslängen dargestellt. Dabei wird sowohl die Dämpfung der Signalamplitude als auch das Verschleifen der Anstiegsflanke bereits bei vergleichsweise kurzen Leitungslängen deutlich. Die Amplitude reduziert sich bei dem Basismaterial FR4 bei 10 cm um etwa 10 % und die Anstiegszeit vergrößert sich bei gleicher Länge von 120 ps auf ca. 140 ps, was einem Anstieg von etwa 17% entspricht.

3.2.2 Einfluss von Leitungsdiskontinuitäten

Neben dem Einfluss der Dämpfung und der Phasenkonstanten auf die Amplitude und die Form des Signals, haben Leitungsdiskontinuitäten ebenfalls eine Wirkung auf das sich ausbreitende Signal. Diese Leitungsdiskontinuitäten können als separate lineare Transferfunktionen beschrieben werden, die zu der Gesamttransferfunktion hinzugefügt werden. Dabei werden Diskontinuitäten, wie z.B. Leitungsknicke, Durchkontaktierungen oder Leiterbahnbreitenänderungen durch das Übertragungsverhalten von konzentrierten linearen Elementen beschrieben. Tabelle 3.1 zeigt verschiedene Leiterbahndiskontinuitäten mit ihren Ersatzschaltbildern, wie sie häufig in Schaltungslayouts von PCB-Platinen vorkommen. Die Berechnung der Elemente der Ersatzschaltung erfolgt fast immer über numerisch ermittelte Näherungsformeln [42].

Tabelle 3.1: Modellierung von PCB-Leiterbahndiskontinuitäten durch konzentrierte Elemente

Leiterbahndiskontinuität		Ersatzschaltbild
Leiterbahnknick		
Durchkontaktierung		
Leiterbreitenstufe (symmetrisch und unsymmetrisch)		
Rechtwinklige Verzweigung (allgemein und symmetrisch)		

3.2.3 Kopplung

Die Kopplung von Leitungen und das damit verbundene Signalübersprechen von einer signalführenden Leitung auf eine andere Leitung stellt durch ihre Komplexität in verzweigten Schaltungen eine besondere Herausforderung für die EMV dar. Ein Signalübersprechen ist in manchen Anwendungen erwünscht, um so z.B. ein kontaktloses Messverfahren zu realisieren oder die Signalleistung auf mehrere Ausgänge aufzuteilen. In den meisten Anwendungen ist jedoch ein Übersprechen von Signalen von einer Leitung auf eine andere eher unerwünscht und kann zu EMV-Problemen führen.

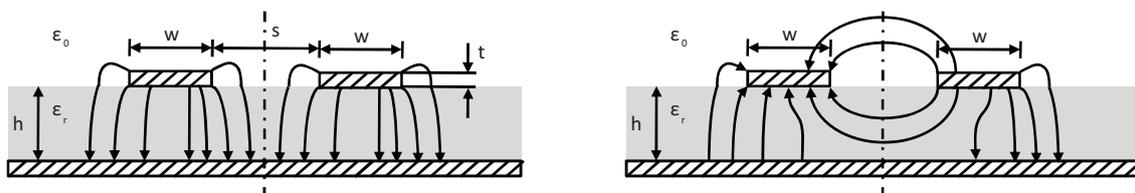


Bild 3.7: Feldlinienverlauf der elektrischen Feldstärke eines geraden (links) und eines ungeraden Wellentyps (rechts) auf zwei gekoppelten Mikrostreifenleitungen

Das Übersprechen entsteht dadurch, dass sich das elektrische Feld zweier nahe beieinander liegender PCB-Leitungen gegenseitig beeinflusst. Das resultierende elektrische Feld von zwei gekoppelten Leitungen kann jedoch mithilfe zweier bestimmter Zustände des E-Feldes

berechnet werden. Diese sind in Bild 3.7 schematisch dargestellt. Dabei sind die Amplituden der elektrischen Feldkomponenten entlang der Mittelachse gleich groß. Stimmt die Richtung der elektrischen Feldstärken beider Leitungen entlang der Mittelachse überein, bildet sich ein Feldstärkeverlauf ähnlich der linken Darstellung von Bild 3.7. Dieser Zustand wird als gerader Wellentyp bezeichnet. Zeigen die Feldstärkevektoren entlang der Mittelachse genau entgegengesetzt zueinander, bildet sich ein Feldstärkeverlauf gemäß der rechten Darstellung von Bild 3.7, der als ungerader Wellentyp bezeichnet wird. Mit diesen beiden Zuständen und der Voraussetzung, dass es sich um Quasi-TEM-Wellen handelt, ist das gekoppelte System vollständig beschrieben. Jeder andere Zustand kann aus einer Überlagerung dieser beiden Eigenwellen gebildet werden.

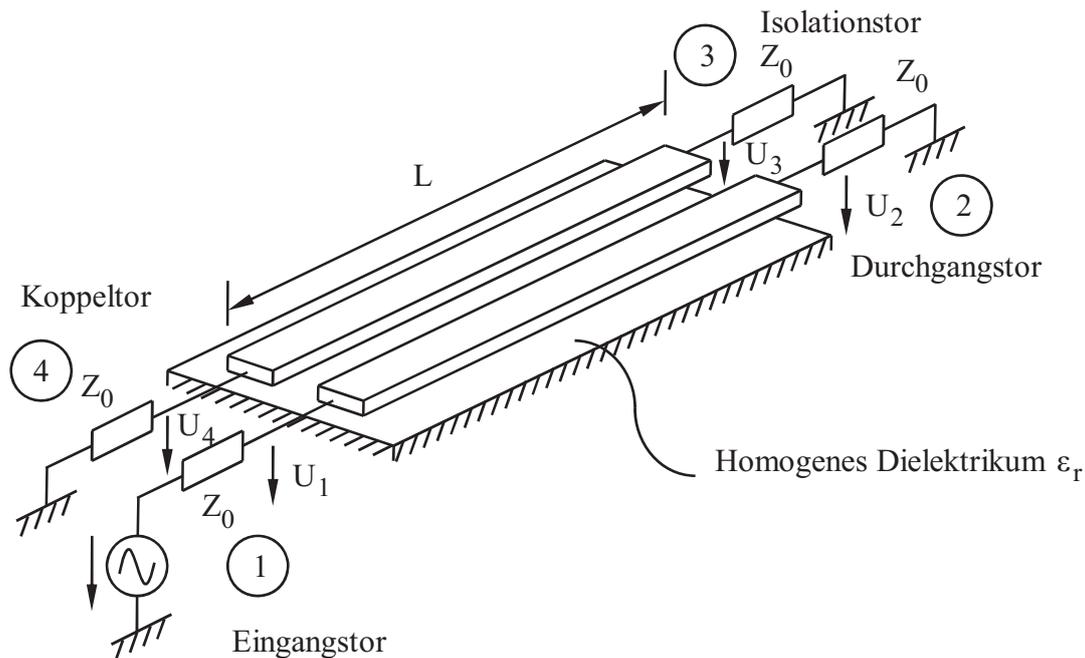


Bild 3.8: Symmetrischer Mikrostreifen-Koppelabschnitt

Bild 3.8 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines Koppelabschnittes mit symmetrischen Mikrostreifenleitungen. Wird in Tor 1 Leistung eingespeist (Eingangstor), wird Tor 2 als Durchgangstor, Tor 3 als entkoppeltes Tor bzw. Isolationstor und Tor 4 als Koppeltor bezeichnet. Die Kopplung ist dabei maßgeblich vom Abstand s zwischen zwei PCB-Leitungen, der Koppellänge L , der Leiterbahnbreite w und der Substrathöhe h abhängig. Ähnlich wie bei der Ermittlung der Dämpfung und der frequenzabhängigen Phasenkonstanten von PCB-Leitungen, berechnet sich die Leitungskopplung durch numerische Näherungslösungen gemäß [42]. Dabei werden zunächst der Leitungswellenwiderstand und die effektive Dielektrizitätszahl für den geraden ($Z_{L,e}$, $\epsilon_{re,e}$) und ungeraden Wellentyp ($Z_{L,o}$, $\epsilon_{re,o}$) berechnet. Die Verläufe der Leitungswellenwiderstände für beide Wellentypen sind für verschiedene Leiterbahnabstände s in Bild 3.9 dargestellt. Mit den Leitungswiderständen, den effektiven Dielektrizitätszahlen und der Länge des Koppelabschnitts L kann anschließend ein frequenzabhängiger Koppelfaktor k berechnet werden, der die Leistungskopplung vom Eingangstor auf das Koppeltor und die damit verbundene Leistungsreduktion am Durchgangstor beschreibt.

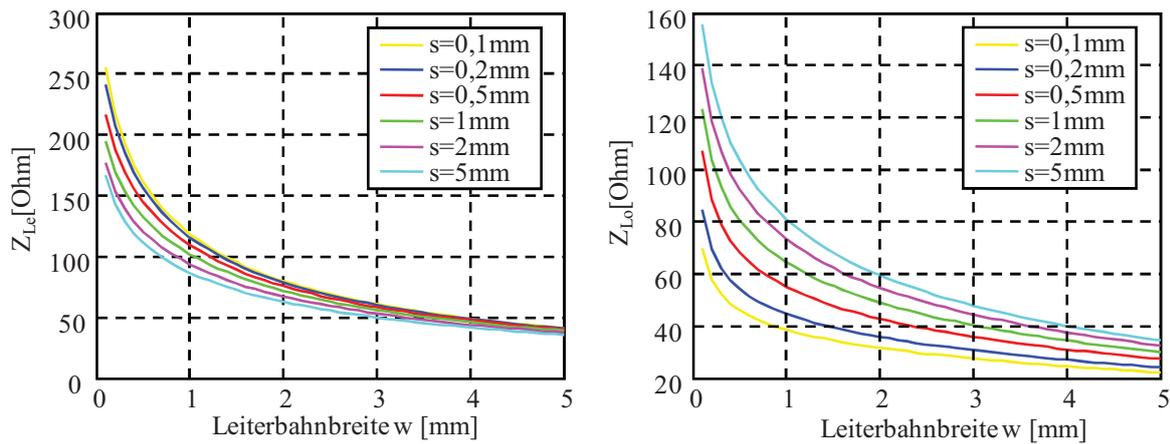


Bild 3.9: Gleich- und Gegentaktwellenwiderstand $Z_{L,e}$, $Z_{L,o}$ gekoppelter Mikrostreifenleitungen für das Substrat FR4 ($\epsilon_r=4,7$, $h=1,57$ mm)

3.2.4 Zusammenfassung der Leitungsparameter

Die Einflüsse der in diesem Abschnitt beschriebenen Leitungsparameter können für eine Formulierung einer Gesamtübertragungsfunktion leicht zusammengeführt werden. Da alle Einflüsse voneinander unabhängig behandelt werden können, können die Einzeltransferfunktionen durch Multiplikation zu einer Gesamttransferfunktion zusammengefasst werden. Die Gesamttransferfunktion wird lediglich von der Komplexität des Systems bestimmt. Gegebenenfalls lässt sich die Gesamttransferfunktion vereinfachen, wenn einzelne Teiltransferfunktionen andere dominieren und diese dadurch vernachlässigt werden können.

3.3 Theoretische Beschreibung von eingekoppelten UWB-Störungen

Nachdem die elektrotechnischen Zusammenhänge der Feldeinkopplung durch das Systemgehäuse auf die Leitungsebene sowie der Störsignalausbreitung auf PCB-Leitungen in den vorangegangenen Abschnitten beschrieben wurde, soll dieses Verhalten durch eine einzelne Beschreibung zusammengefasst werden. Das Koppelverhalten eines äußeren zu einem systeminneren Feld, die Kopplung des inneren Feldes auf die Leitung, sowie die Ausbreitungsvorgänge der Störungen auf PCB-Ebene stellen systemtheoretisch betrachtet drei Übertragungsfunktionen dar, die eine Abbildung des äußeren Feldes auf das elektrische Signal auf der Leitung beschreiben. Diese Übertragungsfunktionen hängen sehr stark von der Geometrie des elektronischen Systems sowie dessen Komplexität ab. Bereits kleine Änderungen der Lage des Systems im Feld können zu sehr großen Änderungen der Amplituden von eingekoppelten Frequenzanteilen auf den inneren Signalleitungen führen. Da eine exakte Bestimmung einer vollständigen Systemtransferfunktion für ein komplexes elektronisches System mit extrem hohem Aufwand verbunden ist und diese für praktisch jedes System eine andere ist, kann eine allgemeine Übertragungsfunktion mithilfe von charakteristischen geometrischen Merkmalen eines elektronischen Systems approximiert werden [7]. Bild 3.10 zeigt den prinzipiellen Verlauf einer allgemeinen Übertragungsfunktion von komplexen elektronischen Systemen. Diese zeigt bis zu einer unteren Einkopplungsfrequenz f_1 ein differentielles Verhalten und ab einer oberen Einkopplungsfrequenz f_2 ein integrierendes Verhalten. Zwischen den beiden Frequenzen ist der Resonanzbereich des Systems, welcher hier als Haupteinkoppelbereich über eine Konstante approximiert werden kann.

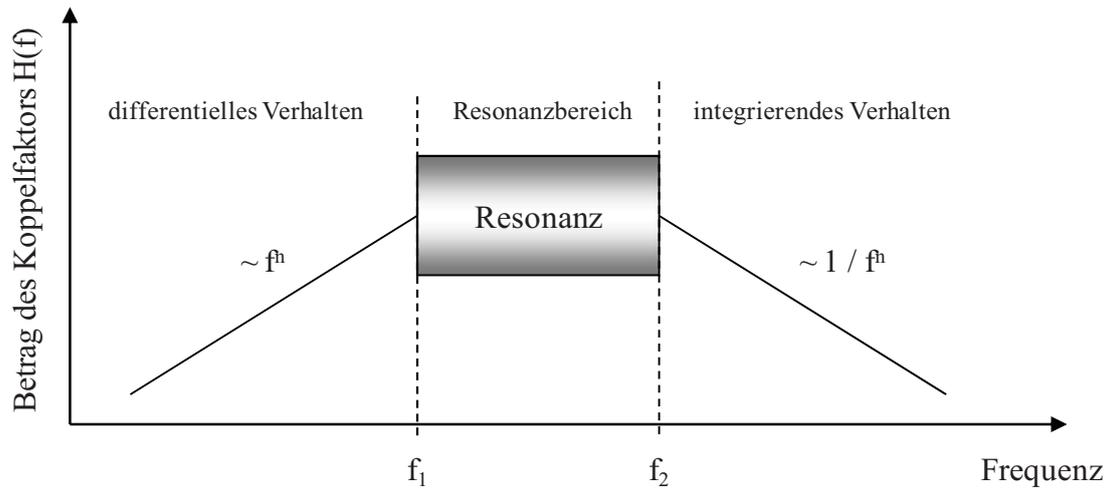


Bild 3.10: Approximation der Übertragungsfunktion von komplexen elektronischen Systemen [7]

Die Grenzfrequenzen f_1 und f_2 können über die Gleichungen (3.21) und (3.22) mit Kenntnis der minimalen und maximalen Abmessungen l_{min} und l_{max} des Systems abgeschätzt werden [7]:

$$f_1 = \frac{3}{4} \cdot \frac{c}{2 \cdot l_{max} \cdot \sqrt{\epsilon\mu}} \quad (3.21)$$

$$f_2 = \frac{4}{3} \cdot \frac{c}{2 \cdot l_{min} \cdot \sqrt{\epsilon\mu}} \quad (3.22)$$

Die Übertragungsfunktion nach Bild 3.10 kann durch Multiplikation einer Hoch- und einer Tiefpassfunktion n -ter Ordnung gemäß Gleichung (3.23) und Gleichung (3.24) beschrieben werden. Die Ordnung n kann als Anzahl signifikanter Koppelwege in ein System angesehen werden, wodurch sich gleichzeitig die Komplexität des Systems widerspiegelt.

$$H_{HP}(f) = \left(\frac{jf}{f_l + jf} \right)^n \quad (3.23)$$

$$H_{TP}(f) = \left(\frac{f_h}{f_h + jf} \right)^n \quad (3.24)$$

Mit dem Spektrum eines ultra breitbandigen Pulses mit Zeitbereichserweiterung gemäß der Definition aus Kapitel 2 (vgl. Gleichung (2.5)) ergibt sich das Spektrum der Störspannung auf der Leitung durch dessen Multiplikation mit der Übertragungsfunktion des Einkoppelverhaltens des komplexen elektronischen Systems (Gleichungen (3.23) und (3.24)) zu:

$$U_{Stör}(f) = V_p \cdot k \cdot \left(\frac{1}{\frac{1}{b} + j2\pi f} - \frac{1}{\frac{1}{a} + j2\pi f} \right) \cdot \left(\frac{jf}{f_1 + jf} \right)^n \cdot \left(\frac{f_2}{f_2 + jf} \right)^n \quad (3.25)$$

Der zeitliche Verlauf der eingekoppelten ultra breitbandigen Störung ergibt sich aus der Rücktransformation von Gleichung (3.25) in den Zeitbereich. Diese Transformation ist jedoch im allgemeinen Fall analytisch nicht möglich, wobei in solchen Fällen auf eine numerische Näherung zurückgegriffen werden muss. Bild 3.11 und Bild 3.12 zeigen exemplarisch numerisch rücktransformierte Einkoppelsignale für unterschiedliche Einkoppelbandbreiten von komplexen elektronischen Systemen. Die Grenzfrequenzen f_1 und f_2 sind dabei repräsentativ zwischen 30 MHz und 3 GHz variiert worden. Dies entspricht Systemen mit minimalen Abmessungen von ca. 10 cm (bei 3 GHz) bis hin zu maximalen Abmessungen von etwa 1,5 m (bei 30 MHz). Weiterhin ist eine Variation der Komplexität von elektronischen Systemen durch Koppelordnungen von $n=1$, $n=3$ und $n=5$ dargestellt. Als Eingangspuls wurde ein auf 1 V normierter doppelt-exponentieller UWB-Puls mit einer Anstiegszeit von $t_r=120$ ps sowie einer Pulsbreite von $t_{FWHM}=2,5$ ns gewählt.

Der grundsätzliche Verlauf von ultra breitbandigen Störungen, die durch Einkoppelvorgänge auf Leitungen innerhalb eines elektronischen Systems resultieren, kann mit diesem Verfahren dargestellt werden. Durch nachfolgende Simulationen und Messungen am Beispiel eines elektronischen Testsystems soll das Verfahren validiert werden. Weiterhin sollen durch praktische Messungen Abschätzungen vorgenommen werden, die neben den oben beschriebenen Verläufen der Störpulse auch auf die zu erwartenden Störspannungsamplituden zielen.

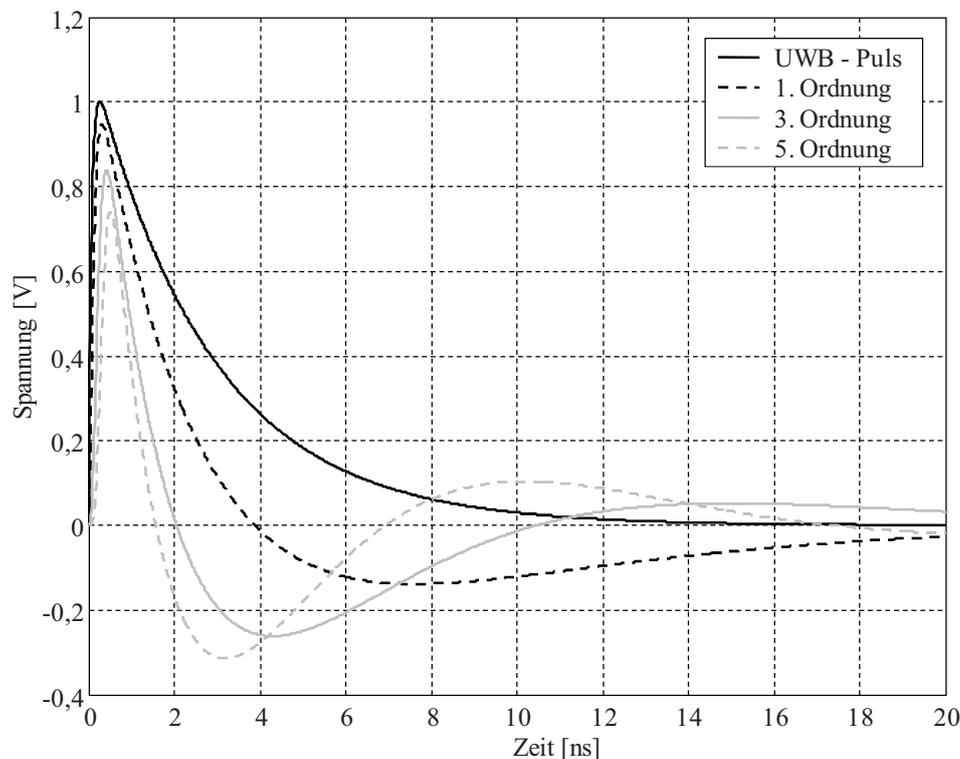


Bild 3.11: Simulierter Spannungsverlauf mit einem Spektrum nach Gleichung (3.25) für Einkoppelbandbreiten mit unterer Grenzfrequenz von 30 MHz und oberer Grenzfrequenz von 3 GHz bei steigender Ordnung

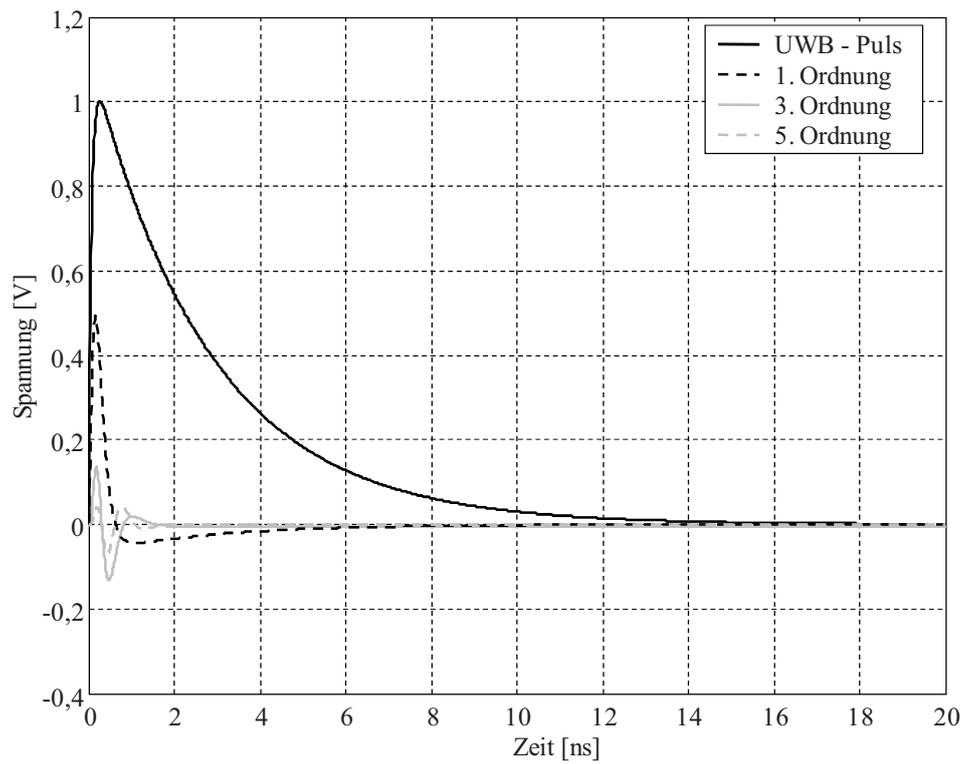


Bild 3.12: Simulierter Spannungsverlauf mit einem Spektrum nach Gleichung (3.25) für Einkoppelbandbreiten mit unterer Grenzfrequenz von 1 GHz und oberer Grenzfrequenz von 3 GHz bei steigender Ordnung

4 Simulation und Messung eingekoppelter UWB-Störungen innerhalb komplexer Systeme

In diesem Kapitel sollen die vorangegangenen theoretisch beschriebenen Einkoppelwirkungen mit den resultierenden UWB-Störungen auf PCB-Leitungen nachgewiesen werden. Im Vordergrund dieser Untersuchungen steht dabei eine Abschätzung der zu erwartenden Störampplituden auf den Leitungen in Abhängigkeit der Amplitude des äußeren elektrischen Störfeldes. Aufgrund der sehr hohen Relevanz von computergestützten Simulationen in diesem Bereich werden alle Untersuchungen durch entsprechende Simulationen unterstützt. Für die Abschätzung der zu erwartenden Störampplituden wird am Beispiel eines ausgesuchten Testsystems dessen Schirmdämpfung mit einer breiten Variation des Schirmgehäuses durch Simulationen bestimmt. Anschließend werden Störsignale auf verschiedenen PCB-Leitungsstrukturen untersucht, die aufgrund von feldgeführten UWB-Störungen auf die Leitungen einkoppeln. Dabei werden sowohl allgemeine PCB-Strukturen untersucht als auch speziell für das ausgewählte Testsystem entwickelte Strukturen, um Messungen direkt im Testsystem vornehmen zu können. Diese Untersuchungen werden neben der vorrangig messtechnischen Umsetzung ebenfalls von computergestützten Simulationen begleitet. Abschließend wird eine Bewertung der resultierenden Störpulse vorgenommen, die als Ursache für die Verschlechterung der EMV von komplexen elektronischen Systemen unter UWB-Bedingungen anzusehen ist.

4.1 Systembeschreibung

Im Rahmen eines Forschungsprojektes zum Schutz elektronischer Systeme gegen elektromagnetische Beeinflussung steht ein generischer Flugkörper zur Verfügung, anhand dessen verschiedene Störbeeinflussungen von elektronischen Komponenten und Systemen unter Beaufschlagung von Mikrowellenstörungen untersucht worden sind [44]. Innerhalb des angesprochenen Forschungsprojektes sollten diese Untersuchungen auf das Verhalten gegenüber ultra breitbandigen Störsignalen ausgeweitet werden. Das bereitgestellte Testsystem ist in Bild 4.1 und Bild 4.2 dargestellt. Es besteht im Wesentlichen aus einer Aluminiumhülle mit einer Länge von 1,5 m und einem Durchmesser von 16 cm, in dessen Inneren sich ein Träger mit verschiedener Testelektronik befindet. Die Außenhülle hat an der Vorderseite einen abschraubbaren Deckel sowie eine optionale Verlängerung zur Vergrößerung des Innenvolumens.

An der Rückseite verengt sich das Testsystem zu einem runden, schmalen Ausgang, durch den Datenkabel hin zur inneren Elektronik geführt werden können. Der Durchmesser dieser Durchföhrung ist so bemessen, dass durch die Öföfnung keine Frequenzen bis ca. 5 GHz in das Innere des Testsystems einkoppeln können [44]. In die Außenhülle sind ca. 10 cm lange Schlitzte eingebracht, durch die die modellierten Flügel mit dem Innenträger verbunden werden können. Weiterhin lässt sich über ein Gewinde ein variabler Koppelschlitz im Testsystem erzeugen, der im Zusammenhang mit anderen Forschungsprojekten eine weitere Einkoppelmöglichkeit für elektromagnetische Störungen auf das Testsystem darstellt.

Die ursprüngliche innere Elektronik befindet sich auf einem Träger aus nichtleitendem Kunststoff (vgl. Bild 4.2). Elektronische Schaltungen auf PCB-Basis können darauf sehr einfach und flexibel in das Testsystem eingebracht werden. Ebenso sind am Innenträger eine geschirmte Batteriekammer für eine autonome Stromversorgung der Elektronik, sowie ein Metallträger zum Anbringen der modellierten Flügel enthalten.

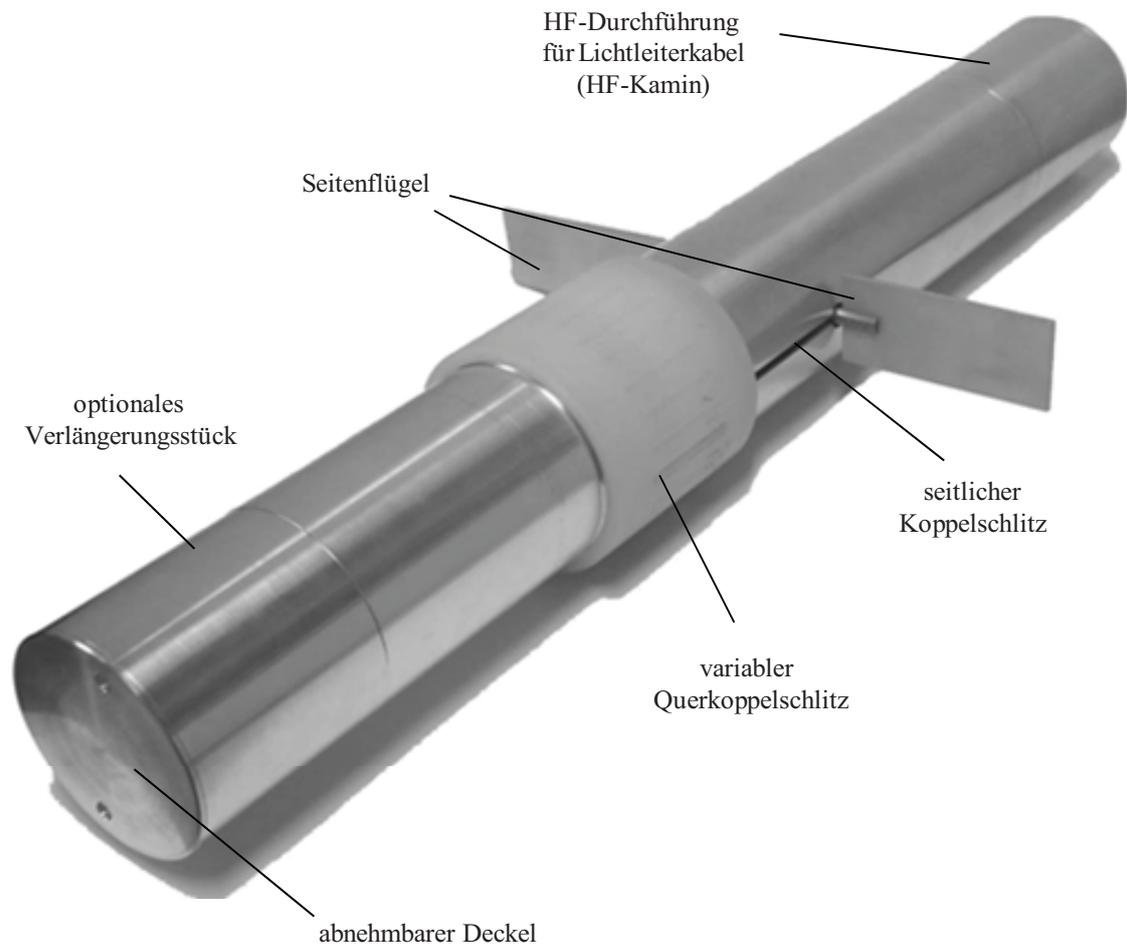


Bild 4.1: Schematischer Aufbau des generischen Testsystems

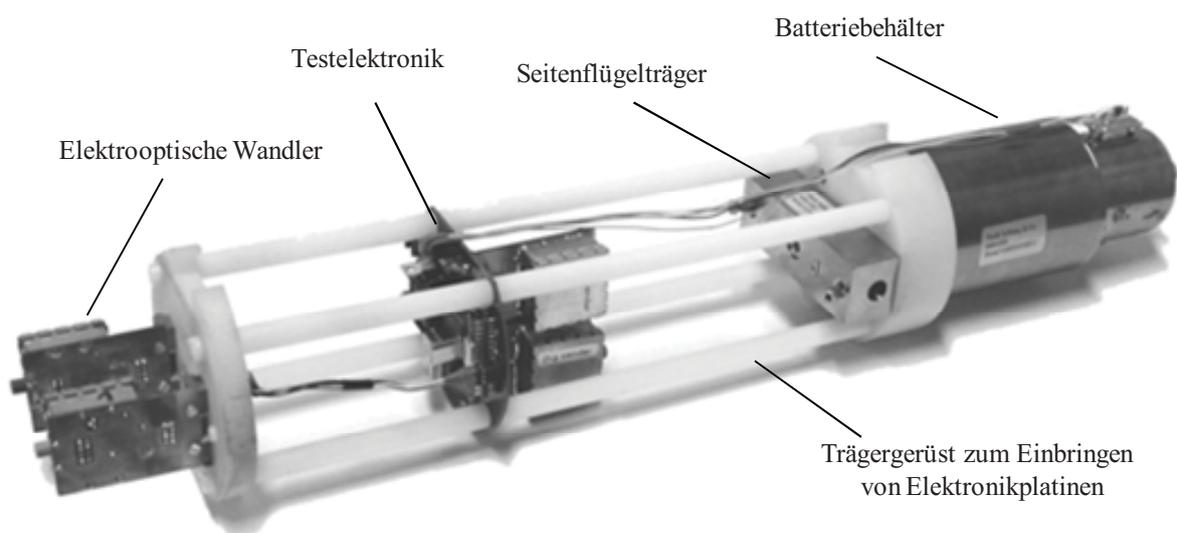


Bild 4.2: Innenträger des Testsystems zum Einbringen von elektronischen Testschaltungen

Die ursprünglich in [44] enthaltenen elektronischen Systeme zur Bestimmung der Störbeeinflussung der Elektronik in Abhängigkeit von äußeren Feldstörungen sind für diese Untersuchung fast vollständig durch neu entworfene Testschaltungen ersetzt worden. Die neu aufgebaute Elektronik ist unter dem besonderen Gesichtspunkt entworfen worden, die eingekoppelten UWB-Störungen direkt auf den PCB-Leitungen messtechnisch erfassen zu können. Auf diesen Punkt wird in Abschnitt 4.3 gesondert eingegangen. Der Leiterplattenträger sowie das Behältnis für die systeminnere Batterie werden im inneren Aufbau weiterhin verwendet.

Aufgrund der minimalen und maximalen Abmessungen des Systems resultieren gemäß der Gleichungen (3.21) und (3.22) die bereits in Kapitel 1 angenommenen unteren und oberen Einkoppelfrequenzen von 30 MHz und 3 GHz.

4.2 Bestimmung der Schirmdämpfung

Mithilfe der Schirmdämpfung des Testsystems soll im weiteren Verlauf dieser Untersuchung eine Abschätzung vorgenommen werden, in welcher Größenordnung Feldstärken im Inneren des Systems in Abhängigkeit zur äußeren Feldstärke auftreten können. Damit lässt sich im Folgeschluss der Zusammenhang zwischen den Feldstärken des äußeren elektromagnetischen Störfeldes und den Maximalamplituden der resultierenden Störsignale auf den PCB-Leitungen ermitteln. Im Rahmen einer Diplomarbeit an der Technischen Universität Hamburg-Harburg am Institut für Messtechnik und Elektromagnetische Verträglichkeit sind messtechnische Versuche zur Bestimmung der Schirmdämpfung anhand des oben genannten Testsystems durchgeführt worden [54]. In dieser Arbeit sind verschiedene Sensoren entwickelt sowie Messaufbauten zur Schirmdämpfungsbestimmung des Testsystems realisiert worden. Es hat sich dabei jedoch gezeigt, dass aufgrund nicht zu vermeidender systematischer Fehler der Messanordnungen die Messergebnisse sehr stark verfälscht worden sind. Daher wird sich die Diskussion der Schirmdämpfung des Testsystems auf computerbasierte Simulationen stützen. Die Simulationen werden mithilfe der Momentenmethode durchgeführt. Das gewählte Testsystem wird daher zunächst für diese Art der Simulation modelliert und anschließend simuliert. Abschließend werden die Ergebnisse eingehend diskutiert.

4.2.1 Simulation der Schirmdämpfung mithilfe der Momentenmethode

Wie in Kapitel 1 beschrieben, kann die Schirmdämpfung einer Anordnung mithilfe der elektrischen Feldintegralgleichung bestimmt werden. Da das Lösen des elektrischen Feldintegrals analytisch nicht unbedingt trivial ist, muss bei den meisten Problemen mit praktischem Bezug auf ein numerisches Verfahren zurückgegriffen werden. Die Momentenmethode ist ein solches numerisches Verfahren zur Lösung der elektrischen Feldintegralgleichung unter den gegebenen geometrischen Randbedingungen. Sie ist maßgeblich von *Harrington* zur Lösung von elektromagnetischen Problemen entwickelt worden [45]. Die Momentenmethode ist dabei nicht allein auf das Lösen von Integralgleichungsproblemen beschränkt, sondern stellt ein allgemeines Verfahren zur Lösung von linearen Operatorgleichungen dar, zu denen beispielsweise auch Differenzialgleichungen gehören. Wie auch bei anderen Verfahren hat die Momentenmethode das Ziel, die Operatorgleichung in ein lineares Gleichungssystem zu überführen, das dann mit bekannten Inversions- und Eliminationsverfahren gelöst werden kann. Dazu wird eine inhomogene Operatorgleichung nach Gleichung (4.1) betrachtet,

$$L\Psi = f \tag{4.1}$$

mit f als eine bekannte Anregungsfunktion, einem linearen Operator L und einer gesuchten Lösungsfunktion Ψ . In Bezug auf die elektrische Feldintegralgleichung wäre das äußere elektrische Feld E_i die Anregungsfunktion, die Integration bzw. die Differentiation der lineare Operator und die Stromdichte J_s ergebe sich zu der gesuchten Lösungsfunktion. Für Gleichung (4.1) wird nun eine Näherungslösung Ψ' für Ψ gesucht, die sich als Summe von N sogenannten Basisfunktionen ergibt.

$$\Psi' = \sum_{n=1}^N \alpha_n \psi_n \quad (4.2)$$

Die Basisfunktionen ψ_n sind hierbei Funktionen bekannter Form, während die Amplituden α_n nicht bekannt sind. Für eine exakte Lösung von Ψ würde sich die Summe zu einer unendlichen Reihe ergeben. Die Basisfunktionen müssen linear unabhängig voneinander sein und sich entweder ganz oder nur teilweise über den Definitionsbereich von Ψ erstrecken.

Die Überführung der Operatorgleichung (4.1) in ein lineares Gleichungssystem erhält man durch Einsetzen von Gleichung (4.2). Durch Ausnutzung der Linearität von L ergibt sich zunächst eine diskretisierte Operatorgleichung:

$$\sum_{n=1}^N \alpha_n L \psi_n = f \quad (4.3)$$

Die Auswertung von Gleichung (4.3) erfolgt mithilfe eines inneren Funktionenproduktes

$$\langle f, w_m \rangle := \int_{D_f} f w_m dD_f, \quad (4.4)$$

welches unter Verwendung geeigneter Gewichtsfunktionen w_m auf ein Gleichungssystem für die gesuchten Amplituden α_n von Gleichung (4.3) führt:

$$[L_{mn}] [\alpha_n] = [f_m] \quad (4.5)$$

mit

$$L_{mn} = \langle L \psi_n, w_m \rangle \quad f_m = \langle f, w_m \rangle \quad m, n = 1, 2, 3 \dots N.$$

Die Anzahl der linear unabhängigen Gewichtsfunktionen w_m ist gleich der Anzahl der Basisfunktionen, sodass eine quadratische und in der Regel auch invertierbare Matrix L_{mn} entsteht. Die gesuchten Amplituden α_n können dann mithilfe von Standardlösungsverfahren, wie z.B. der Gauß-Elimination oder der LU-Zerlegung ermittelt werden:

$$[\alpha_n] = [L_{mn}]^{-1} [f_m]. \quad (4.6)$$

Für die Wahl geeigneter Basis- und Gewichtsfunktionen gilt es, gewisse Kriterien zu beachten, wie z.B. die gewünschte Genauigkeit der Lösung, die Berechnung der Integrale nach Gleichung (4.4) für die inneren Produkte nach Gleichung (4.5) oder die Größe und

Invertierbarkeit der Matrix L_{mm} . Eine ausführliche Diskussion über mögliche und sinnvolle Basis- und Gewichtsfunktionen ist in [46] dargestellt.

Ein weiterer Punkt ist der zu erwartende Rechenaufwand und die damit verbundene Rechenzeit zur Lösung des anfänglichen Problems mit der Momentenmethode. Der Rechenaufwand zur Lösung des elektrischen Feldintegrals mithilfe der Momentenmethode wird im entscheidendem Maße durch die Anzahl der benötigten Basisfunktionen bestimmt, die wiederum mit der Maximalfrequenz korrespondiert, bei der die Struktur berechnet werden soll [46]. Die Gesamtrechenzeit setzt sich grob aus der benötigten Zeit zur Bestimmung aller Matrixelemente und der Zeit, die für das Lösen des Gleichungssystems notwendig ist, zusammen. Während die Zahl der Rechenoperationen zur Aufstellung der Matrix proportional N^2 ist, wächst die Auflösung des Gleichungssystems je nach verwendeter Methode proportional zu $N^{2..3}$. Die Zeit zum Lösen des Gleichungssystems dominiert bereits bei mehreren hundert Unbekannten die Gesamtrechenzeit, die bei weiterer Erhöhung der Unbekannten entsprechend überproportional ansteigt. Für entwicklungsbegleitende Simulationen ist es daher außerordentlich wichtig, zum einen die Anzahl der Unbekannten nicht unnötig zu erhöhen und zum anderen einen geeigneten Algorithmus zum Lösen des Gleichungssystems zu verwenden. Verschiedene Arbeiten haben sich mit der Optimierung zur Lösung dieses Problems beschäftigt, wobei die für die Momentenmethode wichtigsten Algorithmen in [46] und [47] zusammengefasst worden sind.

Das Programmpaket *CONCEPT*¹³ ist ein auf der Momentenmethode basierendes numerisches Feldberechnungsprogramm, das am Institut für Theoretische Elektrotechnik der Technischen Universität Hamburg-Harburg entwickelt und implementiert worden ist. Mithilfe von *CONCEPT* lassen sich Körper von nahezu beliebigen Geometrien und Leitfähigkeiten modellieren, wobei sich unter Vorgabe der anregenden Quellen die resultierenden Oberflächenströme der Körper im Frequenzbereich berechnen lassen [48]. Darüber hinaus lässt sich mit Kenntnis der resultierenden Oberflächenströme sowohl die elektrische als auch die magnetische Feldstärke an beliebigen Punkten im Raum berechnen. Für die hier angestrebte Simulation der Schirmdämpfung des ausgewählten Testsystems stellt das Programmpaket *CONCEPT* ein optimales Werkzeug dar.

4.2.2 Modellbeschreibung des Testsystems

Die Form von Gehäusen komplexer elektronischer Systeme variiert in der Realität sehr stark. Die entsprechenden Einkoppelcharakteristika der Systeme können dementsprechend sehr unterschiedlich ausfallen. Um dem gerecht zu werden, wird das Testsystem mit einer breiten Vielfalt an Geometrieänderungen modelliert und simuliert. Um den Einfluss von Öffnungen in der Metallhülle des Testsystems nachbilden zu können, sind zwei verschiedene Grundmodelle der Außenhülle mit *CONCEPT* entworfen worden. Das erste Modell beschreibt das Testsystem ohne deren Seitenschlitze, durch die die Flügel mit dem Inneren verbunden werden. Im zweiten Modell sind diese Schlitze mit berücksichtigt worden (vgl. Bild 4.3). Der Einfachheit halber jedoch ohne Beschränkung der Allgemeinheit erfolgt keine Modellierung der Flügel. Ebenso sind die nicht leitenden Innenträger des Testsystems nicht mit berücksichtigt worden, da diese keinen signifikanten Einfluss auf die innere Feldverteilung haben. Wie bereits bei der Systembeschreibung erwähnt, ist der obere Deckel des Testsystems abschraubbar. Daher wird der Einfluss des Deckels in den aufgeführten *CONCEPT*-Modellen separat berücksichtigt. Neben der Abhängigkeit der inneren Feldstärke hinsichtlich der Öffnungen in der Metallhülle des Testsystems ist bei einem erweiterten Modell auch der

¹³ *CONCEPT* Code for the Numerical Computation of Electromagnetic Processes for Thin Wire and Thin Shell Structures

Einfluss des metallischen Batteriegehäuses, welches im Inneren des Testsystems angebracht ist, mit einbezogen worden. Bild 4.4 zeigt das erweiterte Simulationsmodell für *CONCEPT*. Auch bei diesem Modell werden separat der Einfluss der Seitenschlitze und das Vorhandensein des Deckels des Testsystems berücksichtigt.

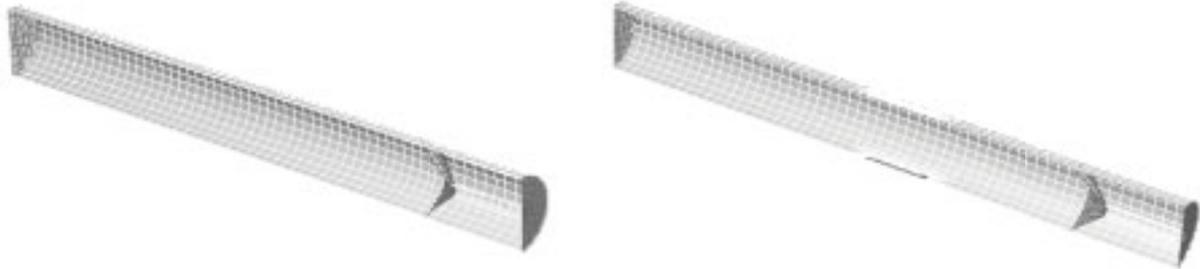


Bild 4.3: Simulationsmodelle des Testsystems ohne und mit Seitenschlitzen



Bild 4.4: Simulationsmodelle des Testsystems ohne und mit Seitenschlitzen unter Berücksichtigung des metallischen Batteriegehäuses im Inneren des Testsystems

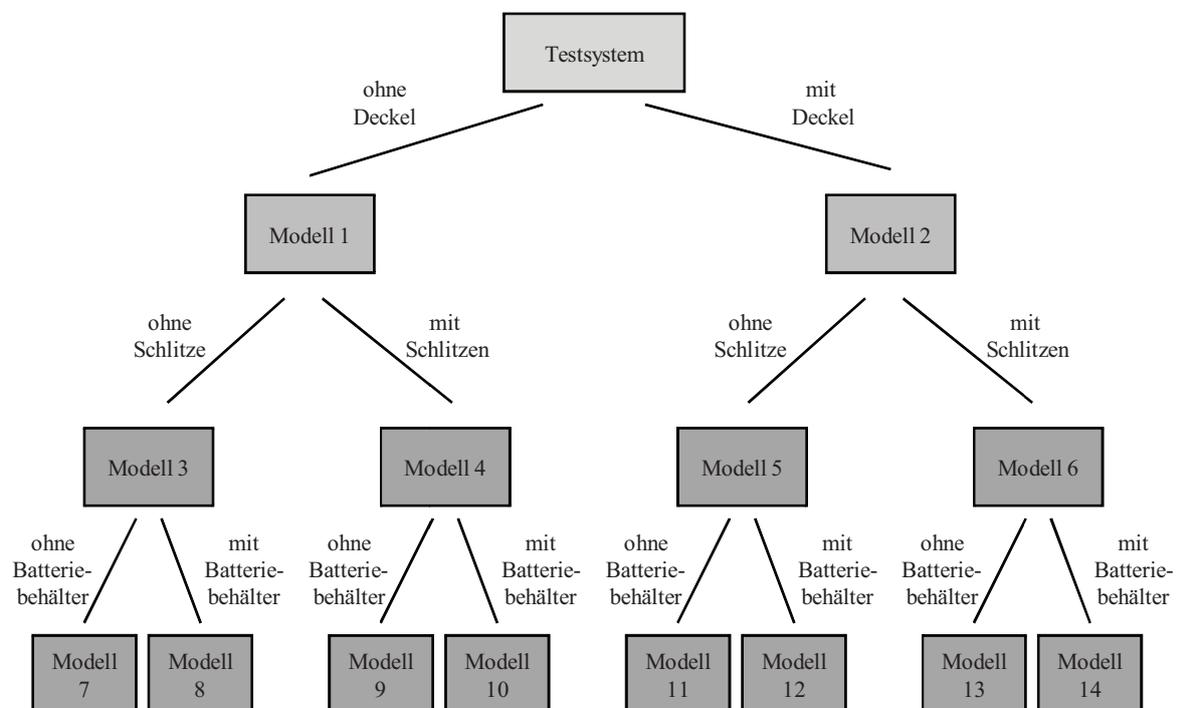


Bild 4.5: Übersicht über die verschiedenen *CONCEPT*-Simulationsmodelle und deren Variationsparameter

Eine Zusammenfassung der untersuchten Simulationsmodelle ist in Bild 4.5 dargestellt. Alle Modelle sind für Frequenzen bis 5 GHz modelliert. Der Simulationsfrequenzbereich ist dabei von 100 MHz bis 3 GHz mit einer Schrittweite von 100 MHz gewählt. Die Einfallsrichtung der anregenden Welle ist gemäß Bild 4.6 gewählt, sodass an jeder Stelle des Testsystems in Querrichtung die gleiche äußere elektrische Feldstärke herrscht.

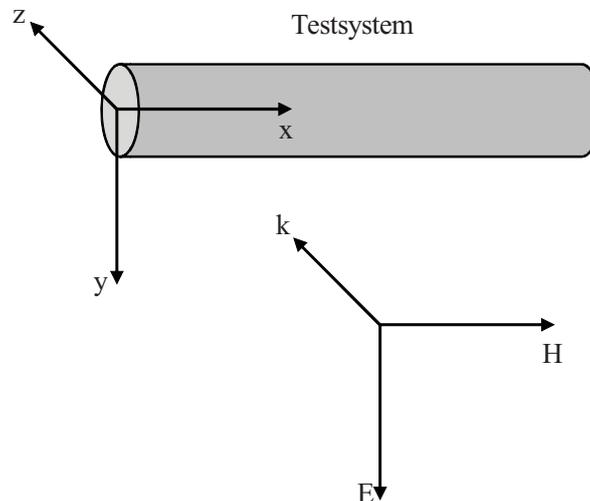


Bild 4.6: Einfallsrichtung der anregenden Welle in Relation zur Lage des Testsystems in CONCEPT

4.2.3 Simulationsergebnisse

Die nachfolgenden Simulationsergebnisse zeigen den Betrag der elektrischen Feldstärke entlang der Mittelachse des Testsystems gemäß Bild 4.7 in Abhängigkeit des Ortes und der Frequenz. Die Feldstärken im Inneren des Testsystems sind auf die Amplitude der Feldstärke im Freifeld normiert und logarithmisch dargestellt.

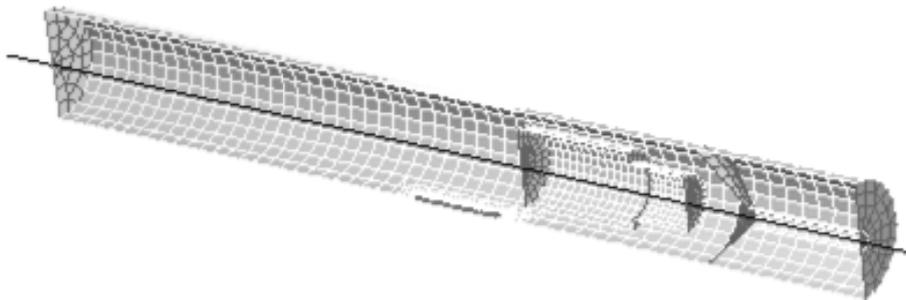


Bild 4.7: Simulationspfad für den Betrag der elektrischen Feldstärke im Inneren des Testsystems am Beispiel eines Modells mit Schlitzten und mit Batteriebehälter

Bild 4.8 zeigt die Schirmdämpfung des Testsystems ohne Berücksichtigung der Seitenschlitze und des metallischen Batteriebehälters mit offenem und mit geschlossenem Deckel. Die Schirmdämpfung des vollständig geschlossenen Testsystems erreicht bei niedrigen Frequenzen in der Mitte des Testsystems Werte bis über 120 dB, wobei ab einer Frequenz von ca. 1,7 GHz die Schirmdämpfung auf ca. 70 dB abfällt. Innerhalb des HF-Kamins beträgt die Schirmdämpfung für alle Frequenzen etwa 50 dB. Die Grenzfrequenz von 1,7 GHz entspricht sehr gut der theoretischen Grenzfrequenz für die Ausbreitung des ersten H-Modus eines zylindrischen Hohlleiters bei dem hier vorliegenden Durchmesser des Testsystems [49]. Dies

wird besonders bei den Simulationsergebnissen des Testsystems mit offenem Deckel deutlich. Während sich die Schirmdämpfung innerhalb des HF-Kamins nur minimal verändert hat, ist ab einer Frequenz von ca. 1,7 GHz im restlichen Volumen nur noch eine sehr geringe Schirmdämpfung zu beobachten. Unterhalb der Grenzfrequenz sinkt die Schirmdämpfung zur Mitte des Testsystems auf ca. 60 dB für niedrige Frequenzen und auf etwa 30 dB für Frequenzen bis ca. 1,5 GHz. Generell lässt sich damit bestätigen, dass das Testsystem mit geschlossener Metallhülle eine sehr hohe Schirmdämpfung aufweist. Ein Öffnen des oberen Deckels verringert die Schirmdämpfung in der Weise, dass unterhalb der Ausbreitungsfrequenz für zylindrische Hohlleiter nur noch eine Schirmdämpfung von ca. 30 dB bis 50 dB gegeben ist und oberhalb der Grenzfrequenz des Testsystems nahezu keine Schirmdämpfung mehr vorhanden ist.

In der nächsten Simulation wird der Einfluss der seitlichen Schlitze auf das Schirmverhalten des Testsystems untersucht. Bild 4.9 zeigt die Schirmdämpfung des Testsystems mit geschlossenem Deckel und ohne Batteriebehälter jedoch mit dem Einfluss der Seitenschlitze. Es ist gut erkennbar, dass sich die Schirmdämpfung besonders im Bereich der Seitenschlitze deutlich auf Werte von etwa 50 bis 60 dB reduziert. An den Rändern des Testsystems sinkt die Schirmdämpfung durch das Vorhandensein der Seitenschlitze von ca. 110 dB auf etwa 60 dB. Auch oberhalb der Ausbreitungsfrequenz von ca. 1,7 GHz steigt die Schirmdämpfung über die gesamte Länge des Testsystems mit Ausnahme des HF-Kamins deutlich auf Werte zwischen 15 und 25 dB für alle Frequenzen. Zu bemerken ist wiederum, dass die Schirmdämpfung innerhalb des HF-Kamins von dem Vorhandensein der Seitenschlitze nicht beeinflusst worden ist und etwa zwischen 40 und 60 dB liegt. Insgesamt hat das Vorhandensein der Seitenschlitze eine allgemeine Verringerung der Schirmdämpfung um etwa 50 dB bewirkt. Speziell im örtlichen Bereich der Seitenschlitze ist die Schirmdämpfung darüber hinaus nochmals um etwa 40 dB auf ca. 30 dB verringert worden.

Neben dem Einfluss der Seitenschlitze auf die Schirmdämpfung des Testsystems ist zusätzlich der Einfluss des Deckels bei Vorhandensein der Seitenschlitze simuliert worden (vgl. Bild 4.10). Auch hier ist bei geöffnetem Deckel die Grenzfrequenz für den ersten H-Mode innerhalb des zylindrischen Hohlleiters von ca. 1,7 GHz deutlich zu erkennen. Oberhalb dieser Frequenz besitzt das Testsystem nahezu keine Schirmwirkung. Unterhalb der Grenzfrequenz zeigt sich im örtlichen Bereich der Seitenschlitze nur eine sehr geringe Änderung der Schirmdämpfung in Bezug auf das Vorhandensein des Deckels. Jedoch sinkt die Schirmdämpfung in Richtung des Deckels und des HF-Kamins sehr deutlich.

Die abschließend durchgeführten Simulationen zeigen den Einfluss des metallischen Batteriebehälters innerhalb des Testsystems. Da der Batteriebehälter als geschlossenes metallisches Objekt modelliert worden ist, ist auf der Mittelachse des Testsystems innerhalb des Behälters auch keine Feldstärke berechnet worden. Wie in Bild 4.11 zu erkennen ist, zeigt sich bei dem Testsystem mit Deckel und ohne Berücksichtigung der Seitenschlitze nur eine geringe Verringerung der Schirmdämpfung nahe dem Batteriebehälter um etwa 20 dB. Das gleiche Ergebnis zeigt sich bei dem Testsystem ohne Seitenschlitze, dieses Mal jedoch ohne Deckel. Wieder ist eine leichte Verringerung der Schirmdämpfung an den Rändern des Batteriebehälters zu beobachten. Oberhalb der Grenzfrequenz von 1,7 GHz ist diese Verringerung noch kleiner. Auch bei Berücksichtigung der Seitenschlitze bei geschlossenem und offenem Deckel zeigt sich erneut nur eine geringe Änderung der Schirmdämpfung durch das Vorhandensein des metallischen Batteriebehälters. Die Ergebnisse der restlichen Simulationen sind im Anhang zusammengefasst.

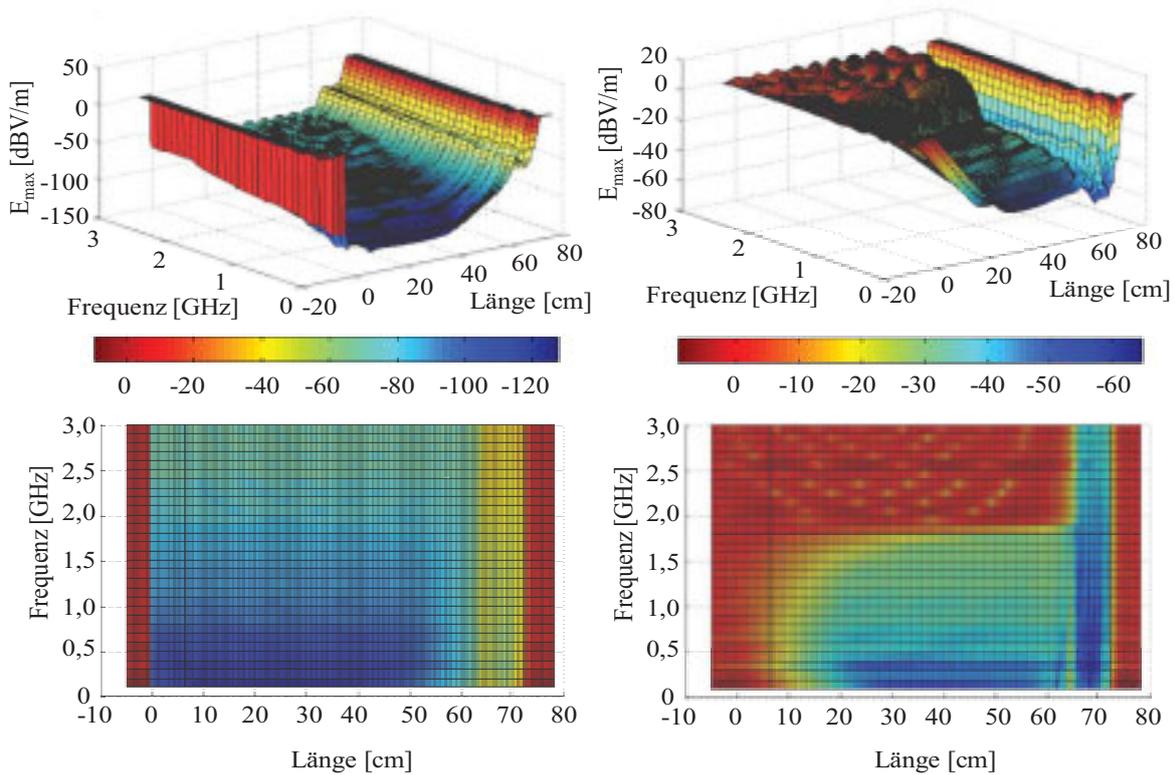


Bild 4.8: Simulierte normierte elektrische Feldstärke entlang der Mittelachse des Testsystems ohne Berücksichtigung der Seitenschlitze und des Batteriebehälters mit geschlossenem (links) und offenem Deckel (rechts) in 3-D-Ansicht (oben) sowie als Draufsicht (unten)

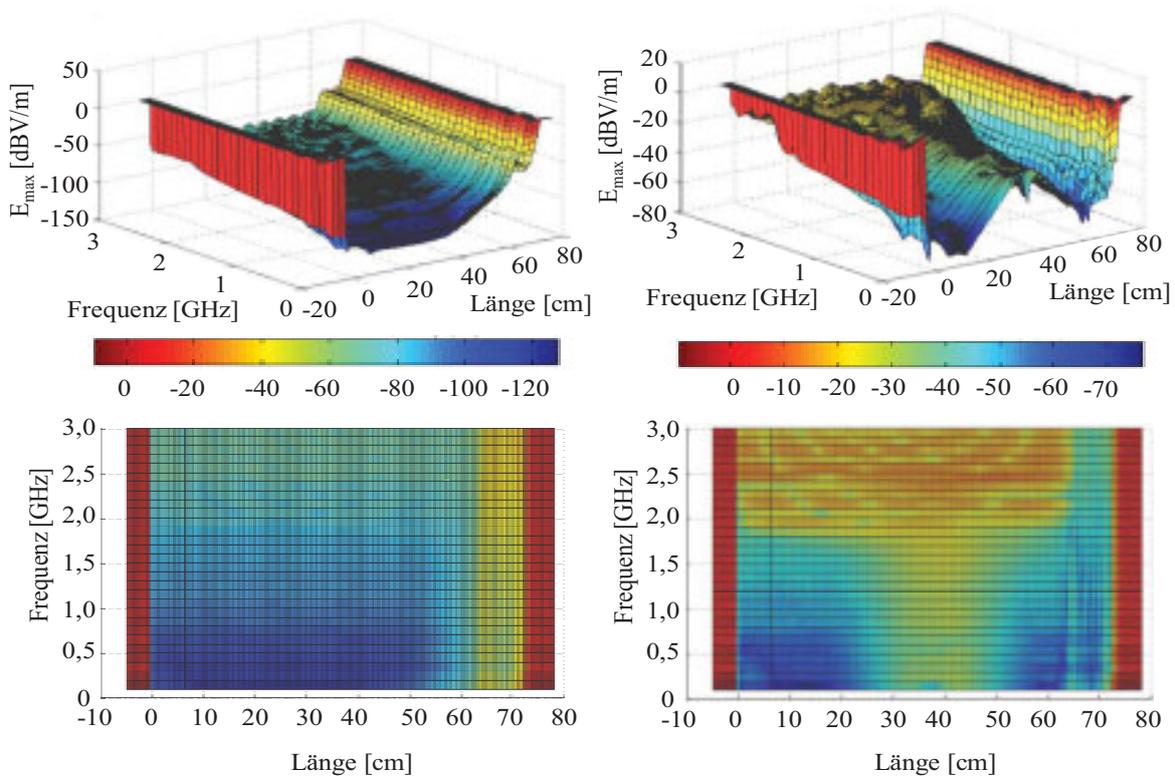


Bild 4.9: Simulierte normierte elektrische Feldstärke entlang der Mittelachse des Testsystems ohne Berücksichtigung des Batteriebehälters ohne (links) und mit Berücksichtigung der Seitenschlitze (rechts) bei geschlossenem Deckel in 3-D-Ansicht (oben) sowie als Draufsicht (unten)

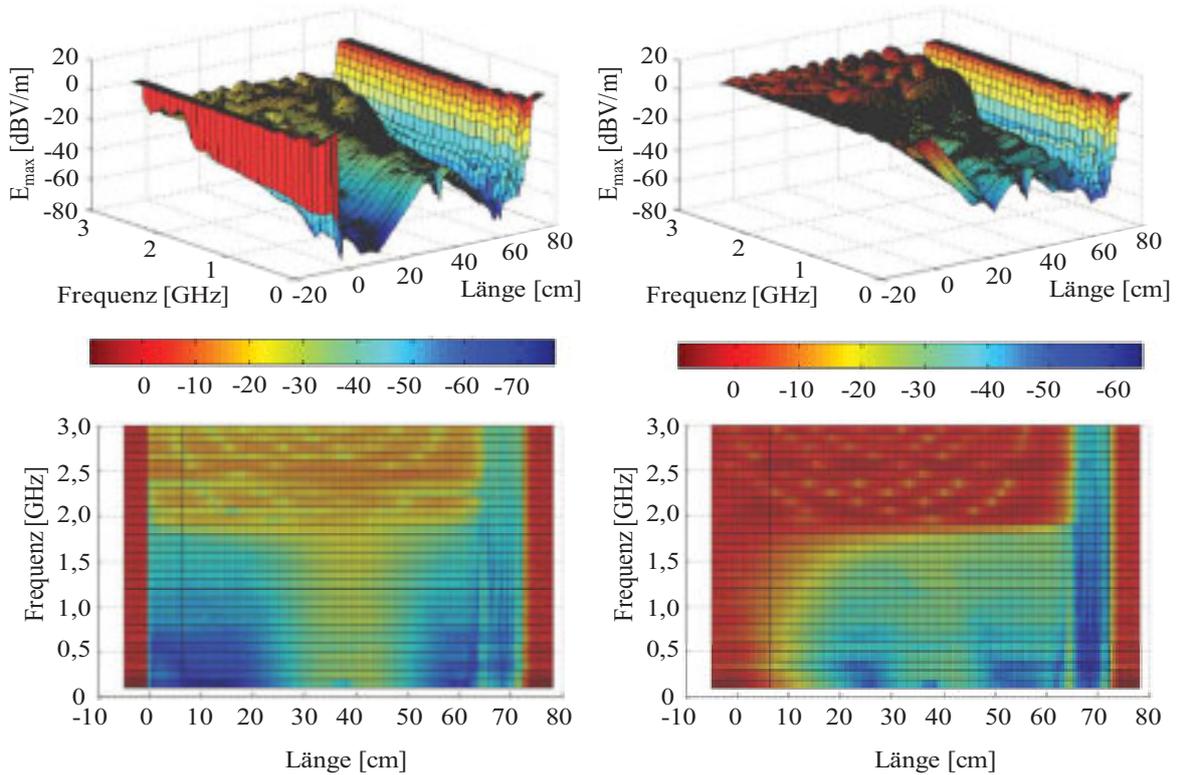


Bild 4.10: Simulierte normierte elektrische Feldstärke entlang der Mittelachse des Testsystems ohne Berücksichtigung des Batteriebehälters jedoch mit den Seitenschlitzen bei geschlossenem (links) und offenem Deckel (rechts) in 3-D-Ansicht (oben) sowie als Draufsicht (unten)

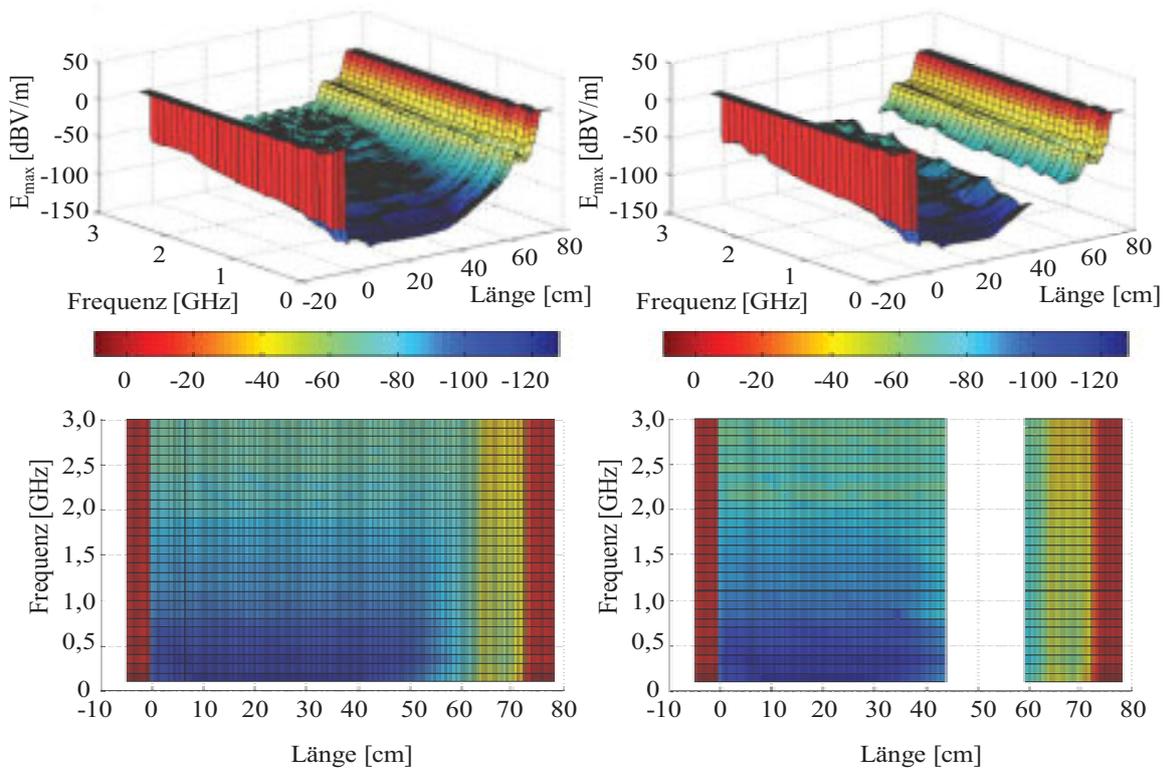


Bild 4.11: Simulierte normierte elektrische Feldstärke entlang der Mittelachse des Testsystems ohne Berücksichtigung der Seitenschlitze und bei geschlossenem Deckel ohne (links) und mit Batteriebehälter (rechts) in 3-D-Ansicht (oben) sowie als Draufsicht (unten)

4.2.4 Zusammenfassung der Schirmdämpfungsbestimmungen

Die Simulationen zur Bestimmung der Schirmdämpfung des Testsystems haben gezeigt, dass die Schirmdämpfung durch verschiedene Parameter der Außenhülle des Testsystems sehr stark variieren kann. Die Schirmdämpfung kann dabei unabhängig vom Ort zwischen ca. 120 dB bei einem vollständig geschlossenen System bis hin zu nahezu 0 dB bei einem System ohne Deckel oberhalb der Ausbreitungsfrequenz des ersten H-Modes variieren. Da sowohl weder ein vollkommen geschlossenes noch ein ungeschirmtes System im realen Einsatz anzunehmen ist, sind die hier betrachteten Variationen der Seitenschlitze in realen Systemen eher wahrscheinlich. Dabei sind an diesem Beispielsystem frequenzunabhängig Dämpfungen in der Größenordnung von 20 bis 30 dB aufgetreten, die im Folgenden als Richtwert für die Dämpfung der äußeren hin zur inneren Feldstörung angenommen werden.

4.3 Analyse von eingekoppelten UWB-Störungen auf PCB-Ebene

Die Einkopplung des systeminneren elektromagnetischen Störfeldes auf die im System enthaltenen PCB-Strukturen stellt den zweiten bedeutenden Koppelvorgang eines äußeren Feldes auf die inneren Systemstrukturen dar. In diesem Abschnitt werden leitungsgeführte Störsignale auf PCB-Leitungen beschrieben, die durch Feldeinkopplung auf der Leitungsebene resultieren. Hierzu werden verschiedene PCB-Strukturen sowohl mit computergestützten Simulationsprogrammen modelliert und berechnet als auch durch reale Messungen verifiziert.

4.3.1 Testaufbau zur Vermessung von UWB-Störsignalen auf PCB-Leitungen

Für die Einkoppelversuche von ultra breitbandigen Störungen auf PCB-Leitungen sind verschiedene PCB-Strukturen realisiert worden, wobei zunächst einfache Leitungsstrukturen dienten, wie sie in typischen praktischen Anwendungen auftreten. Zum einen sind Leitungen mit einem Leitungswellenwiderstand von 50Ω aufgebaut worden, die in der Regel für hochfrequente Nutzsignale verwendet werden, um Signalquellen und -senken reflektionsfrei zu verbinden. Zum anderen sind verschiedene PCB-Leitungen mit einer typischen Leitungsbreite zum Verbinden von niederfrequenten Signalen zwischen passiven und aktiven Bauelementen und integrierten Schaltungen realisiert worden [50]. Als Abschlussimpedanzen der aufgebauten Leitungen werden dabei die Fälle für Anpassung, Kurzschluss und Leerlauf gewählt, sowie vereinfachte, lineare Modelle für die Ein- und Ausgangsimpedanz von digitalen Bauteilen [51]. Dabei stellt ein digitaler Eingang (z.B. ein Eingang einer Treiberstufe) eine Parallelschaltung aus einem $1\text{-M}\Omega$ -Widerstand und einer 5-pF -Kapazität gegen Masse dar, während ein Digitalausgang als Parallelschaltung aus einem $50\text{-}\Omega$ -Widerstand und einer 5-pF -Kapazität gegen Masse modelliert wurde. Die Leitungsbreiten, die sich aus den entsprechenden geforderten Leitungswellenwiderständen ergeben, lassen sich mit Berechnungsmethoden aus [52] und dem gewählten Substrat ableiten. Analog dazu können die Leitungswiderstände aus der gegebenen Geometrie der Mikrostreifenleitung und dem Substrat berechnet werden. Diese und weitere Testgeometrien für den Nachweis eingekoppelter UWB-Störungen sind in [53] detaillierter dargestellt. Der generelle Aufbau der realisierten einfachen PCB-Leitungen ist in Bild 4.12 abgebildet.

Zusätzlich zu den einfachen Strukturen sind in [54] komplexere PCB-Strukturen entwickelt worden, die speziell für die Vermessung innerhalb des in Abschnitt 4.1 dargestellten Testsystems entworfen worden sind. Neben rein passiven Leitungsstrukturen erfolgte auch der Entwurf von Strukturen mit einfachen aktiven Schaltungen, um Störungen direkt auf aktiven Leitungen zu analysieren. Bild 4.13 zeigt die in [35] entwickelten passiven und aktiven PCB-Strukturen.

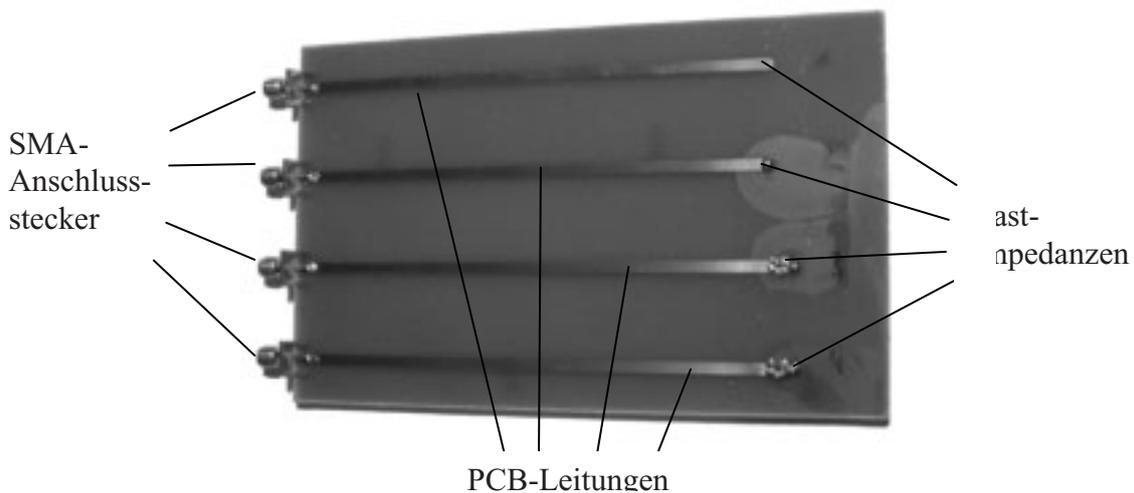


Bild 4.12: Platine zur Messung der Einkopplung auf 13 cm lange PCB-Leitungen mit einem Leitungswellenwiderstand von 50Ω und unterschiedlichen Leitungsabschlüssen

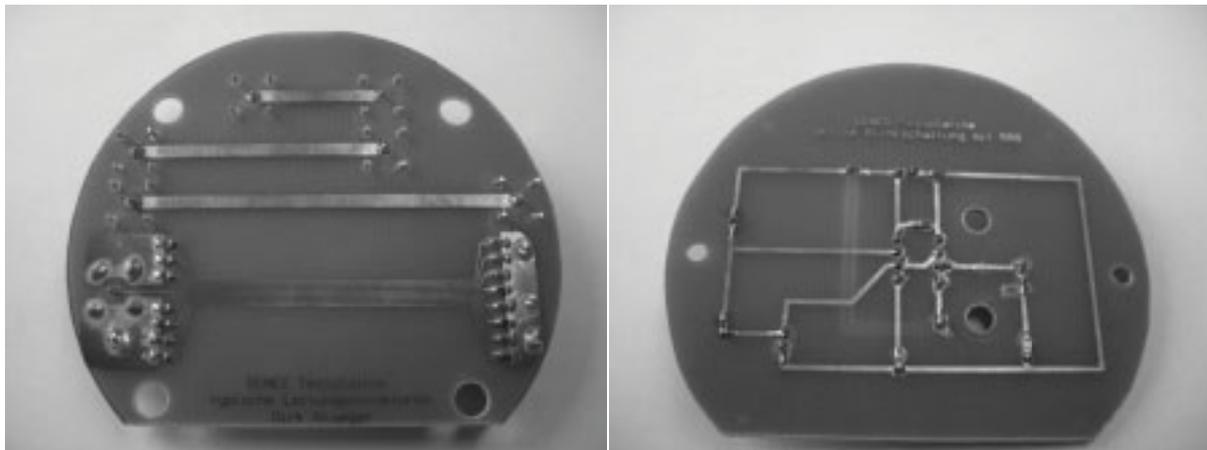


Bild 4.13: Passive (links) und aktive (rechts) PCB-Strukturen für das behandelte Testsystem zur Einkoppeluntersuchung von ultra breitbandigen Störungen auf PCB-Leitungen [54]

Der prinzipielle Messaufbau zur Vermessung der eingekoppelten Signale in die vorgestellten PCB-Strukturen ist in Bild 4.14 dargestellt. Die PCB-Leitungsstrukturen werden in einer GTEM¹⁴-Zelle in einem Abstand d zum Einspeisepunkt der Zelle einem homogenen elektromagnetischen Feld ausgesetzt. Das Feld wird durch einen UWB-Pulsgenerator mit einer Ausgangsspannung $u_{UWB}(t)$ erzeugt, sodass am Ort der Testplatine die Feldstärke

$$E_{UWB}(t) = \frac{u_{UWB}(t)}{h} \quad (4.7)$$

herrscht, wobei h die Höhe des Septums an der Stelle d ist. Zur Messung der Spannung, die in die PCB-Leitung durch die Einwirkung des Feldes eingekoppelt wird, sind die einfachen PCB-Leitungsstrukturen an ihrem unteren Ende mit einem SMA-Stecker abgeschlossen, sodass sie über ein geschirmtes Kabel durch den Boden der GTEM-Zelle an ein Oszilloskop mit einer hinreichenden Messbandbreite angeschlossen werden können [53]. Für die PCB-Strukturen, die speziell für das oben vorgestellte Testsystem entworfen worden sind, ist in [54] ein spezieller Messaufbau entwickelt worden, sodass die eingekoppelten Signale an

¹⁴ GTEM

Gigahertz-Transversal-Electromagnetic

beliebigen Stellen auf der PCB-Struktur erfasst werden können. Bild 4.15 zeigt den Aufbau zur Vermessung von leitungsgebundenen UWB-Störungen auf PCB-Ebene. Darüber hinaus eignet sich der Messaufbau ebenfalls für die Messung von eingekoppelten UWB-Störungen in aktiven Schaltungen, ohne die Testschaltung selbst signifikant zu beeinflussen.

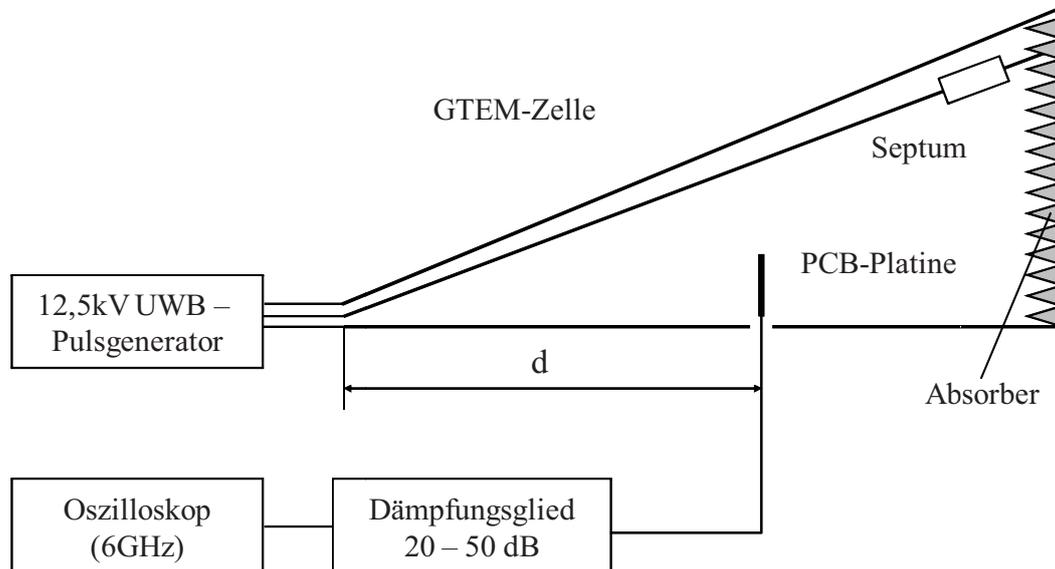


Bild 4.14: Prinzipieller Aufbau zur Messung der eingekoppelten Spannung in PCB-Strukturen in einem Wellenleiter

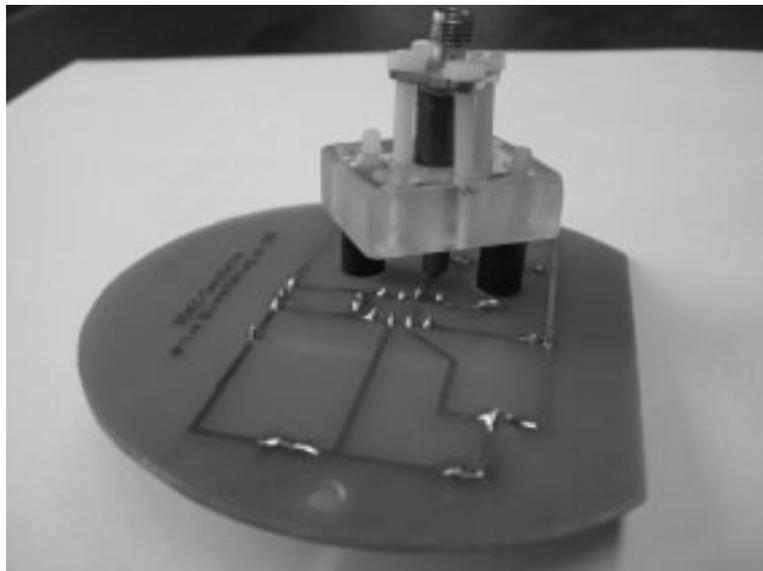


Bild 4.15: Messaufbau zur Messung von leitungsgebundenen UWB-Störungen auf PCB-Ebene [54]

4.3.2 Simulation und Messung von UWB-Störsignalen auf PCB-Leitungen

Die Simulation der eingekoppelten Störungen auf die oben vorgestellten PCB-Strukturen ist ebenfalls mithilfe des Programmpaketes *CONCEPT* durchgeführt worden. Es enthält ein spezielles Simulationspaket zur Berechnung von PCB-Leitungsstrukturen, dessen Grundlagen

in [46] erarbeitet worden sind. Grundsätzlich basiert es ebenfalls auf der numerischen Lösung der elektrischen Feldintegralgleichung mithilfe der Momentenmethode.

Die Simulationen und Messungen sind mit den in Bild 4.16 dargestellten ultra breitbandigen Anregungspulsen durchgeführt worden, die am Ort der Testplatinen eine maximale Feldstärke von 16,67 kV/m erzeugen. Die Simulationsergebnisse sowie die Messungen für die einfachen PCB-Strukturen sind in Bild 4.17 bzw. Bild 4.18 für 50- Ω -PCB-Leitungen sowie für PCB-Strukturen mit typischer Breite für Niederfrequenzsignale dargestellt. Es zeigt sich, dass der Signalverlauf, sowie die Maximalamplitude der eingekoppelten Spannungsverläufe auf den PCB-Leitungen sowohl für verschiedene Leitungsabschlüsse als auch für unterschiedliche Leitungsbreiten weitgehend ähnlich sind.

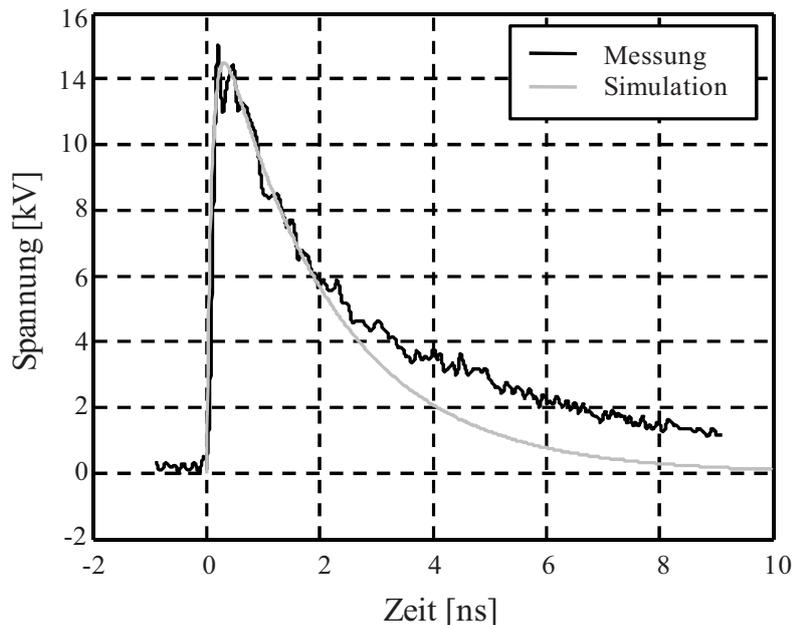


Bild 4.16: Signalverlauf der Ausgangsspannung des verwendeten UWB-Pulsengenerators zur Erzeugung eines homogenen ultra breitbandigen Feldes zur Störeinkopplungsuntersuchung in PCB-Strukturen

Es sind Maximalspannungen von ca. 5 bis 15 V ermittelt worden, die aus dem 16,67-kV/m-UWB-Feldpuls auf den Leitungen resultieren. Die Signalverläufe entsprechen sehr gut den in Kapitel 1 theoretisch ermittelten Signalverläufen für Einkoppelbandbreiten von 30 MHz bis 3 GHz. Gleichzeitig bilden die Simulationsergebnisse die gemessenen Signalverläufe teilweise recht gut ab, sodass für weitere Untersuchungen auch in diesem Fall auf Simulationsergebnisse zurückgegriffen werden kann.

Ähnliche Resultate zeigen sich bei den speziell für das vorgestellte Testsystem entwickelten PCB-Strukturen. Bild 4.19 zeigt den gemessenen Verlauf der Ausgangsspannung einer in [54] entwickelten aktiven Taktschaltung auf einer PCB-Platine bei Beaufschlagung mit einem 16,67-kV/m-UWB-Feldpuls. Auch in diesem Fall erreichen die eingekoppelten Signale Spannungsamplituden bis ca. 15 V.

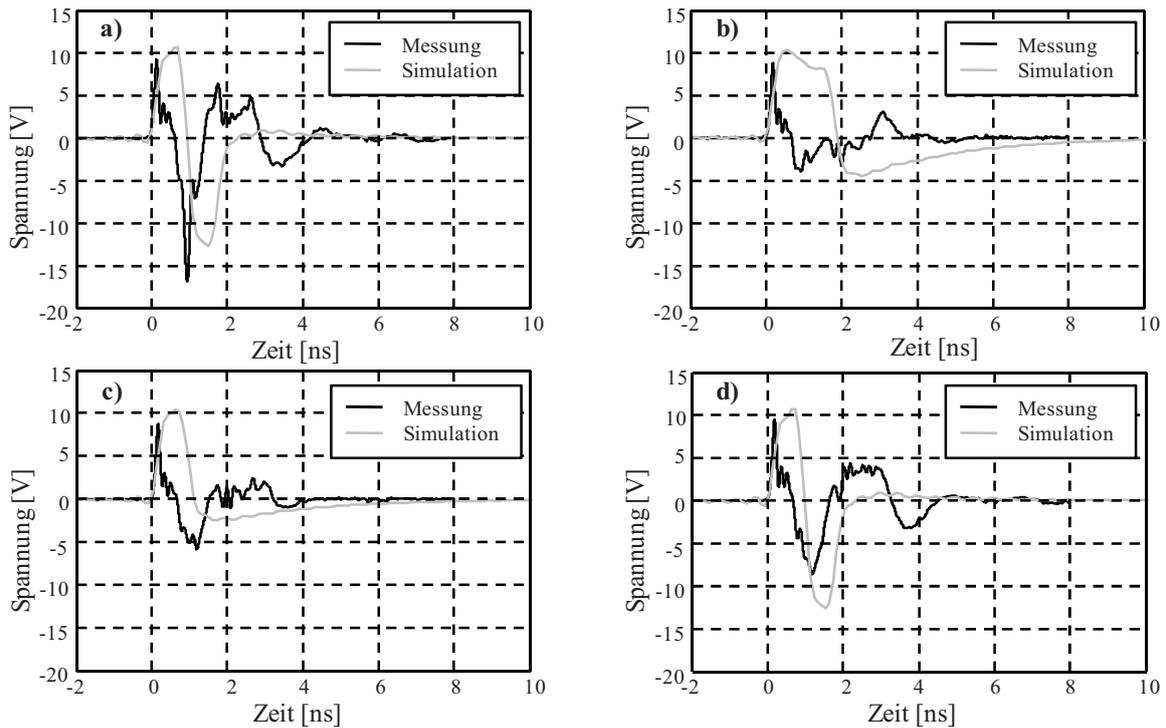


Bild 4.17: Gemessene und simulierte eingekoppelte Spannung auf eine 50- Ω -PCB-Leitung, hervorgerufen durch ein doppelt-exponentielles elektrisches UWB-Feld mit einer Amplitude von 16,67 kV/m; Leitungsanschlüsse: (a) Leerlauf, (b) Kurzschluss, (c) Parallelschaltung aus 50 Ω und 5 pF, (d) Parallelschaltung aus 1 M Ω und 5 pF

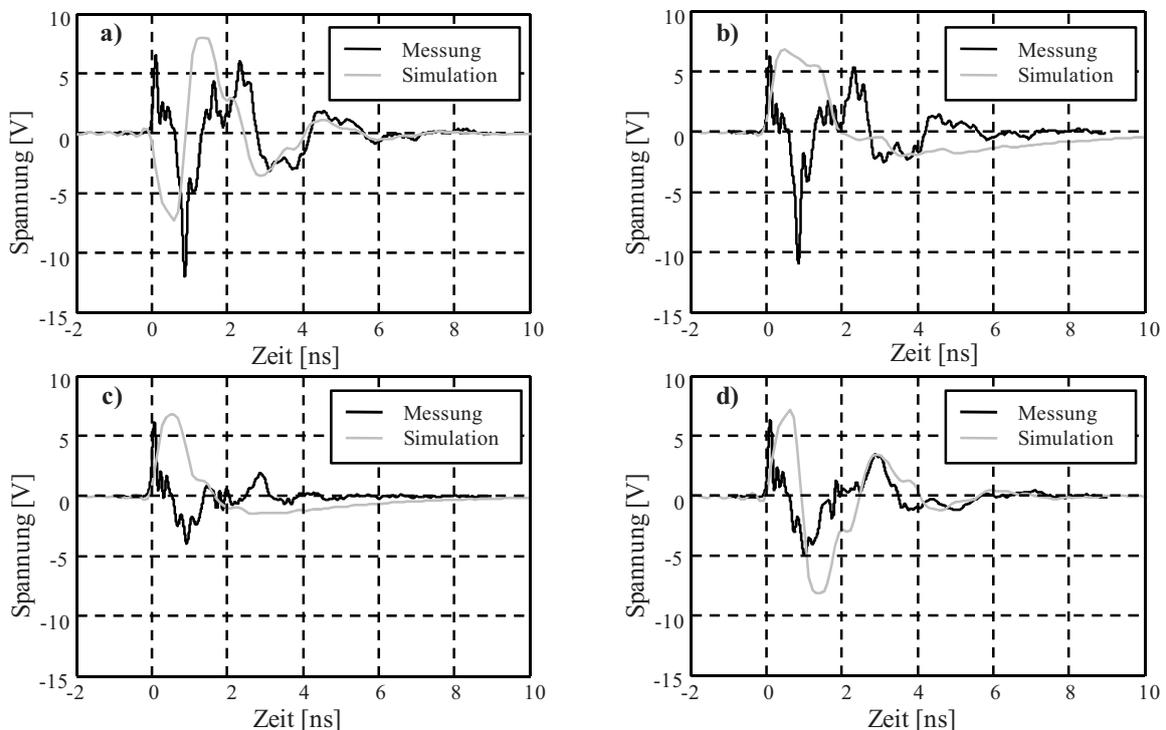


Bild 4.18: Gemessene und simulierte eingekoppelte Spannung auf eine typische dünne Verbindungsleitung von gedruckten Schaltungen, hervorgerufen durch ein doppelt-exponentielles elektrisches UWB-Feld mit einer Amplitude von 16,67 kV/m; Leitungsanschlüsse: (a) Leerlauf, (b) Kurzschluss, (c) Parallelschaltung aus 50 Ω und 5 pF, (d) Parallelschaltung aus 1 M Ω und 5 pF

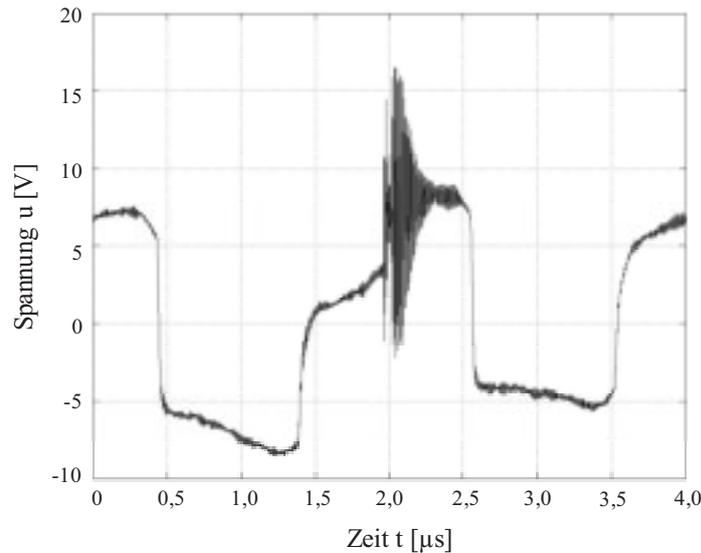


Bild 4.19: Gemessener Spannungsverlauf auf einer PCB-Platine an einer Signalleitung einer aktiven Taktschaltung bei Beaufschlagung mit einem 16,67-kV-UWB-Feldpuls [54]

4.4 Fazit

In diesem Kapitel sind die theoretischen Beschreibungen des vorangegangenen Kapitels anhand eines Testsystems verifiziert worden. Mithilfe von computergestützten Simulationen sind zunächst detaillierte Schirmdämpfungsanalysen durchgeführt worden. Dabei bestätigte sich, dass die Schirmdämpfung sehr stark von der geometrischen Beschaffenheit der Systemhülle abhängt und entsprechend stark schwanken kann. Für praktisch relevante Systeme ist eine Abschätzung der Schirmdämpfung von etwa 20 bis 30 dB vorgenommen worden. Diese relativ geringen Werte sind auf vorhandene Öffnungen in den Schirmgehäusen zurückzuführen. Weiterhin sind Einkoppeluntersuchungen von feldgeführten ultra breitbandigen Feldern auf PCB-Leitungsstrukturen durchgeführt worden. Dazu sind sowohl einfache PCB-Strukturen als auch komplexere bis hin zu aktiven Strukturen aufgebaut und simuliert bzw. vermessen worden. Es sind größtenteils unabhängig von der Komplexität der PCB-Strukturen maximale Einkoppelspannungen bis etwa 15 V bei doppelt-exponentiellen Feldstörungen mit einer Maximalamplitude von 16,67 kV/m ermittelt worden. Darüber hinaus konnten auch die in Kapitel 1 gezeigten Signalverläufe bei vorgegebener Einkoppelbandbreite bestätigt werden.

5 Nachbildung von eingekoppelten UWB-Pulsen auf PCB-Ebene

Für eine effiziente Entwicklung von Schutzschaltungen gegen eingekoppelte ultra breitbandige Störpulse ist ein Messaufbau notwendig, an dem die entworfenen Schutzschaltungen auf ihre Wirksamkeit überprüft werden können. Für einen solchen Messaufbau ist eine Signalquelle notwendig, die eingekoppelte UWB-Störungen auf PCB-Ebene nachbildet. Aus dem vorangegangenen Kapitel ist deutlich geworden, dass die Generierung von Störpulsen innerhalb von realen Systemen aufgrund der Lage des Systems im Feldraum, der verbauten Elektronik im Testsystem, vor allem aber durch die notwendige Messsensorik beliebig komplex werden kann. Insbesondere der systematische Fehler von Messaufbauten im feldbeaufschlagten Raum ist zum Teil so groß, dass aussagekräftige Ergebnisse für komplexe Systeme sehr oft nicht möglich sind [54]. Außerdem ist eine Wiederholbarkeit von solchen Messungen in unterschiedlichen Messlaboren praktisch nur mit exakt den gleichen Testsystemen möglich. Hinzu kommt, dass der notwendige Messaufbau mit den Geräten für die Generierung von wirksamen Störampplituden im kV-Bereich, die Felderzeugung und Energieübertragung durch impulsabstrahlende Antennen und die Einkoppelstrecken in ausreichend großen Abständen einen sehr großen räumlichen und extrem hohen finanziellen Aufwand bedeuten.

Für eine laborgestützte Entwicklung von Schutzschaltungen für komplexe elektronische Systeme ist ein kompakterer Aufbau zur Störpulsenergieerzeugung auf Leitungsebene deutlich sinnvoller. Zum einen müssen in einem solchen Aufbau deutlich geringere Spannungsamplituden auf Leitungsebene erzeugt werden, da durch Feldeinkopplungen in den Testsystemen geringere Störpegel resultieren als diese ursprünglich vor der Abstrahlung aufgewendet werden müssen. Zum anderen stehen unter Laborbedingungen deutlich mehr Freiheitsgrade zur Messung der UWB-Pulsbelastbarkeit von elektronischen Systemen und zur Validierung von vorgeschlagenen Schutzmöglichkeiten zur Verfügung. Darüber hinaus kann durch einen kompakten Laboraufbau der finanzielle Aufwand deutlich reduziert werden.

In diesem Kapitel werden Ansätze der Störpulsenergieerzeugung vorgestellt und diskutiert, die solche eingekoppelten UWB-Störungen auf PCB-Leitungen nachbilden. Hierzu werden zunächst die Anforderungen zusammengefasst, die sich aus den Ergebnissen des vorangegangenen Kapitels ergeben haben. Anschließend werden zwei grundsätzlich unterschiedliche Ansätze vorgestellt, die die aufgestellten Anforderungen an die UWB-Störpulsenergieerzeugung erfüllen. Abschließend werden beide Verfahren miteinander verglichen und für den Einsatz in der UWB-Pulsforschung bewertet.

5.1 Anforderungen an UWB-Testsignale

Grundsätzlich ist man bei allen auftretenden Störungen bemüht, einen normierten Testaufbau zu erstellen, sodass elektronische Geräte und Systeme weltweit unter den gleichen Bedingungen getestet werden können. Während diese Normierungen sowohl bei der Pulsform als auch bei der Pulserzeugung für die bekannten transienten breitbandigen Störungen wie ESD oder NEMP seit vielen Jahren verabschiedet und angewendet werden, beschränkt sich derzeit die Normierung von ultra breitbandigen Störpulsen auf eine Definition im Frequenzbereich (vgl. Kapitel 2). Normierte Störpulsformen im Zeitbereich oder deren Erzeugung sind derzeit noch nicht beschrieben. Eine Erweiterung für UWB-Pulse im Zeitbereich ist in Kapitel 2 vorgestellt und diskutiert worden. Durch das bandbeschränkende Einkoppelverhalten von elektronischen Systemen (vgl. Kapitel 1) muss jedoch für die Nachbildung von eingekoppelten UWB-Störpulsen auf Leitungsebene diese

Bandbeschränkung berücksichtigt werden. Im vorangegangenen Kapitel konnte gezeigt werden, dass die resultierenden Störpulse auf PCB-Leitungen sehr stark vom zu testenden System abhängig sind. Aufbauend auf den theoretisch beschriebenen Signalverläufen aus Kapitel 1 sowie den Resultaten hinsichtlich der Störamplitude aus Kapitel 4 werden die signifikantesten Anforderungen an ultra breitbandige Störsignale in Tabelle 5.1 zusammengefasst. Aufgrund der in Kapitel 2 dargestellten möglichen Felderzeugungen im MV/m-Bereich und den resultierenden Maximalspannungen auf PCB-Leitungen durch Feldbeaufschlagung von ultra breitbandigen Feldpulsen erscheinen Maximalspannungen bis 100 V realistisch. Die gewählten Grenzfrequenzen resultieren aus typischen minimalen und maximalen Einkoppellängen von komplexen elektronischen Systemen von ca. 10 cm bis etwa 1,5 m (vgl. Kapitel 4).

Tabelle 5.1: Anforderungen an ein ultra breitbandiges Störsignal für signifikante Auswirkungen auf komplexe elektronische Systeme

Parameter	Wertebereich
Amplitude \hat{U}	0 V - 100 V
Grenzfrequenz f_1	30 MHz - 1 GHz
Grenzfrequenz f_2	300 MHz - 3 GHz

Neben den Anforderungen aus Tabelle 5.1 wird zusätzlich eine möglichst hohe Pulswiederholfrequenz angestrebt, um eine maximale Störbeeinflussung nachbilden zu können. Mit diesen gestellten Anforderungen an die nachzubildenden ultra breitbandigen Leitungssignale sind sowohl Stör- und Zerstöranalysen von elektronischen Bauelementen möglich, sowie eine intensive Charakterisierung von angepassten Schutzschaltungen gegen leitungsgebundene UWB-Störungen. Die Umsetzung der gestellten Anforderungen soll im Folgenden diskutiert werden.

5.2 UWB-Pulserzeugung durch Spektralformung breitbandiger Quellen

Der naheliegendste Ansatz, die in Kapitel 1 vorgestellten UWB-Störpulse auf PCB-Ebene zu generieren, besteht darin, das Spektrum von ausreichend breitbandigen Signalquellen mithilfe pulsformender Netzwerke soweit zu formen, dass das erzeugte Spektrum denen der in Kapitel 1 definierten Spektren von eingekoppelten UWB-Störungen auf PCB-Ebene entspricht. Für diesen Ansatz gilt es daher, zwei Systemblöcke zu diskutieren. Zum einen wird die Erzeugung von ausreichend breitbandigen Signalen diskutiert, zum anderen wird der Aufbau von geeigneten pulsformenden Netzwerken erläutert. Das Blockschaltbild zur Erzeugung von eingekoppelten UWB-Signalen auf PCB-Ebene ist in Bild 5.1 dargestellt.

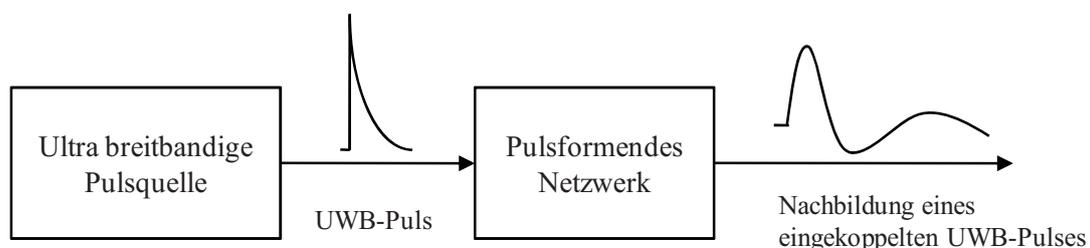


Bild 5.1: Blockschaltbild zur Erzeugung von eingekoppelten UWB-Signalen auf PCB-Ebene

Die Signalerzeugung basiert auf dem sehr schnellen Avalanche-Effekt, der in Halbleitern unter bestimmten Randbedingungen hervorgerufen werden kann, die pulsformenden

Netzwerke basieren auf einfachen passiven Hoch- und Tiefpassfiltern mit geeigneten Grenzfrequenzen. Beide Systemblöcke werden im Folgenden eingehend diskutiert und erläutert.

5.2.1 Breitbandige Signalerzeugung durch schnelle Avalanche-Transistoren

Halbleiter werden in nahezu allen Bereichen in der Elektrotechnik als Quellen verschiedenster Signale verwendet. Sie werden sowohl als Signalgeneratoren in Niederspannungsapplikationen, wie zum Beispiel von Modulations- und Sendeeinheiten in Mobiltelefonen, aber auch in klassischen Hochenergieanwendungen, wie etwa Radar- oder Kommunikationsfunkanlagen, eingesetzt. Ihre hohe Verfügbarkeit und die große Parametervariabilität bieten eine Vielzahl an Einsatzmöglichkeiten. Halbleiter werden bereits heute zur Generierung von extrem kurzen und somit sehr breitbandigen Signalen eingesetzt [55]. Im Vordergrund stehen dabei zumeist Nahbereichsfunkapplikationen zur Datenübertragung. Die erzielten Spannungsamplituden liegen dabei jedoch nur um ca. 1 V. Für die Erzeugung von den hier beschriebenen Testpulsen im UWB-Bereich mit Amplituden bis ca. 100 V sind diese Methoden der Pulserzeugung daher nicht geeignet. Jedoch kann ein Effekt in Halbleitern ausgenutzt werden, der die Erzeugung der gewünschten Signale ermöglicht: der sogenannte Avalanche-Effekt. Sowohl die dadurch mögliche Bandbreite der Ausgangssignale als auch die zu erreichende maximale Ausgangsspannung sind durch die Ausnutzung dieses Effektes möglich.

Um UWB-Pulsgeneratoren auf Basis des Avalanche-Effektes zu entwerfen, werden zunächst die grundsätzlichen Vorgänge im Halbleiter, die den Avalanche-Effekt hervorrufen, theoretisch beschrieben. Anhand von Bipolartransistoren, die außerhalb ihres normalen Bereiches betrieben werden, wird der Avalanche-Effekt verdeutlicht. Weiterhin werden die notwendigen Randbedingungen zu einer schaltungstechnischen Realisierung von Pulsgeneratoren erörtert, um die aufgestellten Anforderungen an die zu entwickelnden UWB-Pulsgeneratoren zu erfüllen. Abschließend werden verschiedene Realisierungen von UWB-Pulsgeneratoren auf Basis des Avalanche-Effektes vorgestellt.

5.2.1.1 Der Avalanche-Effekt

Der Avalanche- oder auch Lawinen-Effekt ist einer von drei unterschiedlichen Durchbruchmöglichkeiten an einem pn-Übergang. Neben ihm existieren noch der thermische Durchbruch sowie der Zener-Effekt. Beide sind jedoch in diesem Zusammenhang von untergeordneter Bedeutung, da der thermische Durchbruch zu irreversiblen Bauteilschäden führen kann und der Zener-Effekt vorrangig bei niedrigen Spannungen zur Wirkung kommt. Der Avalanche-Effekt entsteht in Halbleitern bei sehr hoher elektrischer Feldstärke in der Größenordnung von etwa 10^5 V/cm und verläuft im Subnanosekundenbereich. Dieser Effekt ist grundsätzlich reversibel, wodurch er theoretisch beliebig oft wiederholt werden kann. Der Avalanche-Effekt beruht auf der Tatsache, dass Ladungsträger im Halbleiter unter ausreichend hoher elektrischer Feldstärke eine so hohe Bewegungsenergie aufweisen, dass sie in der Lage sind, weitere Elektronen aus dem Gitterverband des Halbleiters herauszuschlagen. Im Bändermodell bedeutet das, dass ein Elektron aus dem Valenzband in das Leitungsband gehoben wird. Somit entsteht im Valenzband ein neues freies Loch und im Leitungsband ein korrespondierendes neues freies Elektron, die beide zum Ladungsträgeraustausch beitragen. Dieser Vorgang wird auch als Stoßionisation bezeichnet.

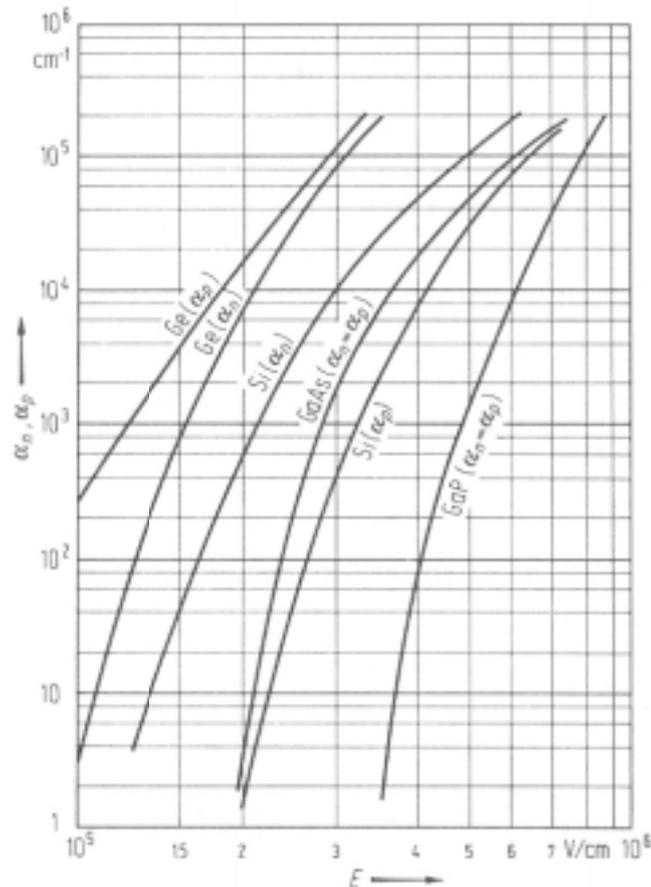


Bild 5.2: Ionisationskoeffizienten von Elektronen $\alpha_n(E)$ und Löchern $\alpha_p(E)$ für verschiedene Halbleitermaterialien in Abhängigkeit der Feldstärke [56]

Zur analytischen Beschreibung wird die mittlere Anzahl der Stoßionisationsvorgänge pro Wegeinheit eines Teilchens $\alpha(E)$ eingeführt [56]. Diese Größe ist abhängig von der momentanen Feldstärke im Halbleiter. In Bild 5.2 sind die Ionisationskoeffizienten von Elektronen $\alpha_n(E)$ und Löchern $\alpha_p(E)$ für verschiedene Halbleitermaterialien in Abhängigkeit der Feldstärke dargestellt.

Die Ladungsträgergeneration kann sich unter bestimmten Voraussetzungen lawinenartig fortsetzen. Dieser Prozess wird im Folgenden verdeutlicht. Es wird angenommen, dass in ein Halbleitervolumen mit einer Dicke d und einer elektrischen Feldstärke E ein Elektron sowie ein Loch eintreten. Das Loch wandert in Richtung des elektrischen Feldes durch das Halbleitervolumen, das Elektron in die entgegengesetzte Richtung. Überschreitet die Feldstärke nicht die kritische Grenze, läuft im Halbleiter kein weiterer Prozess ab und das Elektron bzw. das Loch rufen eine Stromdichte von S_{0n} bzw. S_{0p} hervor. Im ungestörten Fall ergibt sich so im Halbleiter eine Gesamtstromdichte von:

$$S = S_{0n} + S_{0p} . \quad (5.1)$$

Mit einer ausreichend hohen elektrischen Feldstärke E erhalten das Elektron und das Loch eine so hohe kinetische Energie, dass sie in der Lage sind, ein weiteres Elektronen-Loch-Paar zu generieren. Bei genügend hoher Feldstärke und ausreichender Wegstrecke sind das neu generierte Elektron bzw. Loch wiederum selbst erneut in der Lage, neue Elektronen-Loch-Paare zu erzeugen. Der Ladungsträgervervielfältigungsprozess setzt sich demnach lawinenartig fort. Dieser Vorgang im Halbleiter kann mithilfe der Kontinuitätsgleichungen

beschrieben werden, wodurch die resultierende Stromdichte S im Halbleiter berechnet werden kann. Die Kontinuitätsgleichungen ergeben sich in eindimensionaler Form für den stationären Fall zusammen mit den Generationsraten nach Gleichung (5.1) zu:

$$\frac{\partial S_p}{\partial x} = S_n \cdot \alpha_n + S_p \cdot \alpha_p \quad (5.2)$$

bzw.

$$-\frac{\partial S_n}{\partial x} = S_n \cdot \alpha_n + S_p \cdot \alpha_p. \quad (5.3)$$

Die Summe von Gleichung (5.2) und (5.3) ergibt:

$$\frac{\partial(S_p - S_n)}{\partial x} = 2(S_n \cdot \alpha_n + S_p \cdot \alpha_p). \quad (5.4)$$

Bei homogener Strömung ist die Stromdichte $S=S_n+S_p$ konstant und es gilt:

$$S_p - S_n = 2S_p - S \quad (5.5)$$

bzw.

$$S_p - S_n = S - 2S_n. \quad (5.6)$$

Die Integration von Gleichung (5.4) über die Länge des Halbleiters d führt mit den Randbedingungen bei $x=0$ bzw. $x=d$ zu:

$$2S - 2S_{0n} - 2S_{0p} = 2(S - S_0) = 2 \int_{x=0}^{x=d} (S_n \alpha_n + S_p \alpha_p) dx. \quad (5.7)$$

Die Stromdichte S erhält man durch Umformung von Gleichung (5.7):

$$S = \frac{S_0}{1 - \int_{x=0}^{x=d} \frac{S_n \alpha_n + S_p \alpha_p}{S} dx}. \quad (5.8)$$

Setzt man vereinfachend die Ionisationskoeffizienten von Elektronen und Löchern gleich, ergibt sich die Stromdichte mit $\alpha_n=\alpha_p=\alpha$ zu:

$$S = \frac{S_0}{1 - \int_{x=0}^{x=d} \alpha dx}. \quad (5.9)$$

Geht nun das Integral im Nenner gegen 1, wächst der Strom theoretisch ins Unendliche und führt somit zu einem Durchbruch im Halbleiter. Wird der Stromfluss über eine äußere Beschaltung des Halbleiters begrenzt, ist der Lawinendurchbruch stets ein reversibler Vorgang [57].

5.2.1.2 Der Avalanche-Effekt in Transistoren

Von besonderer Bedeutung ist die Ausnutzung des Avalanche-Effektes in Transistoren. Hierbei besteht die Möglichkeit, den Avalanche-Effekt durch gezielte Triggerung der Transistor-Basis zu steuern und somit Einfluss auf den Verlauf des Ausgangspulses zu nehmen. Der schematische Aufbau eines Pulsgenerators auf Basis von Avalanche-Transistoren zur Erzeugung von leitungsgebundenen UWB-Signalen ist in Bild 5.3 dargestellt.

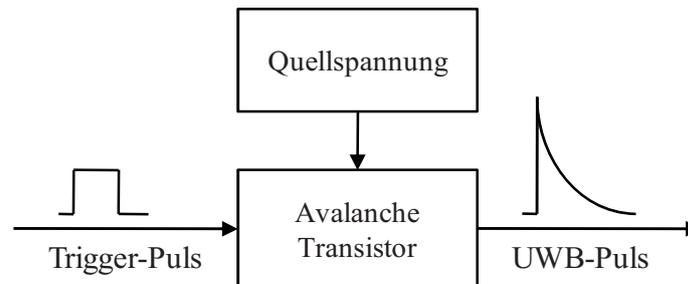


Bild 5.3: Schematische Darstellung eines Avalanche-Pulsers auf Basis von Bipolartransistoren zur Erzeugung von leitungsgebundenen UWB-Signalen

Der Avalanche-Effekt kann grundsätzlich in allen Arten von Bipolartransistoren hervorgerufen werden, jedoch entscheidet die spezielle Dotierung, wie schnell dieser Vorgang abläuft und ob die entstehenden Wärmeverluste durch den sehr schnellen Stromfluss den Transistor nicht beschädigen. Als Avalanche-Transistoren werden hierbei Bipolartransistoren bezeichnet, deren Kollektor-Basis-Strecke im Durchbruchbereich betrieben wird. Die resultierenden Amplituden der Ausgangsspannungen von Avalanche-Pulsen sind in großem Maße abhängig von der äußeren Beschaltung des Transistors.

5.2.1.3 Aufbau von Pulsgeneratoren mit Avalanche-Transistoren

Ein einfacher Aufbau eines Pulsgenerators mit Avalanche-Transistoren ist in Bild 5.4 dargestellt. Der Transistor wird durch die Spannungsversorgung U_0 so eingestellt, dass die Kollektor-Basis-Strecke kurz unterhalb des Durchbruches von U_{CER} einen stabilen Arbeitspunkt findet. Über den Widerstand R_I wird der Ladekondensator C_L auf die Spannung U_0 aufgeladen. Während der Kondensator sich auflädt, bildet sich eine Raumladungszone im pn-Übergang der Kollektor-Basis-Strecke auf. Ist der Ladevorgang abgeschlossen, befindet sich der Transistor in einem statischen Gleichstromarbeitspunkt und es fließt ein konstanter Sperrstrom durch die Kollektor-Basis-Diode. Dieser Strom ist sowohl von der Höhe der Versorgungsspannung als auch von der Größe des Basis-Emitter-Widerstandes abhängig. Für die Generierung von extrem steil verlaufenden Ausgangspulsen ist auf der einen Seite dieser Sperrstrom möglichst hoch zu wählen, da sich die Anstiegszeit des Entladepulses durch Erhöhung des Sperrstroms verringert [58]. Auf der anderen Seite darf der Sperrstrom nicht zu hoch gewählt werden, da sonst der Avalanche-Effekt ohne eine über die Basis gesteuerte Triggerung von selbst abläuft.

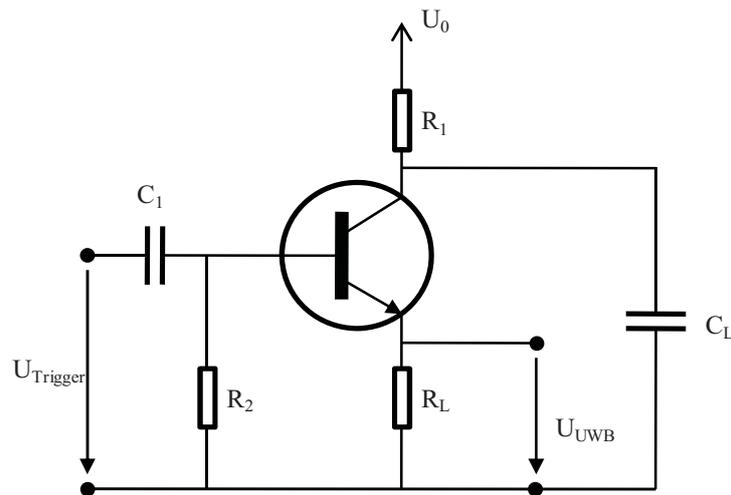


Bild 5.4: Schaltungsprinzip eines einfachen Pulsengenerators mit einem Avalanche-Transistor [58]

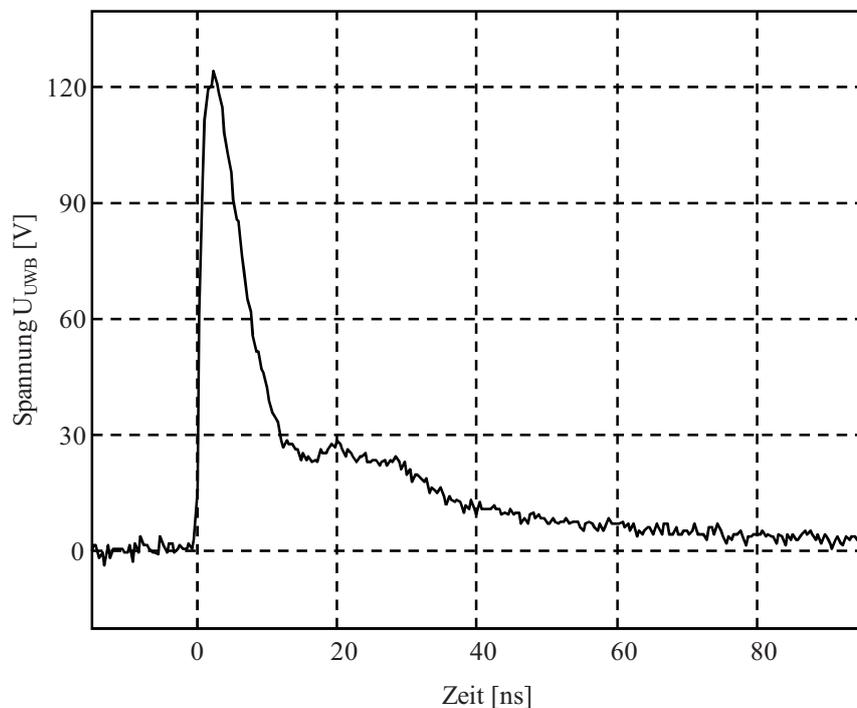


Bild 5.5: Typischer Verlauf der Ausgangsspannung eines UWB-Pulsengenerators auf Basis von Avalanche-Transistoren [59]

Durch eine positive Flanke der Spannung $U_{Trigger}$ am Triggereingang steigt das Potential an der Basis solange an, bis Elektronen aus dem Emitter emittieren. Sind diese durch die Basis diffundiert, gelangen die Elektronen in den Bereich der hohen Feldstärke in der Kollektor-Basis-Sperrschicht. Dort werden die Elektronen so beschleunigt, dass es zur eingangs beschriebenen Stoßionisation kommt, neue Elektronen-Loch-Paare generiert werden und der Avalanche-Effekt ausgelöst wird. Die Spannung am Kollektor sinkt dadurch von U_0 auf die Spannung U_{CEO} . Dadurch kann sich der Kondensator C_L über den Lastwiderstand R_L entladen und es entsteht der impulsförmige Ausgangsspannungspuls. Nachdem der Stromfluss aus dem Kondensator sein Maximum erreicht hat, kann die verbleibende Restladung im Kondensator kein ausreichend großes elektrisches Feld am pn-Übergang des Transistors aufbauen, um die

Elektronen-Lochpaar-Generation aufrecht zu erhalten. Es entstehen Rekombinationsprozesse, die den Stromfluss und somit den Spannungsverlauf über dem Lastwiderstand reduzieren. Wenn der Avalanche-Prozess beendet ist, sperrt der Transistor und der Kondensator C_L wird erneut über den Widerstand R_I auf die Ausgangsspannung U_0 aufgeladen. Der Vorgang kann anschließend wieder über einen Triggerpuls am Eingang der Pulsschaltung ausgelöst werden. Der typische Verlauf der Ausgangsspannung eines Avalanche-Pulsgenerators ist in Bild 5.5 dargestellt.

Besonderen Einfluss auf die auf diese Weise zu erzielende maximale Ausgangsspannung, die Anstiegszeit sowie die maximal mögliche Pulsrepetitionrate haben die Größen der Widerstände bzw. Kondensatoren, aber natürlich auch die Wahl des verwendeten Avalanche-Transistors. Im Institut für Messtechnik und Elektromagnetische Verträglichkeit der Technischen Universität Hamburg-Harburg sind im Rahmen einer Bachelorarbeit Bauelementgrößen von Ladewiderständen und -kondensatoren sowie unterschiedliche Avalanche-Transistortypen hinsichtlich der Generation schneller UWB-Pulse untersucht worden [59]. Anhand dessen kann ein Optimum zwischen gewünschter Maximalamplitude und zu erzielender Pulssteilheit eingestellt werden.

Die Maximalamplitude des Ausgangspulses kann weiter gesteigert werden, indem mehrere Avalanche-Transistoren kaskadiert aufgebaut werden. Der grundsätzliche Aufbau unterscheidet sich dabei nicht von dem Aufbau mit nur einem Transistor. Bild 5.6 zeigt das Schaltbild eines solchen UWB-Pulsgenerators mit drei Transistorstufen. Der einzige schaltungstechnische Unterschied besteht darin, dass der Lastwiderstand R_L in der Kaskadenbauweise über den Entladekondensator C_L am Kollektor angeschlossen ist, wodurch beim Entladevorgang ein negativer Strom über die Last fließt. Dementsprechend ist der Ausgangspuls im Gegensatz zur Ein-Transistor-Bauweise invertiert. Der somit nach Bild 5.6 generierte Ausgangspuls ist in Bild 5.7 abgebildet.

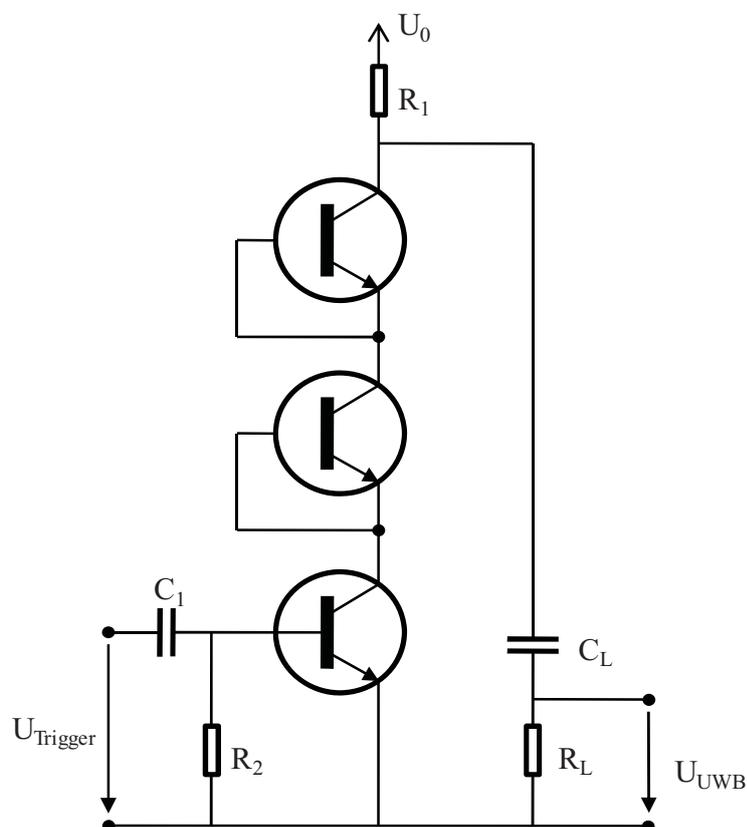


Bild 5.6: Kaskadierter UWB-Pulsgenerator mit mehreren Avalanche-Transistoren [60]

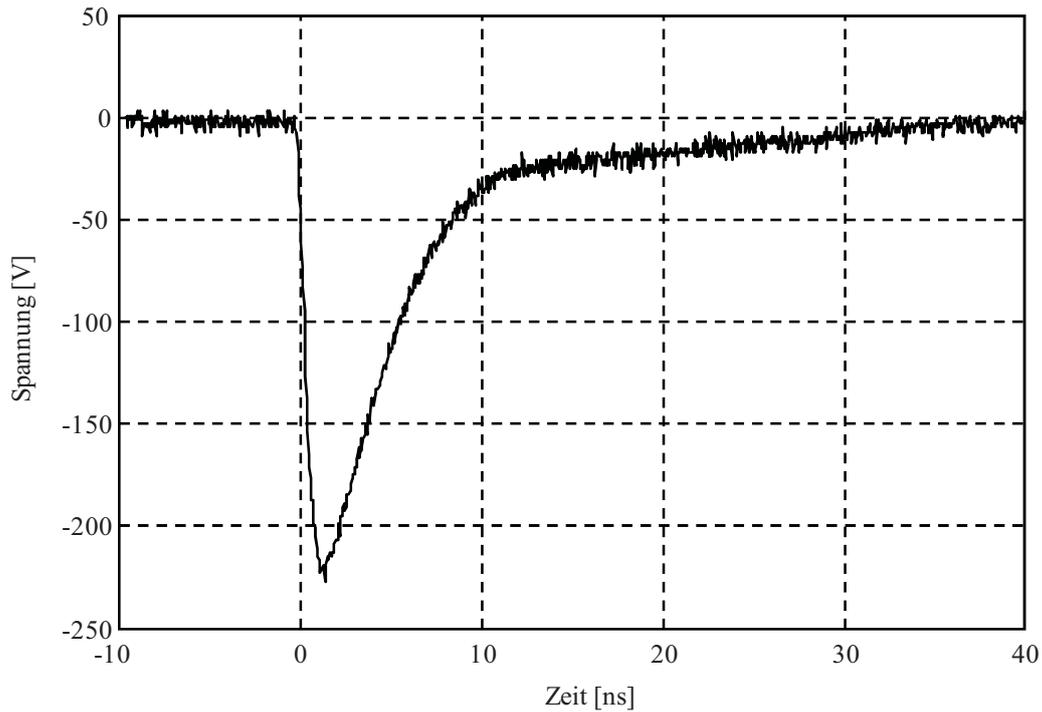


Bild 5.7: Ausgangspuls des in Bild 5.6 dargestellten UWB-Pulsengenerators [59]

Das Prinzip der Kaskadierung kann je nach benötigter Maximalamplitude erweitert werden. Auf diese Weise können UWB-Pulsengeneratoren mit Ausgangsspannungen bis zu 50 kV realisiert werden, wobei die Ausgangssignale Anstiegszeiten von 150 ps und weniger aufweisen [61]. Das Ausgangssignal eines 12,5-kV-UWB-Pulsengenerators ist in Bild 5.8 dargestellt.

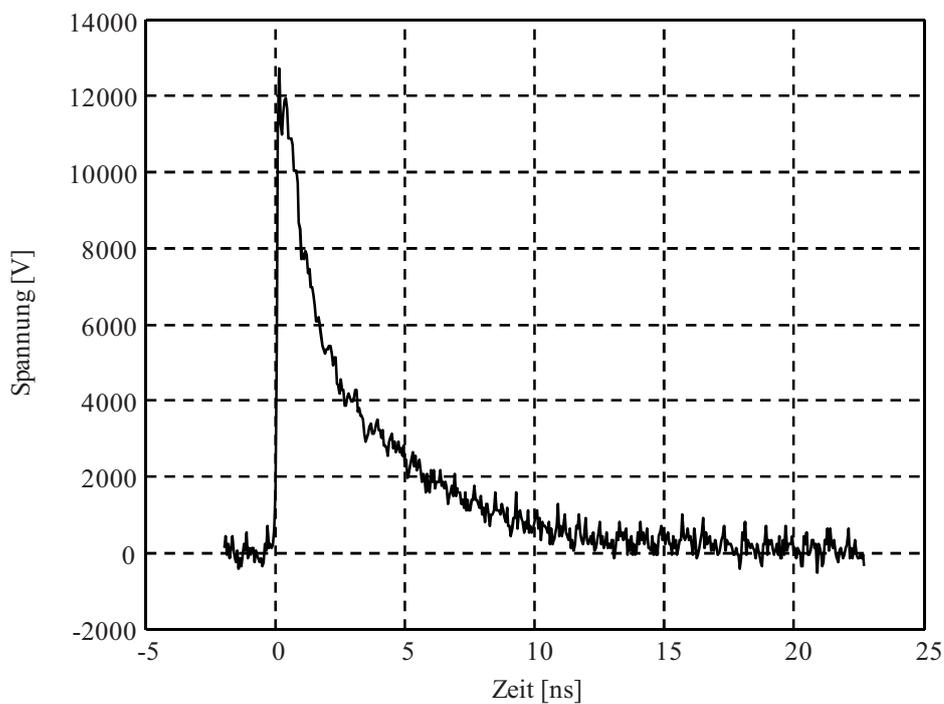


Bild 5.8: Ausgangssignal eines 12,5-kV-UWB-Pulsengenerators

5.2.2 Spektralformung durch pulsformende Netzwerke

In diesem Abschnitt wird die Spektralformung der gerade erzeugten UWB-Pulssignale beschrieben. Wie eingangs in Kapitel 1 beschrieben, kann die Übertragungsfunktion des Systems annähernd durch ein bandpassartiges Verhalten nachgebildet werden. Daher kann die Nachbildung von eingekoppelten UWB-Pulsen auf PCB-Ebene durch eine variable Bandpassfilterung eines leitungsgebundenen doppelt-exponentiellen UWB-Pulses generiert werden. Die Amplitude kann anschließend durch eine entsprechende Signaldämpfung auf die gewünschte Spannungsamplitude gebracht werden, vorausgesetzt, die Amplitude des ursprünglichen doppelt-exponentiellen UWB-Signals ist ausreichend hoch.

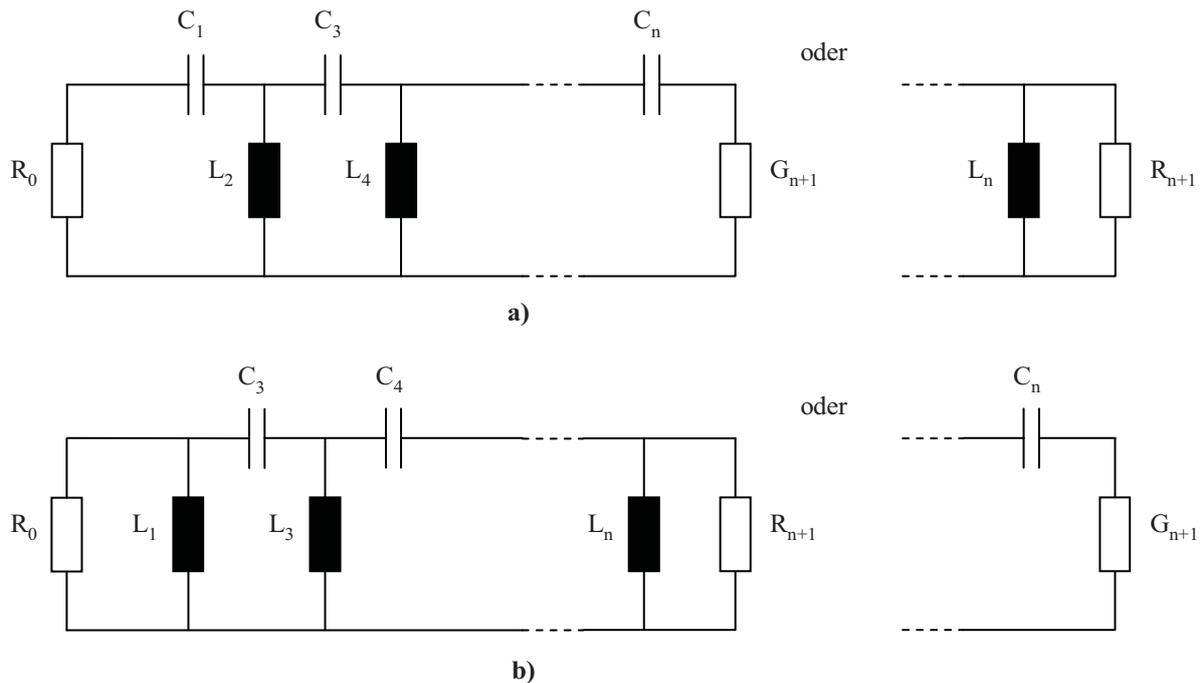


Bild 5.9: Prinzipielle Struktur von Hochpässen mit (a) Kapazität und (b) Induktivität als erstes Element

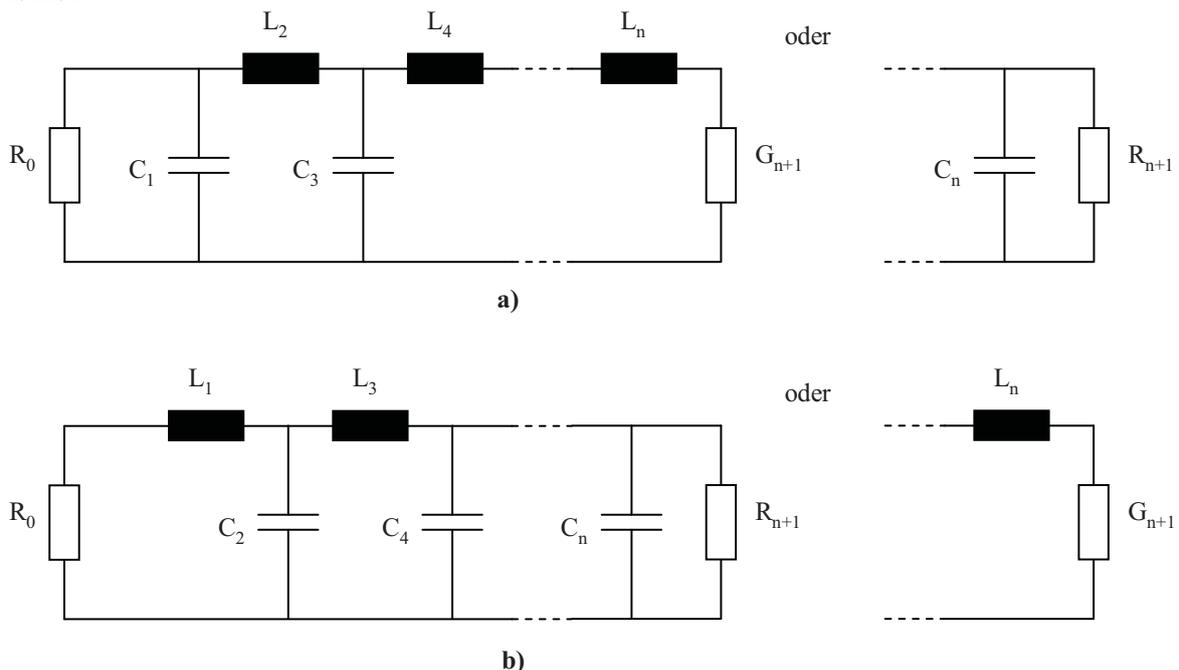


Bild 5.10: Prinzipielle Struktur von Tiefpässen mit (a) Kapazität und (b) Induktivität als erstes Element

Da eine praktische Realisierung von Hoch- bzw. Tiefpassfiltern mit stufenlos einstellbaren Frequenzen gemäß Tabelle 5.1 für den Bereich von 30 MHz bis 1 GHz bzw. 300 MHz bis 3 GHz extrem aufwändig wäre, werden hier ausgewählte Hoch- und Tiefpassfilter mit Grenzfrequenzen realisiert, die die entsprechenden Bereiche repräsentativ abdecken. Die Filter werden gemäß den Vorbetrachtungen aus Kapitel 1 mit der Ordnung $n=3$ entwickelt.

Das Übertragungsverhalten der Filter kann je nach Charakteristik z.B. mit Butterworth- oder Chebycheff -Charakteristik realisiert werden. Die generellen Aufbauten der Filter sind in Bild 5.9 und Bild 5.10 dargestellt. Der Unterschied in beiden Ausführungen zeigt sich vorrangig in den erzielten Güten der Filter. Da in dieser Anwendung kein Überschwängen an den Bandkanten erfolgen soll, werden für die realisierten Filter jeweils die Typen b gewählt, die sich durch eine Güte $Q < 1$ auszeichnen. Für eine bessere Vergleichbarkeit zwischen den theoretischen Betrachtungen und den nachfolgenden Messungen wird eine Butterworth-Charakteristik für alle entwickelten Filter gewählt. Die Berechnung der einzelnen Filterelemente erfolgt über [62]. Tabelle 5.2 zeigt die Werte der einzelnen Filterelemente für die verschiedenen Grenzfrequenzen der Hochpassfilter,

Tabelle 5.3 die der Tiefpassfilter.

Da die errechneten Werte für gewöhnlich keine Standardwerte darstellen, sind für den praktischen Aufbau die Werte auf die nächsten verfügbaren Werte gerundet worden. Die messtechnisch ermittelten Grenzfrequenzen der realisierten Filter sind dazu ebenfalls in Tabelle 5.2 bzw. in

Tabelle 5.3 aufgeführt. Die gemessenen Übertragungsfunktionen der Hoch- und Tiefpassfilter sind in Bild 5.11 und Bild 5.12 gegenübergestellt. Zur besseren Übersicht sind neben den Filterübertragungskurven die 3-dB-Grenzen gestrichelt eingezeichnet. Die gemessenen Übertragungskurven einiger Filterkombinationen sind in Bild 5.13 dargestellt. Erneut ist gestrichelt die 3-dB-Grenze eingezeichnet.

Tabelle 5.2: Berechnete und verwendete Filterelemente für Butterworth-Hochpassfilter mit den errechneten und mittels realisierter Filter erzielten 3-dB-Grenzfrequenzen

L [nH] theoretisch	L [nH] realisiert	C [pF] theoretisch	C [pF] realisiert	f_{3dB} [MHz] theoretisch	f_{3dB} [MHz] gemessen
265,26	270	53,05	56	30	30
79,58	82	15,92	18	100	100
15,92	15	3,18	3,6	500	440
10,61	10	2,12	2,2	750	755
7,96	7,5	1,59	1,5	1000	1100

Tabelle 5.3: Berechnete und verwendete Filterelemente für Butterworth-Tiefpassfilter mit den errechneten und mittels realisierter Filter erzielten 3-dB-Grenzfrequenzen

L [nH] theoretisch	L [nH] realisiert	C [pF] theoretisch	C [pF] realisiert	f_{3dB} [MHz] theoretisch	f_{3dB} [MHz] gemessen
26,53	27	21,22	18	300	260
15,92	15	12,73	10	500	280
7,96	8,2	6,37	5,6	1000	970
3,98	3,3	3,18	3,6	2000	1900
2,65	2,8	2,12	2,2	3000	3300

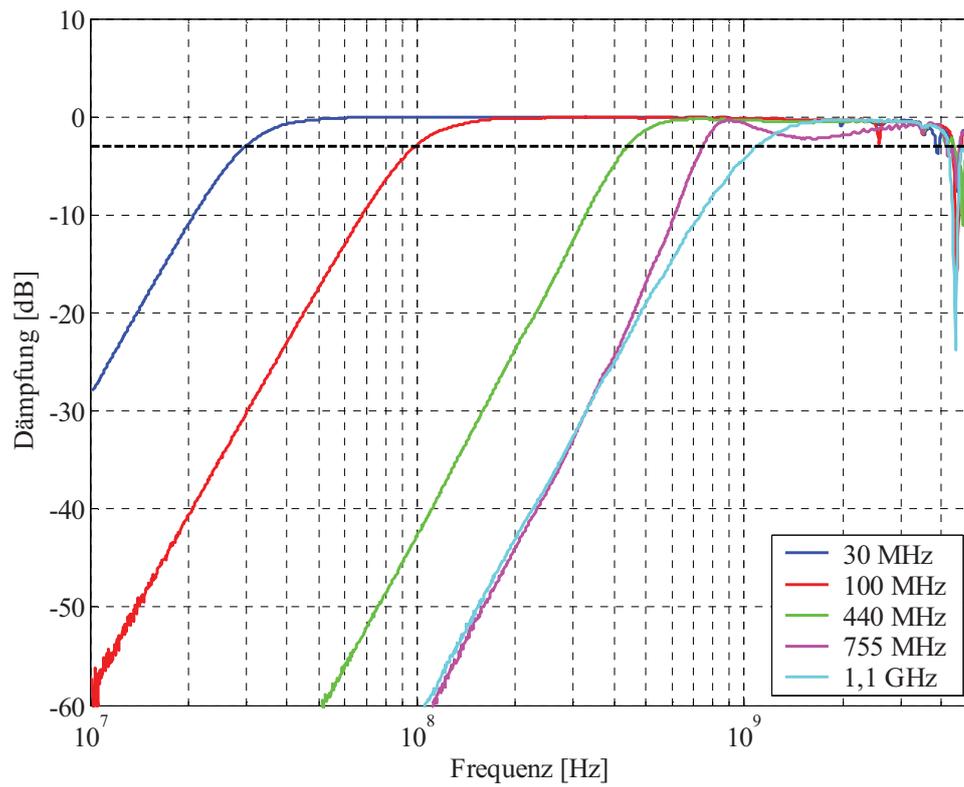


Bild 5.11: Gemessene Übertragungsfunktionen der realisierten Hochpassfilter

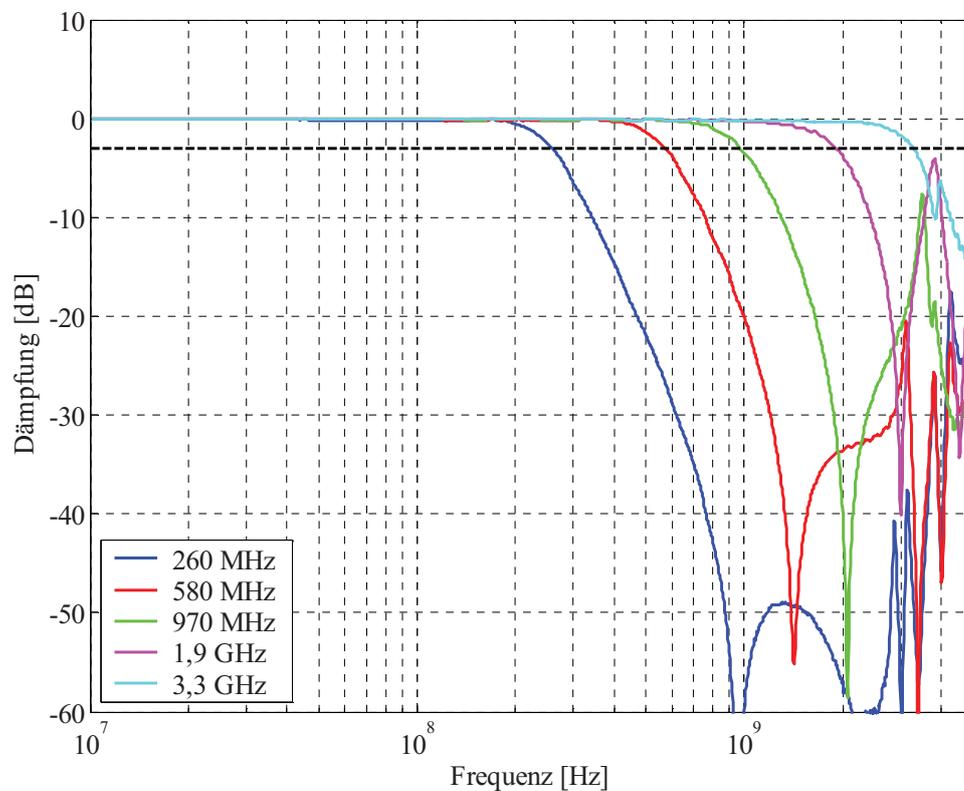


Bild 5.12: Gemessene Übertragungsfunktionen der realisierten Tiefpassfilter

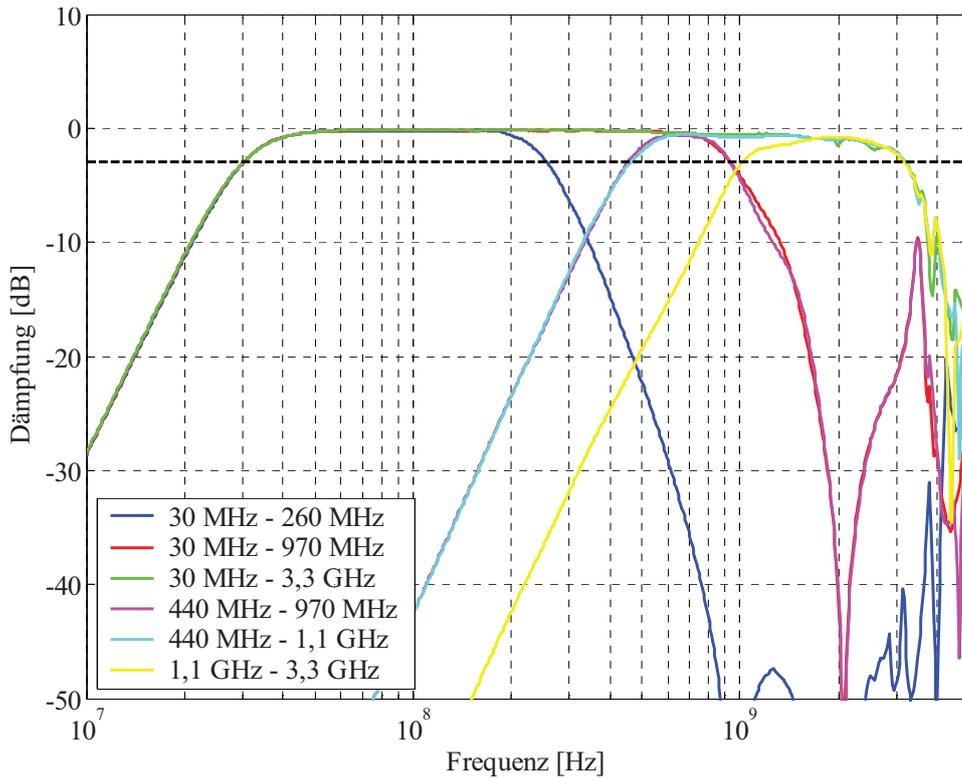


Bild 5.13: Gemessene Übertragungsfunktionen der kombinierten Hoch- und Tiefpassfilter

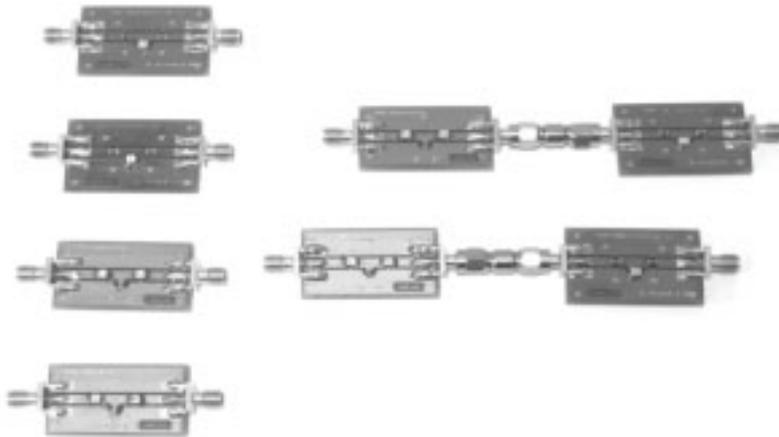


Bild 5.14: Einzelne und kombinierte realisierte Hoch- und Tiefpassfilter zur Erzeugung von eingekoppelten UWB-Pulsen

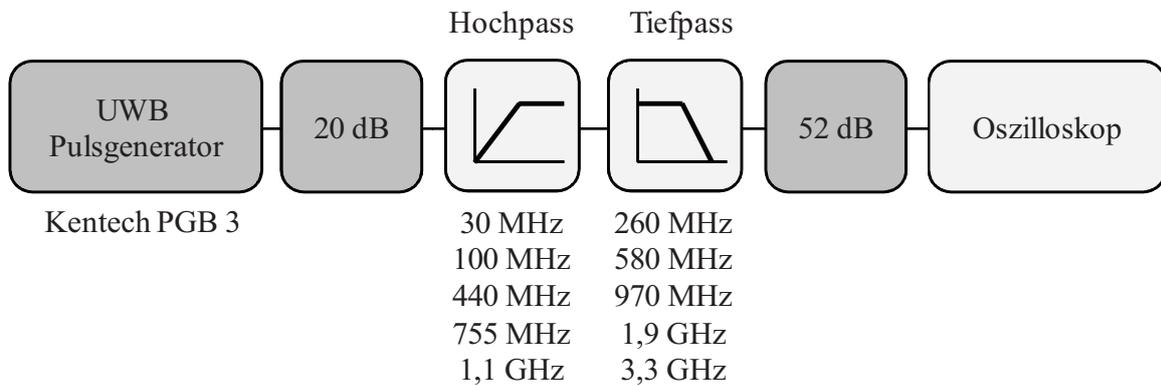


Bild 5.15: Messaufbau zur Erzeugung und Erfassung nachgebildeter eingekoppelter UWB-Pulse auf PCB-Ebene

Für eine möglichst flexible Kombination der Hoch- und Tiefpassfilter sind alle diskreten Filter mit SMA-Steckern versehen, sodass über einfache Adapter eine hohe Flexibilität an Kombinationsmöglichkeiten erreicht wird. Bild 5.14 zeigt realisierte einzelne und kombinierte Filter.

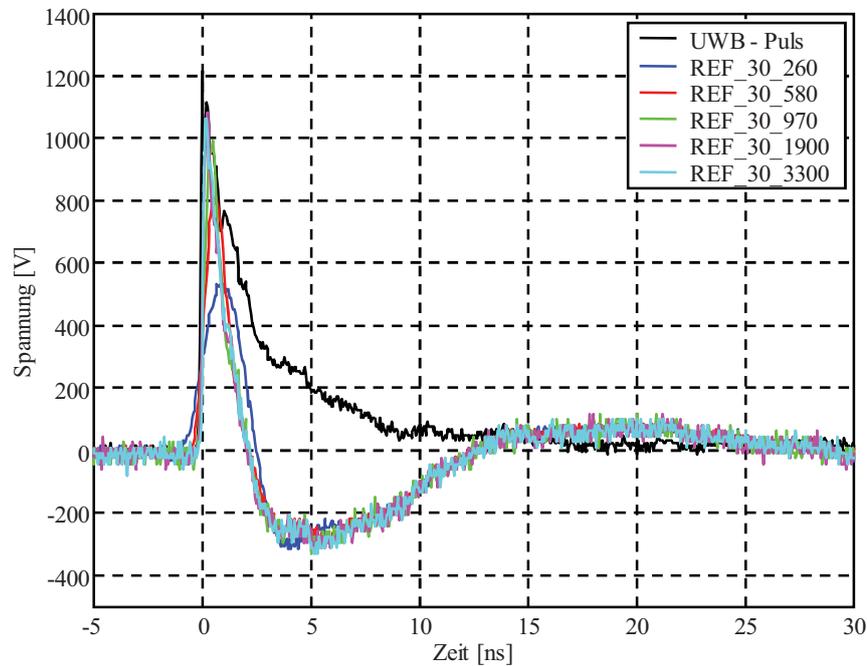


Bild 5.16: Gemessene Pulsverläufe von gefilterten UWB-Pulsen mit einer unteren Grenzfrequenz von 30 MHz und steigenden oberen Grenzfrequenzen

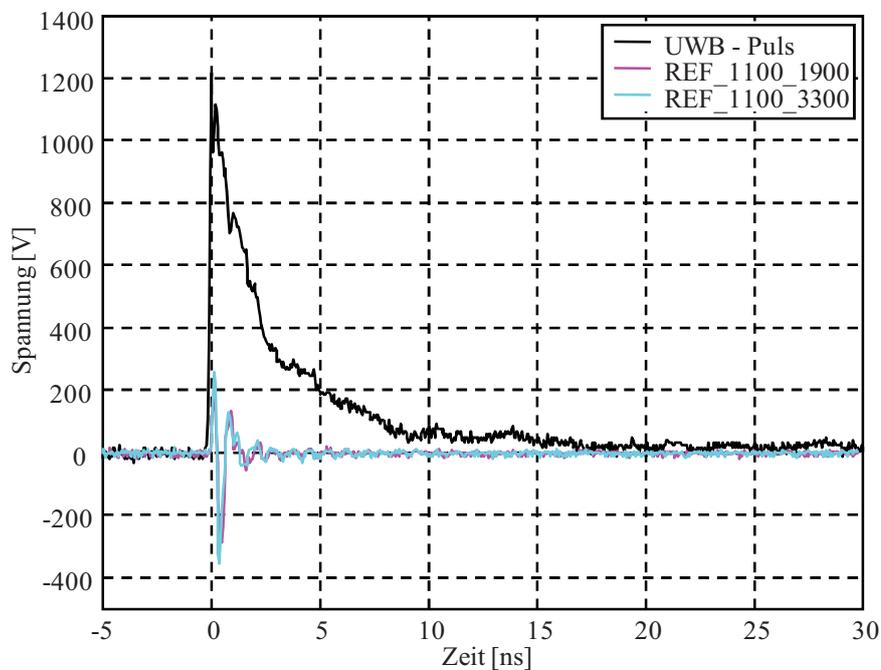


Bild 5.17: Gemessene Pulsverläufe von gefilterten UWB-Pulsen mit einer unteren Grenzfrequenz von 1,1 GHz und steigenden oberen Grenzfrequenzen

Die dargestellten Messergebnisse sind mit einem Messaufbau gemäß Bild 5.15 erzielt worden. Der 12,5-kV-UWB-Ausgangspuls des verwendeten UWB-Pulsgenerators der Firma *Kentech Ltd.* ist mit einem 20-dB-Dämpfungsglied auf eine Maximalspannung von ca. 1200 V reduziert worden, um Spannungsdurchbrüche in den verwendeten Steckern zu vermeiden. Diese Vordämpfung hat jedoch keinen Einfluss auf das Erreichen der geforderten Maximalspannung von 100 V gemäß Tabelle 5.1. Als Oszilloskop wurde ein Gerät mit 8 GHz Bandbreite gewählt, um die gesamte Bandbreite der Pulse aufzeichnen zu können. Für die Messungen sind ebenfalls repräsentative Kombinationen an oberer und unterer Grenzfrequenz ausgewählt worden, wie dies bereits bei der theoretischen Betrachtung der eingekoppelten UWB-Pulse geschehen ist. Zum Schutz des Oszilloskops wird nach der Einkoppelnachbildung ein 52-dB-Dämpfungsglied in Reihe geschaltet, sodass das Eingangssignal des Oszilloskops einen Maximalwert von 5 V nicht überschreitet. Die erzielten Messergebnisse für eine minimale und maximale Einkopplung sind in Bild 5.16 und Bild 5.17 abgebildet. Die restlichen Messergebnisse sind im Anhang zusammengefasst.

Für eine eindeutige Identifizierung der Testpulse werden diese im Folgenden mit den gewählten unteren bzw. oberen Grenzfrequenzen benannt.

Tabelle 5.4: Kennwerte der definierten Testpulse durch einen um 20 dB gedämpften 12,5-kV-UWB-Puls

Filtername	untere Grenzfrequenz [MHz]	obere Grenzfrequenz [MHz]	U_{\max} [V]	Dämpfung [dB] für $U_{\max} \approx 100$ V
REF_30_260	30	260	533,1	15
REF_30_580	30	580	810,9	18
REF_30_970	30	970	992,2	20
REF_30_1900	30	1900	1081,6	21
REF_30_3300	30	3300	1063,7	21
REF_100_260	100	260	273,3	9
REF_100_580	100	580	551,1	15
REF_100_970	100	970	721,3	17
REF_100_1900	100	1900	884,9	19
REF_100_3300	100	3300	938,6	19
REF_440_580	440	580	159,1	4
REF_440_970	440	970	203,8	6
REF_440_1900	440	1900	374,1	11
REF_440_3300	440	3300	542,1	15
REF_755_970	755	970	149,6	3
REF_755_1900	755	1900	181,4	5
REF_755_3300	755	3300	284,5	9
REF_1100_1900	1100	1900	168,0	5
REF_1100_3300	1100	3300	257,6	8

Die jeweiligen Ausgangsspannungen der so generierten Einkoppelnachbildungen müssen anschließend mithilfe geeigneter Dämpfungsglieder auf die jeweilige benötigte Spannung bis hin zu 100 V abgeschwächt werden. Die erreichten Maximalspannungen der erzeugten Pulse sind in Tabelle 5.4 zusammengefasst. Weiterhin sind in Tabelle 5.4 die Dämpfungswerte für jede Filterkombination dargestellt, die neben der eingangs aufgeführten 20-dB-Vordämpfung zusätzlich notwendig sind, um eine Maximalamplitude von 100 V zu erreichen.

5.2.2.1 Vergleich der Messungen mit den theoretischen Betrachtungen

Der Vergleich der mit diesem Verfahren erzielten Messergebnisse mit den theoretischen Betrachtungen aus Kapitel 1 sind in Bild 5.18 und Bild 5.19 dargestellt.

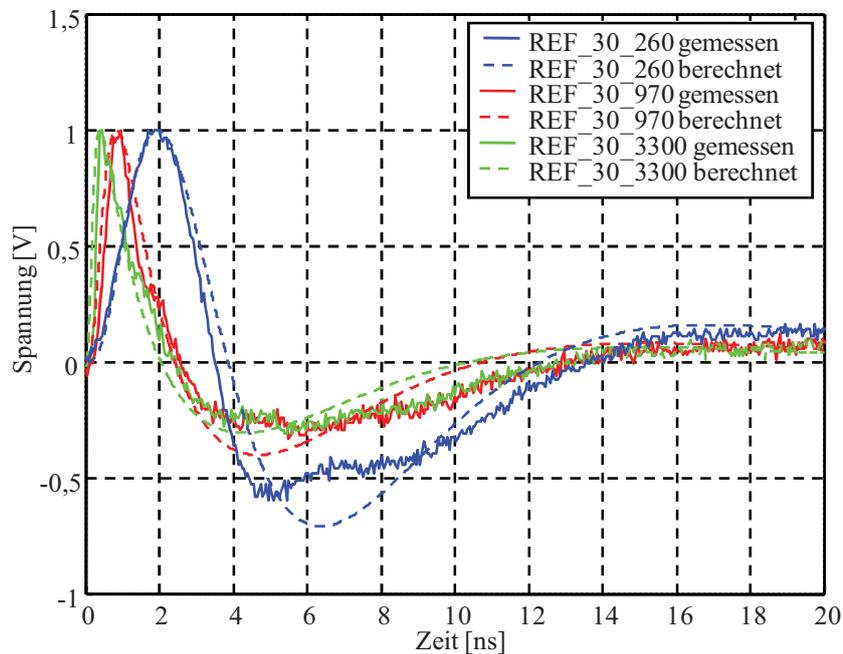


Bild 5.18: Normierter Verlauf der berechneten Signalverläufe gefilterter UWB-Pulse im Vergleich zu den normierten Pulsmessungen mit fester unterer Grenzfrequenz und steigender oberer Grenzfrequenz

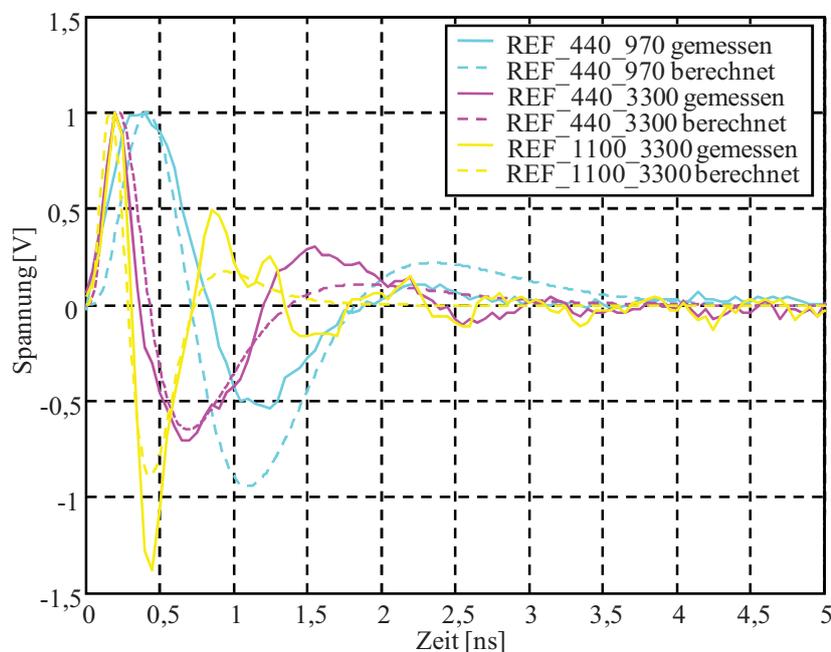


Bild 5.19: Normierter Verlauf der berechneten Signalverläufe gefilterter UWB-Pulse im Vergleich zu den normierten Pulsmessungen mit verschiedenen unteren und oberen Grenzfrequenzen

Sowohl die Messergebnisse als auch die in Kapitel 1 numerisch ermittelten Signalverläufe sind für eine bessere Vergleichbarkeit normiert dargestellt. Dabei zeigt sich, dass die realen Messungen mit den numerischen Berechnungen sehr gut übereinstimmen. Das bedeutet, dass dieses Verfahren grundsätzlich dazu geeignet ist, UWB-Pulse auf PCB-Ebene nachzubilden, die aufgrund von Einkoppelvorgängen in komplexen elektronischen Systemen resultieren.

5.3 UWB-Pulserzeugung durch konstruktiven Spektralaufbau

Die vorangegangenen Methoden der Pulserzeugung setzen ein extrem breites Spektrum voraus, das mit geeigneten Methoden soweit begrenzt wird, dass es dem Zielspektrum entspricht. Dieses Verfahren ist jedoch hinsichtlich der Pulswiederholrate auf die zulässigen Pulswiederholraten der verwendeten ultra breitbandigen Pulsquellen beschränkt. In diesem neuen Verfahren der Pulserzeugung für UWB-Analysen wird genau der entgegengesetzte Weg der Spektralformung angestrebt. Anstatt ein extrem breites Spektrum zu beschneiden, wird hier der Ansatz verfolgt, das Zielspektrum durch Überlagerung von Einzelfrequenzen konstruktiv aufzubauen. Gleichzeitig kann somit die maximal mögliche Pulswiederholrate für eine gegebene Signalform erzeugt werden.

5.3.1 Verfahren zum konstruktiven Spektralaufbau

Bild 5.20 zeigt die schematische Darstellung der Pulserzeugung durch konstruktiven Spektralaufbau. Die Quellen erzeugen dabei allgemein sinusförmige Ausgangssignale mit konstantem Frequenzabstand gemäß Gleichung (5.10):

$$s_n(t) = A_n \cdot \sin(2\pi f_1 n \cdot t + \varphi_n). \quad (5.10)$$

A_n beschreibt dabei die Amplitude des jeweiligen Sinussignals, f_1 bestimmt gemäß der Definition der Bandbreiten aus Kapitel 1 und den Anforderungen an die zu generierenden Testpulse aus Tabelle 5.1 die untere Grenzfrequenz des aufzubauenden Spektrums und n ist ein jeweiliges Vielfaches der Grundfrequenz. Die Summe aller dieser Einzelsignale ergibt sich zu:

$$x_s(t) = \sum_{n=1}^m s_n(t) = \sum_{n=1}^m A_n \cdot \sin(2\pi f_1 n \cdot t + \varphi_n), \quad (5.11)$$

wobei die obere Grenzfrequenz f_2 durch das Produkt aus unterer Grenzfrequenz und Anzahl der Stützstellen $f_1 \cdot m$ bestimmt wird. Die Amplituden der einzelnen Sinussignale A_n werden für die folgenden Ausführungen ohne Beschränkung der Allgemeinheit als gleich groß definiert, sodass alle Einzelsignale die gleiche Spektralhöhe besitzen. Auch die Phasen φ_n werden im weiteren Verlauf für alle Signale als gleich angenommen. Diese Annahme muss jedoch bei der schaltungstechnischen Realisierung besonders beachtet werden.

Mit diesen Voraussetzungen ergibt sich für die Überlagerung der m Einzelsignale ein zeitlicher periodischer Verlauf gemäß Gleichung (5.12):

$$x_{UWB,p}(t) = A \cdot m \cdot \sum_{n=1}^m \sin(2\pi f_1 n \cdot t). \quad (5.12)$$

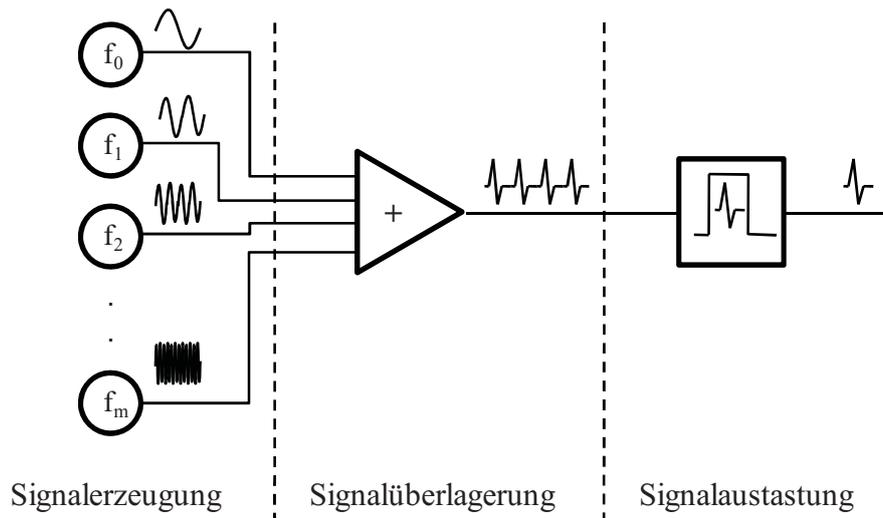


Bild 5.20: Schematische Darstellung der Pulserzeugung durch konstruktiven Spektralaufbau

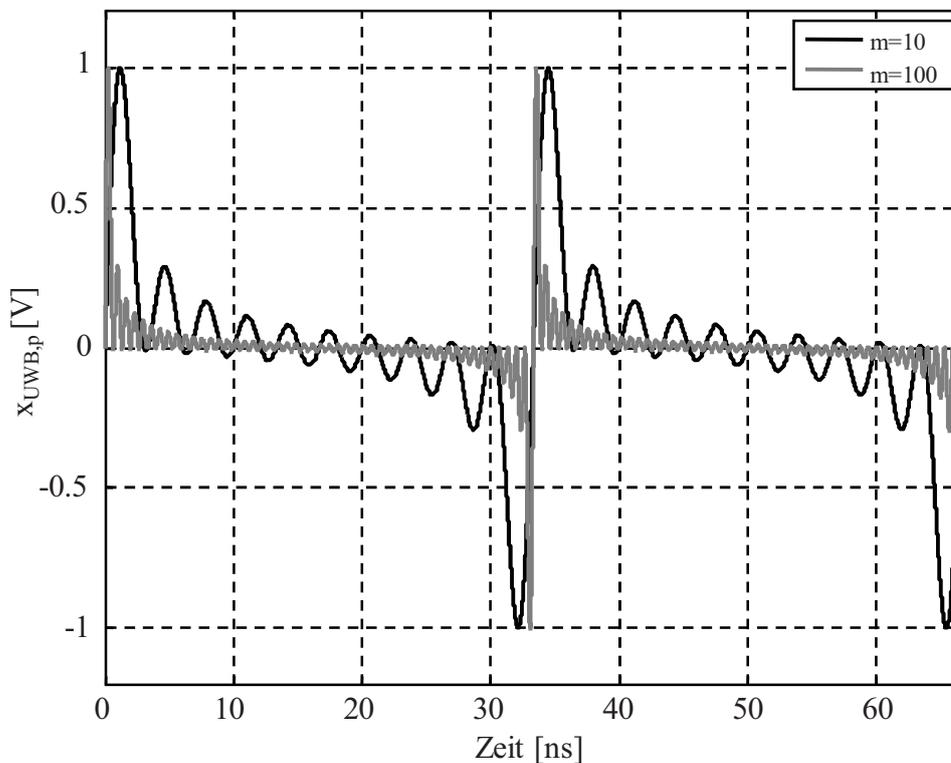


Bild 5.21: Zeitsignal gemäß Gleichung (5.12) mit einer Grundfrequenz von 30 MHz und 10 bzw. 100 Stützstellen

Dieser Signalverlauf ist in Bild 5.21 exemplarisch für eine Grundfrequenz f_1 von 30 MHz mit $m=10$ bzw. $m=100$ Stützstellen normiert dargestellt. Das entspricht oberen Grenzfrequenzen von jeweils 300 MHz bzw. 3 GHz. Gleichung (5.12) lässt sich mittels der Fourier-Transformation in den Frequenzbereich transformieren:

$$X_{UWB,p}(f) \leftrightarrow x_{UWB,p}(t) \quad (5.13)$$

$$X_{UWB,p}(f) = A \cdot m \cdot \frac{1}{2j} \sum_{n=1}^m (\delta(f - f_1 n) - \delta(f + f_1 n)) \quad (5.14)$$

Der somit erzeugte Betrag des Spektrums nach Gleichung

(5.14) ist für eine Grundfrequenz von 30 MHz mit 10 Stützstellen normiert in Bild 5.22 abgebildet.

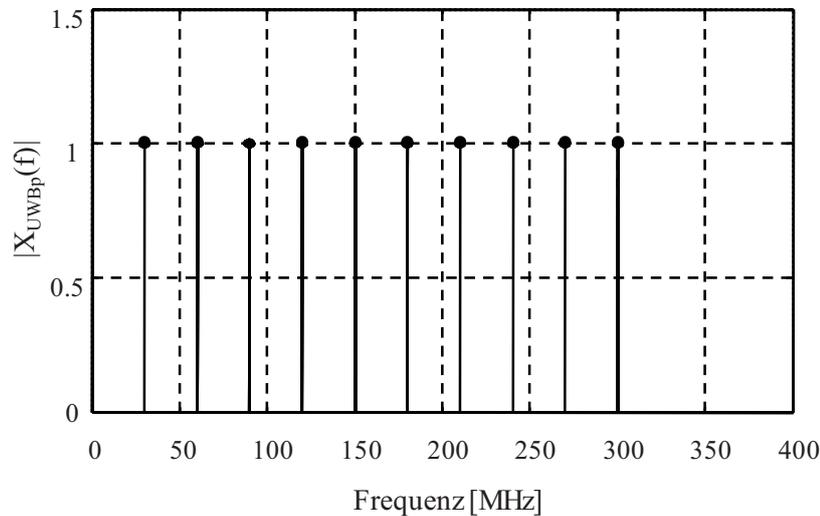


Bild 5.22: Betrag des Leistungsdichtespektrums des überlagerten Zeitsignals gemäß Gleichung (5.14) für eine Grundfrequenz von 30 MHz und 10 Stützstellen

Das so gewonnene Spektrum ist aufgrund seiner Periodizität im Zeitbereich frequenzdiskret [63]. Da die gewünschten Zielpulse in der Regel nicht periodisch sind und demnach das zu generierende Spektrum kontinuierlich sein soll, muss das frequenzdiskrete Spektrum in ein kontinuierliches Spektrum überführt werden. Systemtheoretisch kann dies im Frequenzbereich durch eine Faltung mit einem Signal erreicht werden, das eine größere Bandbreite besitzt als der Frequenzabstand zweier Stützstellen nach Gleichung

(5.14). Eine Faltung im Frequenzbereich entspricht einer Multiplikation im Zeitbereich [63]. Demzufolge muss das Zeitsignal nach Gleichung (5.12) mit einem geeigneten Signal überlagert werden, sodass das Produkt ein kontinuierliches Spektrum besitzt. Im einfachsten Fall kann dies durch Überlagerung mit einem Rechtecksignal der Breite T_{rect} erreicht werden. Grundsätzlich kommen auch alternative Überlagerungssignale in Frage, jedoch sind Rechtecksignale schaltungstechnisch am einfachsten zu realisieren. Ein Rechtecksignal ist gemäß Gleichung (5.15) definiert:

$$rect\left(\frac{t}{T_{rect}}\right) = \begin{cases} 1 & \text{für } 0 \leq t \leq T_{rect} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} . \quad (5.15)$$

Aus Überlagerung von Gleichung (5.12) mit Gleichung (5.15) folgt:

$$x_{UWB}(t) = x_{UWB,p}(t) \cdot rect\left(\frac{t}{T_{rect}}\right) . \quad (5.16)$$

Mit der Transformation des Rechtecksignals nach Gleichung (5.15) in den Frequenzbereich

$$\text{rect}\left(\frac{t}{T_{\text{rect}}}\right) \xrightarrow{\bullet} T_{\text{rect}} \cdot \text{si}(\pi \cdot f \cdot T_{\text{rect}}) \quad (5.17)$$

resultiert die Fourier-Transformierte des geschalteten Zeitsignals im Frequenzbereich zu einer Faltung aus dem eingangs frequenzdiskreten Spektrum mit der si-Funktion nach Gleichung (5.17):

$$X_{\text{UWB}}(f) \xrightarrow{\bullet} x_{\text{UWB}}(t) \quad (5.18)$$

$$X_{\text{UWB}}(f) = A \cdot m \cdot \frac{1}{2j} \sum_{n=1}^m [(\delta(f - f_1 n) - \delta(f + f_1 n)) * (T_{\text{rect}} \cdot \text{si}(\pi \cdot f \cdot T_{\text{rect}}))]. \quad (5.19)$$

Die Auflösung der Faltung ergibt das kontinuierliche Zielspektrum eines durch konstruktiven Spektralaufbau generierten ultra breitbandigen Pulses:

$$X_{\text{UWB}}(f) = T_{\text{rect}} \cdot A \cdot m \cdot \frac{1}{2j} \sum_{n=1}^m [\text{si}(\pi \cdot T_{\text{rect}}(f - f_1 n)) - \text{si}(\pi \cdot T_{\text{rect}}(f + f_1 n))]. \quad (5.20)$$

Die Tastbreite T_{rect} muss dabei so gewählt werden, dass die eingangs formulierte Anforderung der minimalen Bandbreite des Überlagerungssignals erfüllt ist. Die Nullstellen der si-Funktion liegen bei Vielfachen des Kehrwerts der Tastbreite T_{rect} (vgl. Bild 5.23).

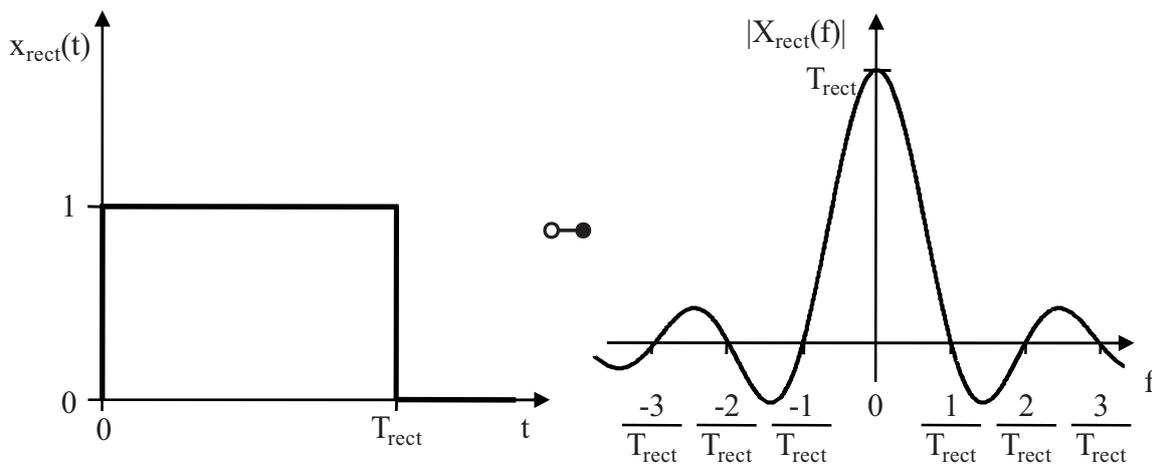


Bild 5.23: Rechtecksignal gemäß Gleichung (5.15) mit dem dazugehörigen Spektrum nach Gleichung (5.17)

Damit sich zwischen dem kontinuierlichen Spektrum nach Gleichung (5.20) aufgrund zu schmaler si-Funktionen keine Nullstellen und somit Spektraleinbrüche befinden, darf die Tastbreite T_{rect} höchstens so groß wie der Kehrwert des Abstandes zweier Stützstellen des diskreten Spektrums betragen:

$$T_{\text{rect}} \leq \frac{1}{f_1}. \quad (5.21)$$

Bild 5.24 zeigt das Zielspektrum nach Gleichung (5.20) für eine Grundfrequenz f_i von 30 MHz mit $m=10$ Stützstellen bei einer Tastbreite von $T_{rect} = 1/f_i$.

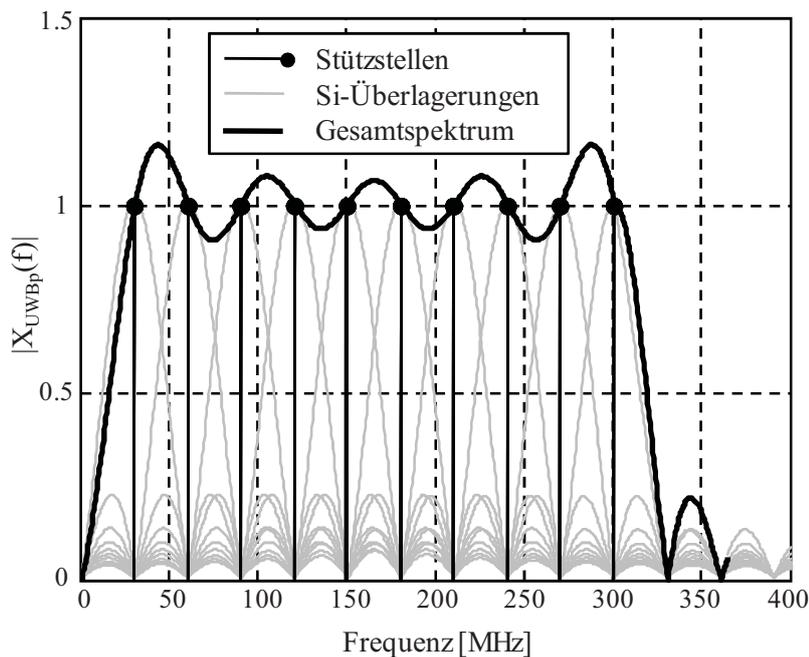


Bild 5.24: Kontinuierliches Leistungsdichtespektrum nach Gleichung (5.20) für eine Grundfrequenz f_i von 30 MHz mit 10 Stützstellen bei einer Tastbreite von $T_{rect} = 1/f_i$

5.3.2 Umsetzung des Verfahrens

Nachdem im vorangegangenen Abschnitt das grundsätzliche Verfahren der Erzeugung von leitungsgebundenen ultra breitbandigen Pulsen durch konstruktiven Spektralaufbau erläutert worden ist, wird im folgenden Abschnitt auf die Umsetzung der einzelnen Blöcke Signalerzeugung, Signalverstärkung, Signalüberlagerung und Signalaustastung näher eingegangen. Es werden sowohl die theoretischen Grundlagen der einzelnen Blöcke beschrieben sowie schaltungstechnische Umsetzungen vorgestellt und bewertet.

5.3.2.1 Signalerzeugung und Signalverstärkung

Schmalbandige Signale und deren Nachverstärkung können auf verschiedene Arten realisiert werden. In vielen Anwendungen mit geringer Ausgangsleistung kommen vorrangig integrierte Oszillatoren auf Quarzbasis mit einem nachgeschalteten Verstärker auf Halbleiterbasis zum Einsatz. Werden wie in diesem Fall höhere Ausgangsleistungen benötigt, werden entweder Halbleiteroszillatoren oder Oszillatoren auf Röhrenbasis eingesetzt, die so dimensioniert sind, dass diese bereits eine maximale Ausgangsleistung erzeugen und somit nicht zusätzlich nachverstärkt werden müssen. Bild 5.25 zeigt links für verschiedene Röhrenarten sowie für typische Halbleiter die maximale Dauerleistung in Abhängigkeit der Frequenz. Zusätzlich sind rechts in Bild 5.25 die Ausgangsleistungen von verschiedenen Transistortypen detaillierter dargestellt.

Während bei den Röhrenelementen Tetroden und ab Frequenzen von ca. 1 GHz auch Klystrons verwendet werden können, stellen bei Halbleiterbauelementen für die hier angestrebte Signalerzeugung Bipolartransistoren die optimale Wahl dar. Die Demonstration des hier vorgestellten Prinzips der UWB-Signalerzeugung wird im Folgenden auf Basis von Transistoroszillatoren durchgeführt. Das Grundprinzip ist jedoch auch für Röhrenresonatoren gleich.

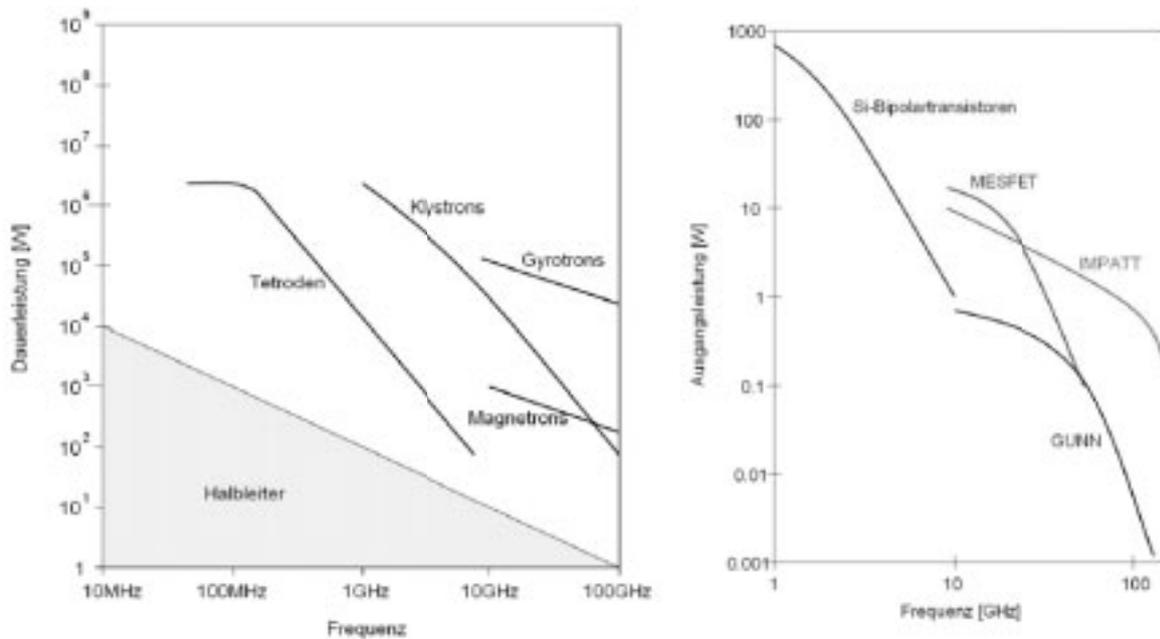


Bild 5.25: Maximale Dauerleistungen von Halbleiterbauelementen und Elektronenröhren in Abhängigkeit der Frequenz [64] (links) und maximale Leistungen von verschiedenen Halbleiterbauelementen in Abhängigkeit der Frequenz [65] (rechts)

Ein Transistoroszillator besteht im Wesentlichen aus einem Resonator, dem Halbleiter in selektiver Verstärkerbesetzung, einer Rückkopplung des Ausgangs auf den Eingang und einer Last. Zusätzlich wird für eine optimale Leistungsanpassung des Resonators an die Last ein Anpassnetzwerk zwischen Halbleiter und Last dazwischengeschaltet. Je nach Arbeitsfrequenz ist die Realisierung der entsprechenden Komponenten sehr unterschiedlich. In Bild 5.26 ist das prinzipielle Blockschaltbild eines Resonators auf Halbleiterbasis dargestellt.

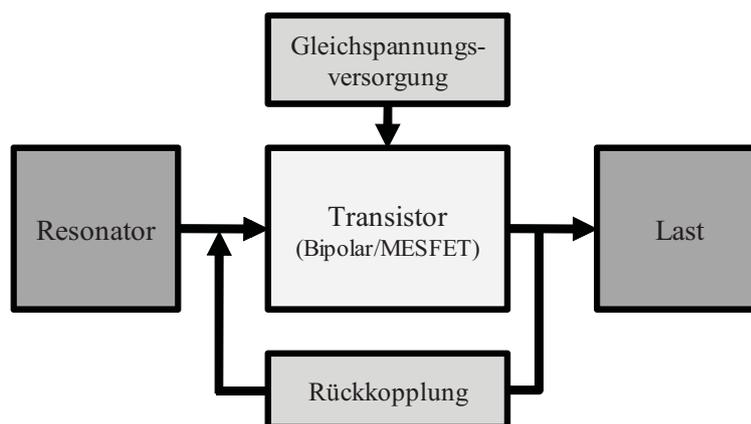


Bild 5.26: Blockschaltbild eines Resonators auf Halbleiterbasis

Der Resonator bestimmt in Verbindung mit der Rückkopplung die jeweilige Grundfrequenz des Oszillators. Der Resonator ist dabei ein verlustbehaftetes passives Netzwerk mit einer frequenzabhängigen Impedanz. Bei einer bestimmten Frequenz hebt sich zusammen mit der Rückkopplung die Impedanz auf, sodass die Schwingbedingung für Oszillatoren erfüllt ist [68]. Schaltungstechnisch können Resonatoren je nach Frequenz auf verschiedene Art realisiert werden. Im Bereich bis ca. 1 GHz werden schmalbandige Resonatoren hauptsächlich durch L-C-Schwingkreise realisiert. Ab ca. 1 GHz wirken sich die parasitären Elemente

innerhalb der Induktivitäten bzw. Kapazitäten so stark aus, dass stabile Grundfrequenzen nur noch sehr aufwendig realisiert werden können. Stattdessen werden für Frequenzen im GHz-Bereich Leitungsresonatoren oder auch dielektrische Resonatoren eingesetzt.

Die Rückkopplung aus dem Ausgangsschwingkreis des selektiven Transistorverstärkers kann in der Praxis auf drei verschiedene Arten realisiert werden, erstens transformatorisch (Meißner), zweitens durch einen Mittelabgriff der Induktivität (Hartley) und drittens durch eine Aufspaltung der Kapazität (Colpitts). Da aber sowohl die transformatorische Rückkopplung sowie der Mittelabgriff der Induktivität in der Praxis nur sehr aufwendig zu realisieren sind, werden Colpitts-Rückkopplungen am häufigsten eingesetzt [66].

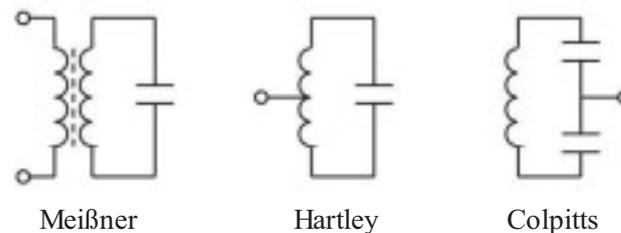


Bild 5.27: Rückkopplungsarten von selektiven Verstärkern [66]

Der Transistor bildet den Kern des Transistoroszillators. Er wird als selektiver Verstärker beschaltet, wobei wie bereits dargelegt, ein Teil seiner Ausgangsleistung auf dessen Eingang zurückgeführt wird. Dadurch wird die Dämpfung des angeschlossenen Resonators aufgehoben und das System kann die oben angesprochene Schwingungsbedingung für Oszillatoren erfüllen. Je nach Wahl eines Transistortyps sowie der eingestellten Verstärkung wird die Ausgangsleistung des Transistoroszillators bestimmt. Da die Verstärkung eines Transistors sehr stark frequenzabhängig ist, muss für die angestrebte Schwingfrequenz der passende Transistor ausgewählt werden. Auswahlkriterien sind in [67], [68] und [69] dargestellt.

In [67] sind verschiedene Transistoroszillatoren für den Bereich von 30 MHz bis 3 GHz aufgebaut und vermessen worden, mit dem Ziel, eine möglichst hohe Ausgangsleistung der Oszillatoren im vorgegebenen Frequenzbereich mit einem vertretbaren finanziellen Aufwand zu realisieren. Für den gesamten Bereich sind dazu Entwurfsverfahren untersucht worden, die unter den gestellten Randbedingungen optimale Ergebnisse zeigen. Dabei hat sich ergeben, dass der Frequenzbereich durch drei Entwurfsbereiche für Transistoroszillatoren abgedeckt werden kann. Im Bereich bis 100 MHz werden dazu hauptsächlich Transistoroszillatoren mit Colpitts-Rückkopplung in Basisschaltung eingesetzt. Das Spektrum sowie das dazugehörige Zeitbereichssignal für einen Colpitts-Oszillator in Basisschaltung ist für eine Mittenfrequenz von ca. 90 MHz in Bild 5.28 dargestellt. Der Oszillator erreicht an einer 50- Ω -Last eine Ausgangsleistung von ca. 30 dBm bei einer Spitze-Spitze-Spannung von ca. 20 V. Für Frequenzen oberhalb von 100 MHz werden ebenfalls Colpitts-Oszillatoren eingesetzt, die jedoch in Emitterschaltung betrieben werden. Dadurch erreicht man die höchsten Leistungsverstärkungen auch bei höheren Frequenzen. Das Resonatornetzwerk kann in diesem Bereich noch mit konzentrierten Elementen aufgebaut werden, da der Einfluss der parasitären Elemente noch nicht zu hoch ausfällt und die Bauelemente noch handhabbare Abmessungen besitzen. Bild 5.29 zeigt das Spektrum eines auf diese Weise realisierten 1-GHz-Oszillators zusammen mit dem dazugehörigen Zeitsignal. Die Ausgangsleistung liegt hier bei ca. 20 dBm bei einer Spitze-Spitze-Spannung von ca. 6 V.

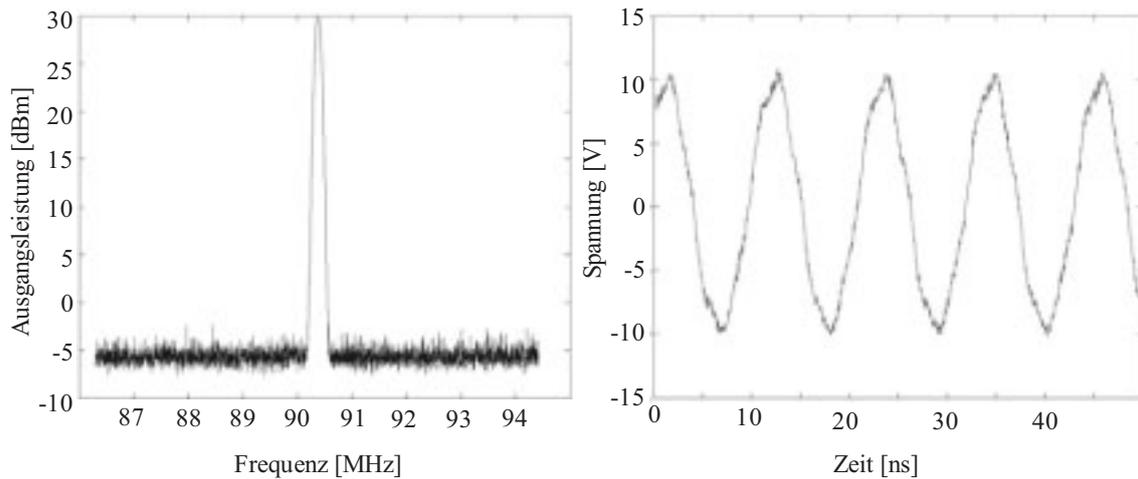


Bild 5.28: Gemessenes Spektrum eines 90-MHz-Colpitts-Transistor-Oszillators in Basisschaltung (links) mit dem dazugehörigen gemessenen Zeitsignal (rechts) [67]

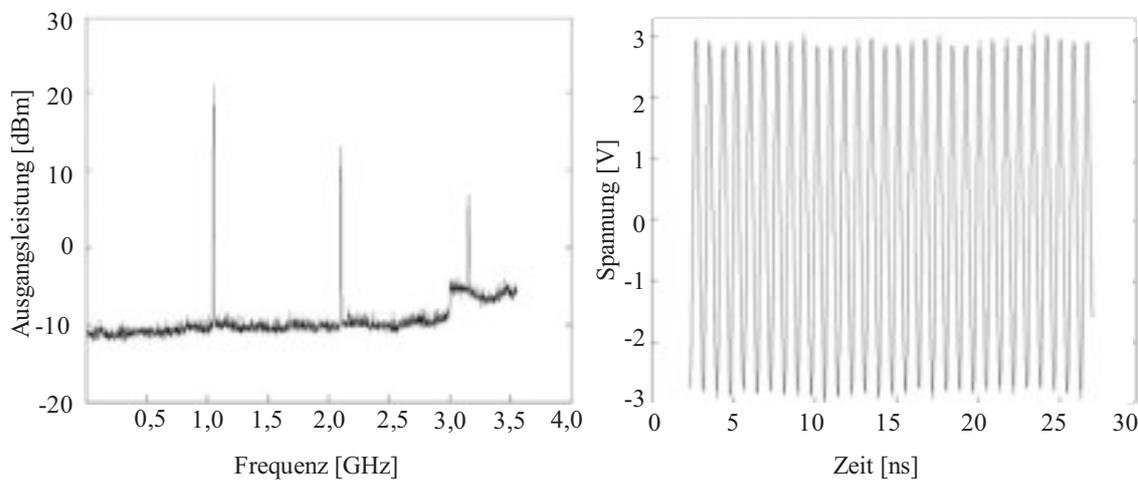


Bild 5.29: Gemessenes Spektrum eines entworfenen 1-GHz-Transistor-Oszillators (links) mit dem dazugehörigen gemessenen Zeitsignal (rechts) [67]

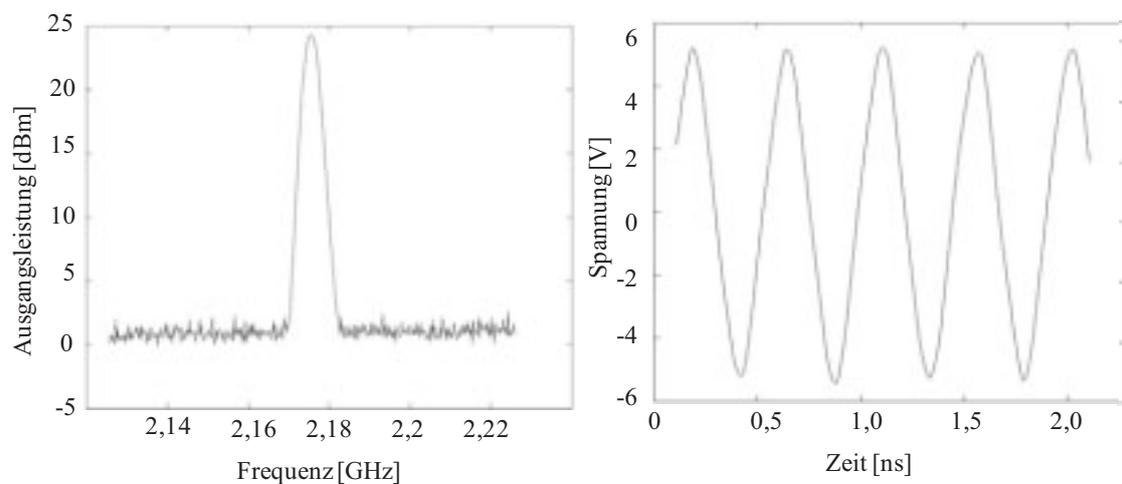


Bild 5.30: Gemessenes Spektrum eines 2,4-GHz-Oszillators mit dem dazugehörigen gemessenen Zeitsignal [67]

Wie bereits erwähnt, muss das Resonatornetzwerk des Oszillators ab Frequenzen von ca. 1 GHz anstatt mit konzentrierten Elementen mithilfe von sogenannten Leitungsresonatoren aufgebaut werden. Zusätzlich muss auf eine möglichst hochohmige Zuführung der Gleichstromversorgung geachtet werden, da die Zuleitungen ihrerseits parasitäre Leitungsbeläge mit sich bringen und somit den Oszillatordesign beeinträchtigen. Das Spektrum eines nach [67] entworfenen Oszillators für den Bereich von 1 GHz bis 3 GHz ist erneut zusammen mit dem korrespondierenden Zeitsignal in Bild 5.30 dargestellt. Die Ausgangsleistung beträgt hier ca. 24 dBm bei einer Spitze-Spitze-Spannung von ca. 10 V.

Für den hier notwendigen Frequenzbereich von 30 MHz bis 3 GHz bestehen demnach Entwurfsverfahren für Oszillatoren auf Halbleiterbasis, die bei Verwendung von preisgünstigen Halbleiterbauelementen Ausgangsleistungen bis ca. 30 dBm erzeugen bzw. maximale Spitze-Spitze-Spannungen von ca. 20 V generieren. Für deutlich höhere Ausgangsleistungen sowie Ausgangsspannungen können die Entwurfsverfahren auch mit alternativen Transistorelementen durchgeführt werden [70], [71], [72].

5.3.2.2 Signalüberlagerung

Die Signalüberlagerung dient zum Zusammenführen der Einzelsignale auf eine gemeinsame Leitung. In der Elektrotechnik wird dies mit sogenannten „Power Combinern“ realisiert. Ein Combiner ist im Wesentlichen ein 3-Tor, bei dem zwei Eingangssignale zu einem Ausgangssignal zusammen geführt werden. Solch ein Netzwerk ist in der Regel reziprok, sodass die gleiche Anordnung auch zum Aufteilen eines Eingangssignals auf zwei Ausgänge verwendet werden kann. Dieses wird sehr oft in der Messtechnik in sogenannten „Power Dividern“ eingesetzt [73]. Folgende Anforderungen muss ein Power Combiner in dem hier behandelten Zusammenhang erfüllen:

- geringe Einfügedämpfung der Einzelsignale,
- hohe Entkopplung der Einzelsignale untereinander,
- gute Anpassung der Eingänge und
- einfache Kaskadierbarkeit.

Eine geringe Einfügedämpfung ist notwendig, um die Leistung der Einzelsignale nicht unnötig hoch dimensionieren zu müssen. Gleiches gilt für die gute Anpassung der Combinereingänge an die Ausgänge der Signalgeneratoren. Die hohe Entkopplung der Signaleingänge ist notwendig, damit sich die Signalgeneratoren aufgrund ihres Eingangswiderstandes nicht gegenseitig kurzschließen. Da für eine Realisierung dieses Pulsgeneratorkonzeptes mit einer maximalen Bandbreite von 30 MHz bis 3 GHz bei einem Stützstellenabstand von 30 MHz bis zu 100 Einzelsignalquellen miteinander verbunden werden sollen, ist abschließend eine einfache Kaskadierbarkeit des gewählten Combiners wünschenswert. Für die Zusammenführung von 100 Einzelsignalen sind bei der Verwendung von 2-auf-1-Signal-Combinern maximal 7 Combinerstufen notwendig, die von den Einzelsignalen durchlaufen werden müssen. Dies wird bei der Gesamtdämpfungsbetrachtung verschiedener diskutierter Combinertypen berücksichtigt.

In [74] sind verschiedene Kopplerarten für diesen Anwendungsfall untersucht worden. Der für diese Arbeit am effektivsten geeignete Combiner ist der sogenannte Wilkinson-Combiner [75]. Dieser Koppler teilt bzw. kombiniert zwei Signale auf Basis einer $\lambda/4$ -Transformation, die die Impedanz der Ausgangstore an die Impedanz des Eingangstors anpasst. Da jedoch auf diese Weise nie alle drei Tore gleichzeitig voneinander entkoppelt sein können, muss zwischen den beiden Ausgangstoren ein Widerstand hinzugefügt werden. Dadurch sind die Ausgangstore bei der Mittenfrequenz vollständig voneinander entkoppelt, wodurch der ideale

Wilkinson-Combiner bei der Mittenfrequenz komplett verlustfrei ist. Die schematische Darstellung eines Wilkinson-Combiners ist in Bild 5.31 dargestellt.

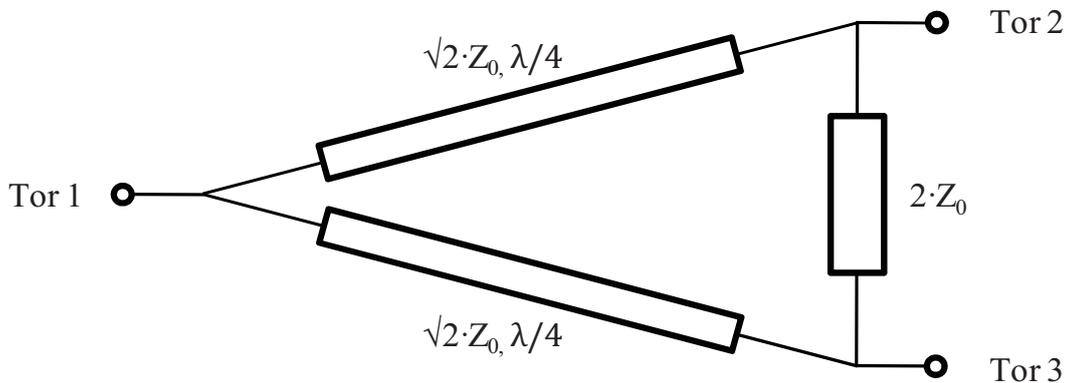


Bild 5.31: Schematische Darstellung eines Wilkinson-Combiners

Neben der ausreichend hohen Bandbreite bieten Wilkinson-Combiner einen weiteren Vorteil hinsichtlich der hier angestrebten Pulserzeugung. Aufgrund der Reziprozität der Anordnung werden zwei zu addierende Signale vom Eingang zum Ausgang um 3 dB in deren Leistung gedämpft. Das geht einher mit einer Spannungsreduzierung jedes Signals um den Faktor $1/\sqrt{2}$. Aufgrund der Signalkombination am Ausgang des Combiners addieren sich jedoch beide um den Faktor $1/\sqrt{2}$ reduzierten Signale, sodass der Faktor der resultierenden Gesamtspannung den Wert $2/\sqrt{2} = \sqrt{2}$ erreicht (siehe Bild 5.32).

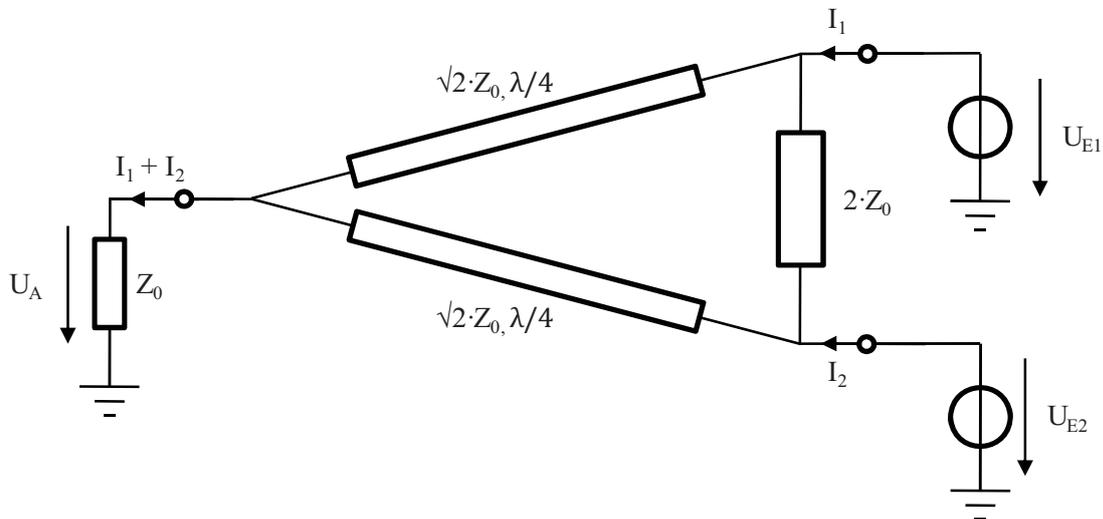


Bild 5.32: Herleitung der resultierenden Spannungsamplitude U_A durch zwei Eingangssignale mit den Amplituden U_{E1} und U_{E2} an einem Wilkinson-Combiner für ein $50\text{-}\Omega$ -System

Unter der Voraussetzung, dass die Eingangsspannungen U_{E1} und U_{E2} eine gleiche Spannungsamplitude von U_{max} aufweisen, ist der Widerstand zwischen den beiden Eingangsterminals stromlos. Dadurch resultieren die Amplituden der Eingangsströme I_1 und I_2 zu:

$$I_1 = I_2 = \frac{U_{max}}{\sqrt{2} \cdot Z_0}. \quad (5.22)$$

Beide Ströme addieren sich an Tor 1, sodass an der Last am Ausgangstor eine Spannung abfällt, die um den Faktor $\sqrt{2}$ höher ist als die Amplitude der Eingangsspannungen U_{\max} :

$$U_a = (I_1 + I_2) \cdot Z_0 = 2 \cdot \frac{U_{\max}}{\sqrt{2} \cdot Z_0} \cdot Z_0 = \sqrt{2} \cdot U_{\max}. \quad (5.23)$$

Für eine Anordnung aus n Combinerstufen ergibt sich somit eine Spannungsamplitude des resultierenden Ausgangssignals von:

$$U_{a,n} = \sqrt{2}^n \cdot U_{\max}. \quad (5.24)$$

Bei einer angestrebten Pulsamplitude von 100 V gemäß Tabelle 5.1 entspricht das für 100 Signalquellen für den Gesamtfrequenzbereich von 30 MHz bis 3 GHz bzw. 7 Combinerstufen zur Signalkombination der 100 Einzelsignale ohne Berücksichtigung von Verlusten einer Einzelsignalamplitude von 8,84 V. Werden weniger Einzelsignale verwendet, um eine geringere Pulsbandbreite zu realisieren, muss die Einzelsignalamplitude entsprechend angepasst werden.

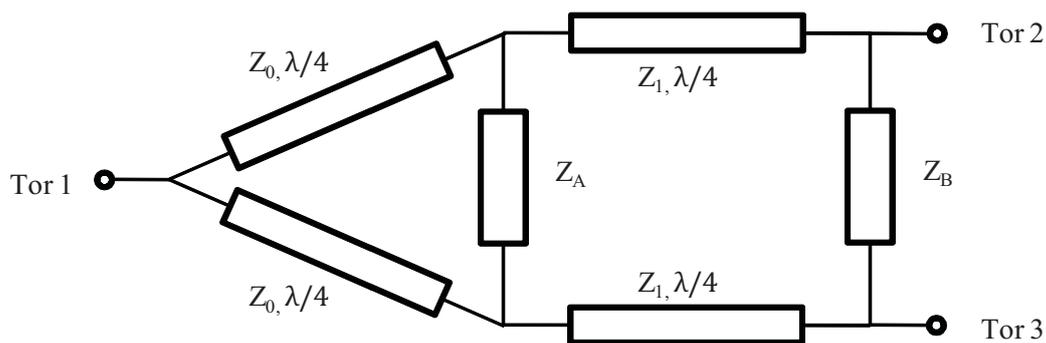


Bild 5.33: Zweistufiger Wilkinson-Combiner

Unter Berücksichtigung von Verlusten arbeitet ein Wilkinson-Combiner in der Regel in einem Bereich von einer Oktave um die Mittenfrequenz zufriedenstellend. Außerhalb dieses Bereiches nehmen sowohl die Entkopplung der Ausgangstore deutlich ab als auch die Verluste durch Reflexionen am Eingang zu. Für eine Steigerung der Bandbreite von Wilkinson-Combinern können daher mehrere Combiner-Stufen hintereinander geschaltet werden. Diese Bauweise ist in Bild 5.33 verdeutlicht.

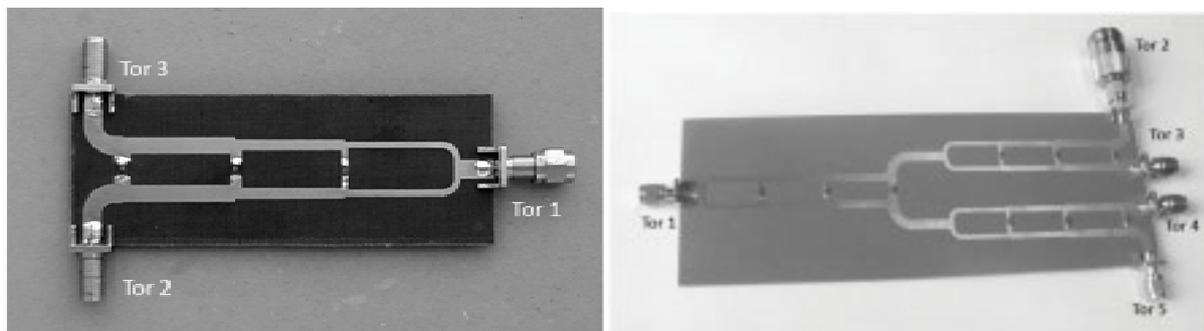


Bild 5.34: Realisierter dreistufiger Wilkinson-Combiner in PCB-Technik (links) sowie ein kaskadierter Wilkinson-Combiner aus drei dreistufigen Combinern (rechts) [74]

In [74] sind Wilkinson-Combiner mit bis zu 3 Stufen für einen Bereich von 30 MHz bis 3 GHz realisiert worden. Darüber hinaus sind diese mehrstufigen Combiner kaskadiert worden, sodass mehrere Eingangssignale miteinander überlagert werden können. Bild 5.34 zeigt die realisierten dreistufigen Wilkinson-Combiner in einem Einzelaufbau sowie in einer zweistufigen Kaskade zur Kombination von vier Einzelsignalen. Das Übertragungsverhalten des realisierten dreistufigen Wilkinson-Combiners ist in Bild 5.35 dargestellt.

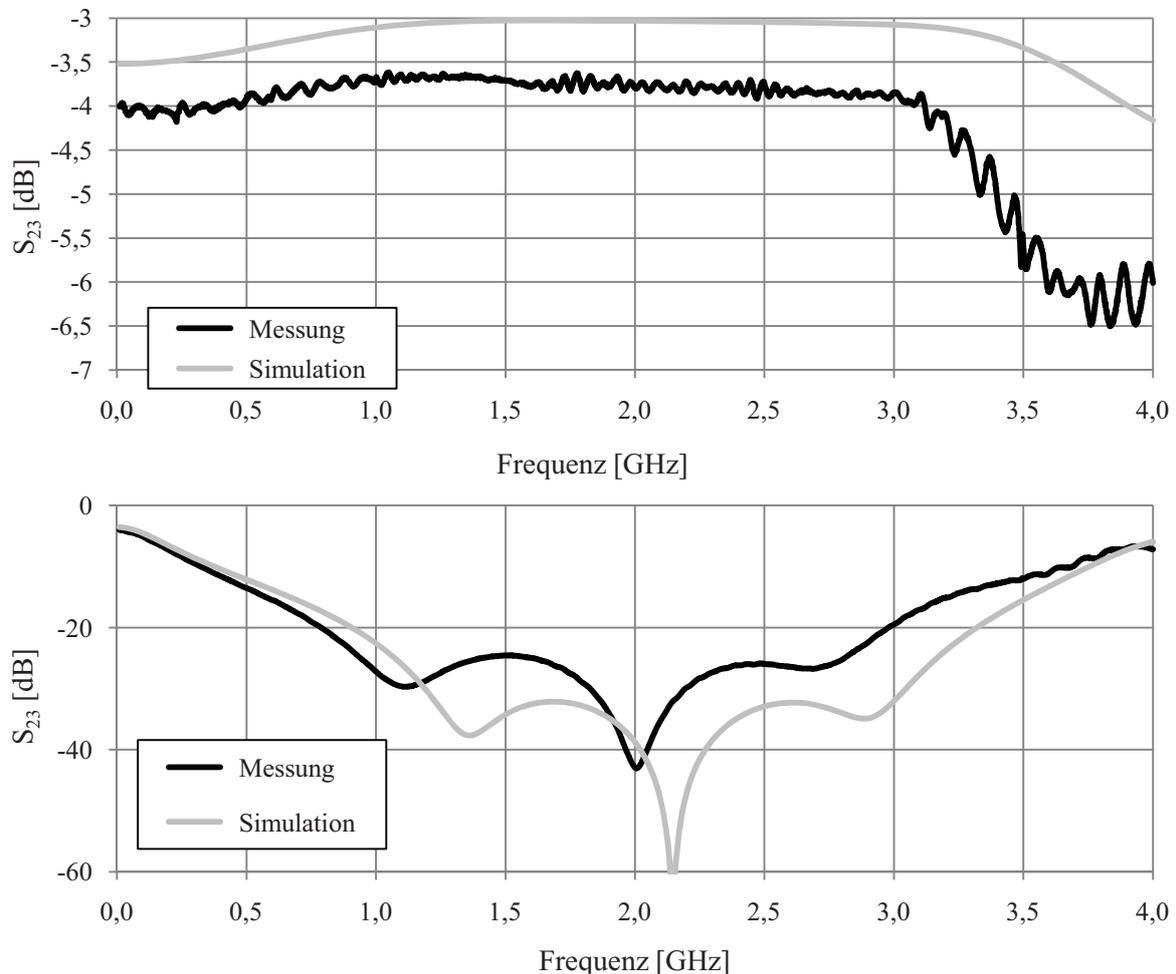


Bild 5.35: Übertragungsverhalten des realisierten dreistufigen Wilkinson-Combiners [74]

Bild 5.36 zeigt das Spektrum für die beispielhafte Überlagerung von vier Einzelsignalen bei den Mittenfrequenzen von 1968 MHz, 1992 MHz, 2016 MHz und 2040 MHz. Neben den Hauptpeaks sind auch deren Mischprodukte im Spektrum deutlich erkennbar. Das dazugehörige Zeitsignal ist in Bild 5.37 dargestellt. Besonders deutlich ist in Bild 5.37 der Einfluss der Grundphase der Einzelsignale zu erkennen. Nur mit der eingangs beschriebenen Berücksichtigung der Phasenlage der Einzelsignale sind die zuvor theoretisch beschriebenen Zusammenhänge zur UWB-Pulsgenerierung möglich.

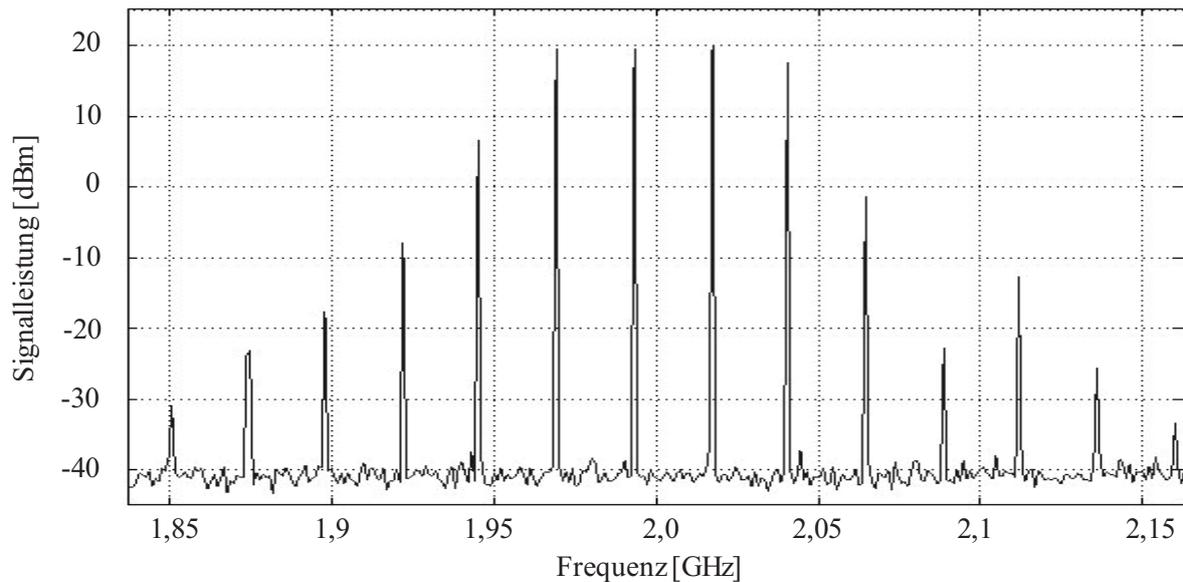


Bild 5.36: Gemessenes Spektrum einer Überlagerung von vier Einzelsignalen mit den Mittenfrequenzen 1968 MHz, 1992 MHz, 2016 MHz und 2040 MHz mithilfe eines kaskadierten dreistufigen Wilkinson-Combiner

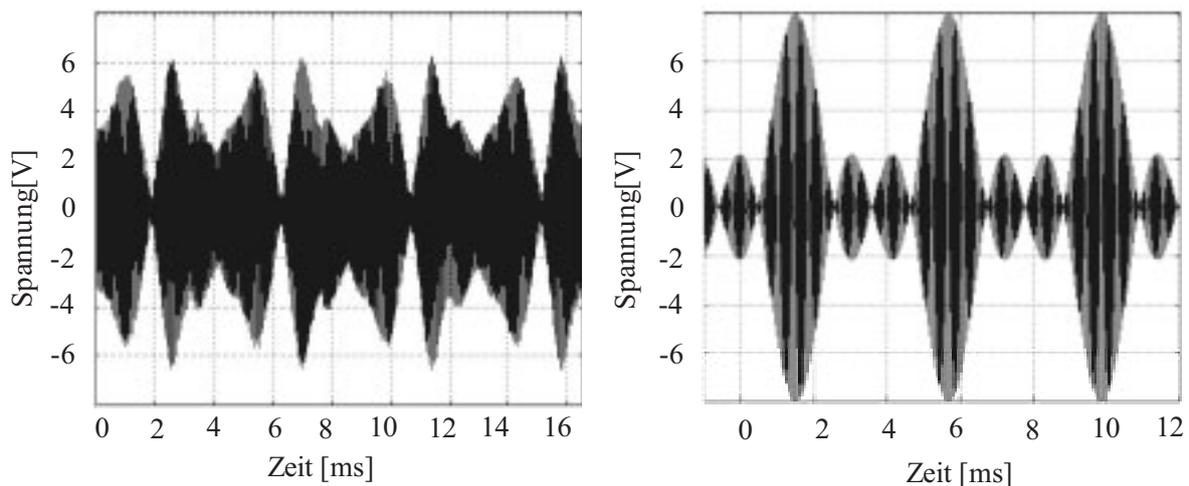


Bild 5.37: Gemessenes Zeitsignal einer Überlagerung von vier Einzelsignalen mit den Mittenfrequenzen 1968 MHz, 1992 MHz, 2016 MHz und 2040 MHz mithilfe eines kaskadierten dreistufigen Wilkinson-Combiner ohne Berücksichtigung des Phasenabstandes der Eingangssignale (links) sowie einer entsprechenden Simulation mit Berücksichtigung des Phasenabstandes (rechts)

5.3.2.3 Signalaustastung

Die abschließende Signalaustastung hat zwei anschauliche Hintergründe. Betrachtet man die Signalaustastung im Frequenzbereich, wird durch die Begrenzung des Zeitsignals aus dem diskreten Spektrum ein Kontinuierliches (vgl. Bild 5.24). Im Zeitbereich entspricht die Signalaustastung einer Reduzierung der Pulswiederholfrequenz auf einen geringeren Wert. Die schematische Darstellung einer Reduktion der Pulswiederholrate durch ein Austastsignal ist in Bild 5.38 abgebildet. Je nach Gestaltung des Austastsignals können dabei nachgebildete UWB-Signale resultieren, die entweder nur aus einem einzigen Puls bestehen oder Pulswiederholraten bis hin zum möglichen Maximum des Überlagerungssignals aufweisen.

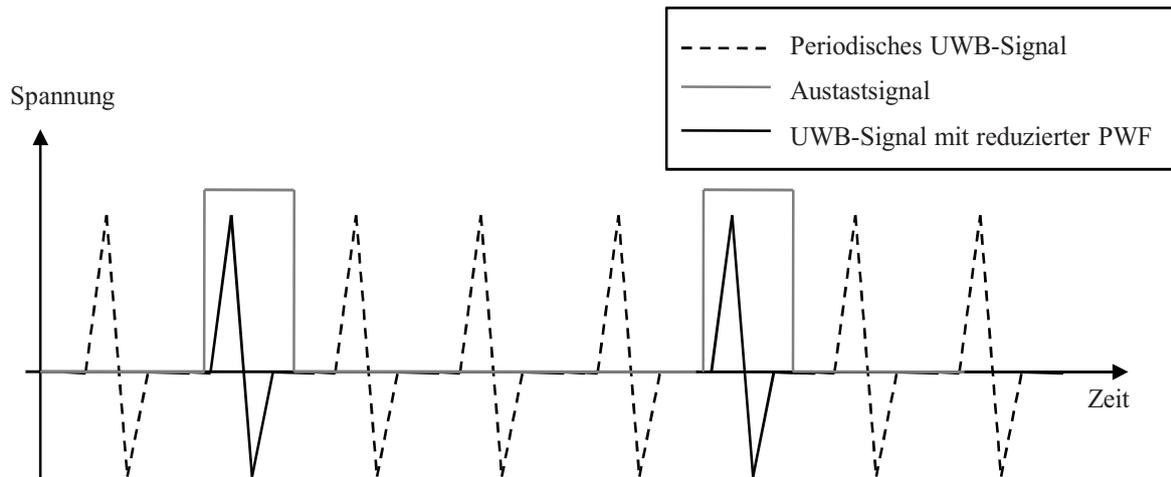


Bild 5.38: Schematische Darstellung der Signalaustattung im Zeitbereich (PWF - Pulswiederholfrequenz)

Solche Austatsignale können durch einfache Schaltelemente realisiert werden. Es sind jedoch folgende Anforderungen an die Schaltelemente zu stellen, um in diesem Zusammenhang eingesetzt werden zu können:

- Pulsspannungsfestigkeit bis 100 V
- Möglichst geringe An- und Ausschaltzeiten (< 10 ns)
- Geringe Durchgangsdämpfung im Schaltzustand bis 3 GHz
- Hohe Durchgangsdämpfung im Normalzustand bis 3 GHz

Auch wenn die Anforderung nach einer hohen Pulsbelastbarkeit einen Widerspruch zu den Anforderungen nach Schaltzeiten im 10-ns-Bereich bzw. Transferfrequenzen von bis zu 3 GHz bedeutet, können spezielle Transistoren oder PIN-Dioden-Schalter einen ausgewogenen Kompromiss aller Anforderungen darstellen. Der grundsätzliche Aufbau eines Transistorschalters zur Austattung von periodischen UWB-Signalen auf PCB-Ebene ist in Bild 5.39 dargestellt. Befindet sich der Transistor im Sperrzustand, gelangt das Eingangssignal direkt zum Ausgang. Wird der Transistor durch ein Schaltsignal am Gate leitend, werden der Eingang und der Ausgang über den Transistor gegen Masse kurzgeschlossen.

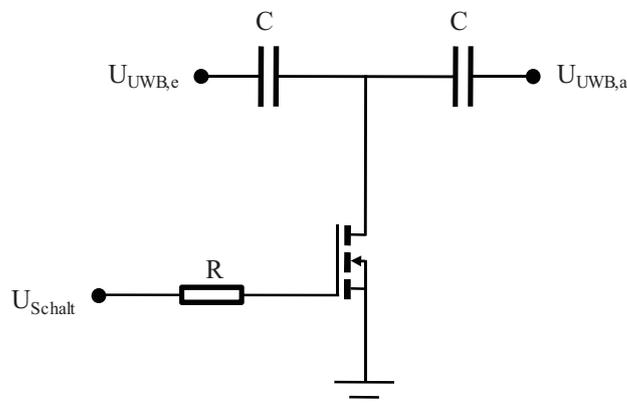


Bild 5.39: Aufbau einer Austatschaltung mit einem Transistor als Schalter

In [74] sind mehrere Realisierungen von solchen Schaltern aufgebaut und bewertet worden. Besonders N-MOS-Transistorschalter haben dabei sehr gute Ergebnisse erzielt. Bild 5.40 zeigt am Beispiel eines Transistors von Typ BSS123 das Schaltverhalten eines periodischen UWB-Signals.

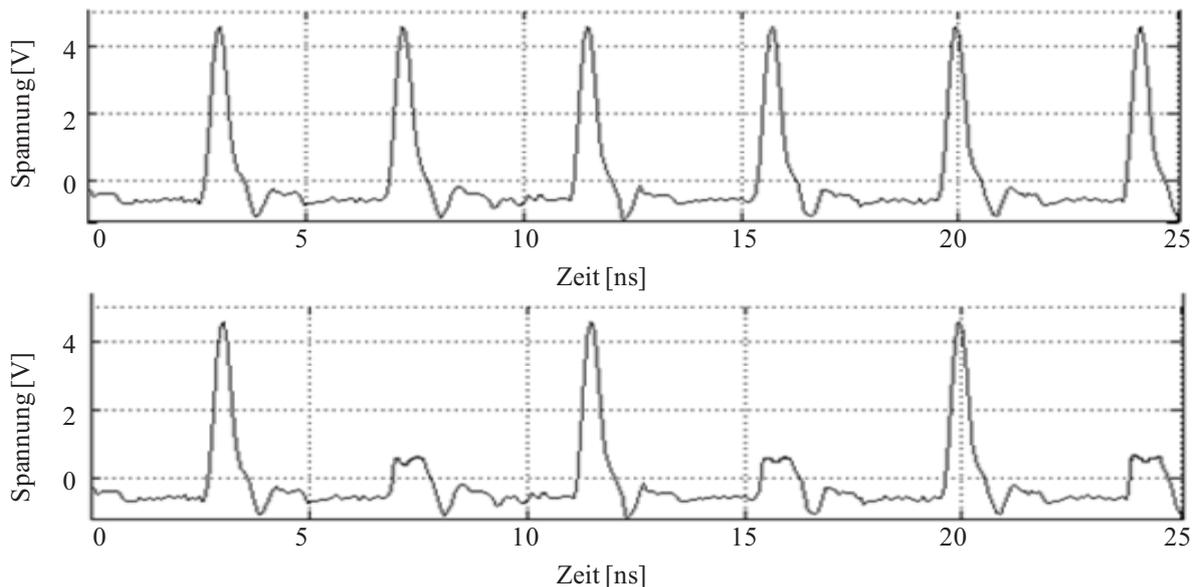


Bild 5.40: Gemessenes periodisches UWB-Signal bei sperrendem Transistor (oben) sowie bei einer Transistorschalttaktung von 12 MHz [74]

5.4 Zusammenfassung und Bewertung der leitungsgebundenen Pulsnachbildungen

In diesem Kapitel sind zwei gegensätzliche Verfahren vorgestellt worden, mit denen ultra breitbandige Störpulse nachgebildet werden können, die durch Einkoppelvorgänge in komplexen elektronischen Schaltungen auf PCB-Ebene resultieren. Bei dem ersten Verfahren wird das Übertragungsverhalten von komplexen elektronischen Systemen mithilfe von passiven Filterstrukturen nachgebildet, welches dann das Spektrum von bereits vorhandenen ultra breitbandigen Signalquellen gemäß den Anforderungen beschneidet. Dieses Verfahren stellt eine einfache und flexible Möglichkeit dar, eingekoppelte UWB-Pulse auf PCB-Ebene nachzubilden. Von Nachteil ist dabei zum einen das Vorhandensein einer entsprechend breitbandigen Signalquelle. Zum anderen sind mögliche Pulswiederholraten auf die maximal verfügbare Pulswiederholrate der verwendeten UWB-Quelle beschränkt. Das zweite, im UWB-Bereich vollkommen neue Verfahren bildet das Spektrum der Einkoppelnachbildung aufgrund von konstruktiver Überlagerung von schmalbandigen Quellen nach. Auf diese Weise können sehr flexibel auch komplexere Spektralaufbauten realisiert werden. Für dieses Verfahren sind die beschriebenen Grundblöcke des Verfahrens zum konstruktiven Spektralaufbau einzeln realisiert und bewertet worden. Es konnte gezeigt werden, dass dieses Verfahren grundsätzlich zur Pulserzeugung von nachgebildeten UWB-Einkopplungen geeignet ist. Darüber hinaus zeigen sich sehr gute Möglichkeiten der Burst-Generierung von eingekoppelten UWB-Pulsen. Für eine Einzelpulsanalyse sind weitere Forschungen im Bereich der Signalaustastung notwendig, die jedoch im Rahmen dieser Arbeit nicht weiter behandelt worden sind.

6 Schutzkonzepte gegen extreme elektromagnetische Störungen

In der Regel werden während des kompletten Entwicklungsprozesses eines elektronischen Systems Betrachtungen zur elektromagnetischen Verträglichkeit durchgeführt [76]. Dies umfasst sowohl die Störemissionen des Gerätes, als auch die Störfestigkeit des Systems gegenüber äußeren elektromagnetischen Störungen. Geschieht dies nicht, müssen u.U. am Ende des Entwicklungsprozesses extrem teure und schwer zu realisierende Maßnahmen zur Einhaltung der EMV getroffen werden. Die Härtung von elektronischen Systemen, insbesondere gegenüber transienter Störungen, stellt in diesem Zusammenhang eine besondere Herausforderung dar. Üblicherweise werden transiente Störungen durch Schutzschaltungen mit ausgewählten nichtlinearen Bauelementen realisiert. Diese Schutzschaltungen werden je nach Störung so ausgelegt, dass die Störungen am Ausgang der Schutzschaltung eine ausreichend geringe Restamplitude aufweisen. Gleichzeitig darf die Reduktion der Nutzbandbreite des zu schützenden Systems durch die unvermeidlichen parasitären Elemente der Schutzelemente nicht zu hoch werden [77]. Der typische Aufbau einer nichtlinearen Schutzschaltung gegen leitungsgebundene transiente Störungen ist in Bild 6.1 dargestellt. In der Regel bestehen diese aus einem Grobschutz zur Absorbierung von hohen Energien und einem Feinschutz zur Reduktion von Restspannungsspitzen unter eine definierte Schwelle. Als Schutzelemente kommen dabei üblicherweise Funkenstrecken, Varistoren und Dioden zum Einsatz [78]. Darauf aufbauend sind über die letzten Jahrzehnte sichere und effiziente Schutzkonzepte gegen natürliche (ESD¹⁵, LEMP) sowie künstlich hervorgerufene (NEMP) transiente Störungen entwickelt worden.

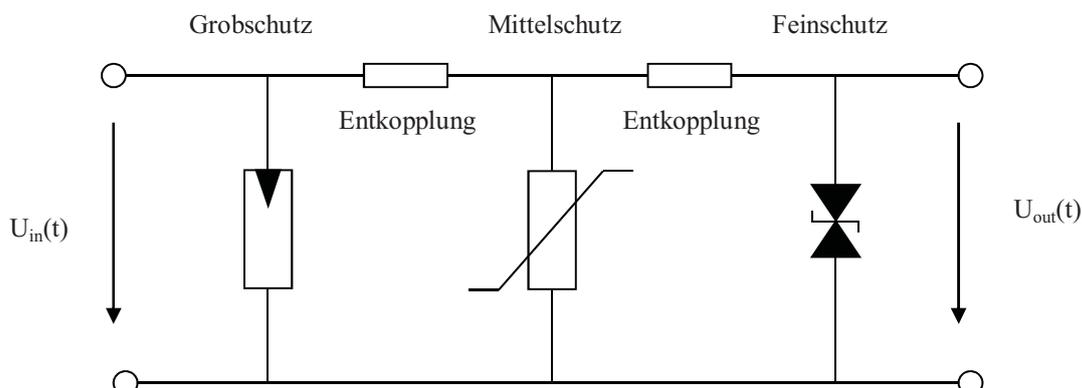


Bild 6.1: Typischer Aufbau einer dreistufigen nichtlinearen Schutzschaltung gegen leitungsgebundene bipolare transiente Störungen mit Funkenstrecke, Varistor und Diode

Die hier betrachteten ultra breitbandigen Störpulse unterscheiden sich jedoch signifikant von den bisher betrachteten Störungen in der Bandbreite sowie der extrem kurzen Anstiegszeit und Pulsbreite (vgl. Kapitel 2). Das Verhalten von traditionellen Schutzelementen bei Beaufschlagung mit doppelt-exponentiellen UWB-Störungen ist in [79] detailliert dargestellt worden, wobei konventionelle Schutzelemente nur eine sehr geringe Schutzwirkung hinsichtlich dieser UWB-Störungen aufweisen. Dieses Verhalten wird auch durch die UWB-Störuntersuchungen von traditionell gehärteten elektronischen Systemen deutlich, welche in Kapitel 2.4 beschrieben wurden. In [79] sind jedoch auch Schutzelemente identifiziert worden, die ein signifikantes Ansprechverhalten gegenüber doppelt-exponentiellen UWB-Störungen aufweisen. Dadurch scheint grundsätzlich ein Schutz gegenüber solchen ultra breitbandigen Störungen möglich.

¹⁵ ESD

Electrostatic Discharge

Für eine Härtung von elektronischen Systemen gegen eingekoppelte UWB-Störungen gemäß den Definitionen aus Kapitel 1 müssen die konventionellen Schutzkonzepte auf die neu definierten Störungen angepasst werden. Für die Ermittlung des Verhaltens von ausgewählten Schutzelementen hinsichtlich dieser neuen Art von Störung wird zunächst ein Messstand beschrieben, mit dem das Verhalten der Schutzelemente auf PCB-Ebene erfasst werden kann. Damit werden im Anschluss verschiedene Schutzelemente im Zeitbereich durch Beaufschlagung mit eingekoppelten UWB-Störungen charakterisiert. Da die eigentliche Schutzwirkung von Schutzelementen insbesondere im UWB-Bereich nicht immer eindeutig aus deren Zeitbereichsmessungen ermittelt werden kann, wird im folgenden Abschnitt ein Verfahren vorgestellt, das die eigentliche Schutzwirkung von Schutzelementen systematisch darstellt. Neben einem quantitativen Vergleich der Schutzwirkung von Schutzelementen ermöglicht das Verfahren zusätzlich, die Schutzwirkung der Schutzelemente für komplexe elektronische Systeme zu bestimmen. Mit der Analyse des transienten Ansprechverhaltens verschiedener Schutzkomponenten gegen UWB-Störungen werden anschließend angepasste Schutzkonzepte für elektronische Systeme vorgestellt.

6.1 Messaufbau zur Ermittlung des transienten Ansprechverhaltens von Schutzelementen gegen eingekoppelte UWB-Pulse

Der prinzipielle Messaufbau zur Bestimmung des zeitlichen transienten Ansprechverhaltens von Schutzelementen bei Beaufschlagung mit Nachbildungen von eingekoppelten UWB-Störungen auf PCB-Ebene ist in Bild 6.2 dargestellt. Das leitungsgebundene ultra breitbandige Störsignal wird dabei über das zu charakterisierende Element auf eine Last geführt. Für die Bestimmung des Ansprechverhaltens des Schutzelementes im Zeitbereich wird dabei vor und nach dem Schutzelement ein Messmittel eingesetzt, das das Signal vor sowie nach dem Schutzelement erfasst. Da für diese Untersuchung Pulsnachbildungen mit ausgewählten Bandbreiten sowie geringen Pulswiederholraten ausreichen, ist die Störpulsnachbildung in diesem Fall gemäß Bild 6.3 mithilfe einer breitbandigen UWB-Signalquelle in Kombination mit verschiedenen pulsformenden Netzwerken realisiert worden (vgl. Kapitel 5.2). Die gewählten pulsformenden Netzwerke ermöglichen dabei unterschiedliche Einkoppelverhalten von komplexen Systemen, die ein Einkoppelverhalten im unteren anvisierten Frequenzbereich (30 MHz bis 260 MHz), einen Einkoppelbereich im oberen Frequenzbereich (1,1 GHz bis 3,3 GHz) sowie einen Einkoppelbereich über den gesamten betrachteten Frequenzbereich (30 MHz bis 3,3 GHz) aufweisen. Die abschließende Dämpfung reduziert die Ausgangsspannung auf eine Amplitude von ca. 100 V, was der ermittelten Amplitude durch eingekoppelte UWB-Signale auf PCB-Leitungen in komplexen elektronischen Systemen entspricht (vgl. Kapitel 4).

Als Messmittel können grundsätzlich Vorrichtungen eingesetzt werden, die bei einer Spannungsfestigkeit von 100 V einen Frequenzbereich bis 3 GHz abdecken. In [80] sind dazu verschiedene Messmittel für diese Messaufgabe charakterisiert und bewertet worden. Das am besten geeignete Messmittel ist dabei eine Weiterentwicklung der sogenannten *picoTEM* [81]. Die *picoTEM* ist ein Messmittel, mit dem extrem breitbandige Signale erfasst werden können, die gleichzeitig eine hohe Spannungsamplitude aufweisen. Bild 6.4 zeigt die für diese Messaufgabe angepasste *picoTEM* zusammen mit ihrer Übertragungsfunktion sowie ihrer Einfügedämpfung im Frequenzbereich.

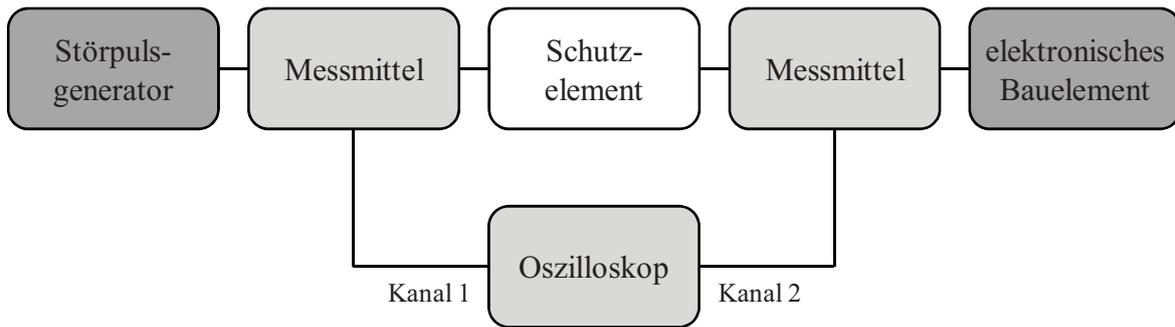


Bild 6.2: Prinzipieller Messaufbau zur Bestimmung des zeitlichen transienten Ansprechverhaltens von Schutzelementen bei Beaufschlagung mit Nachbildungen von eingekoppelten UWB-Störungen auf PCB-Ebene

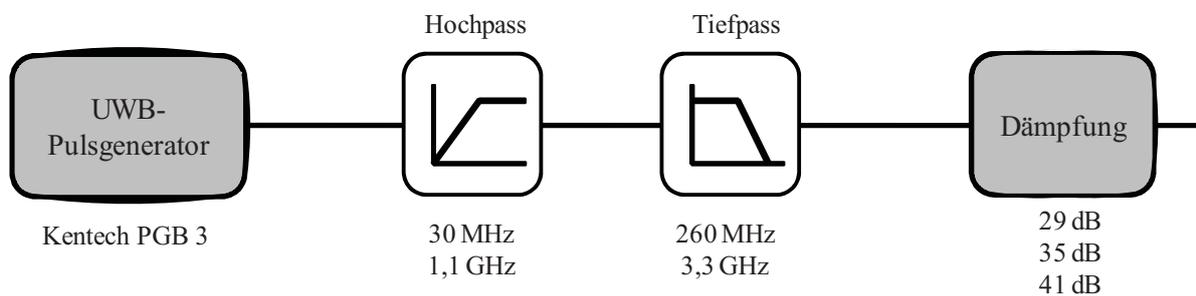


Bild 6.3: Aufbau der Störsignalquelle durch Nachbildung eingekoppelter UWB-Störungen auf PCB-Ebene durch pulsformende Netzwerke

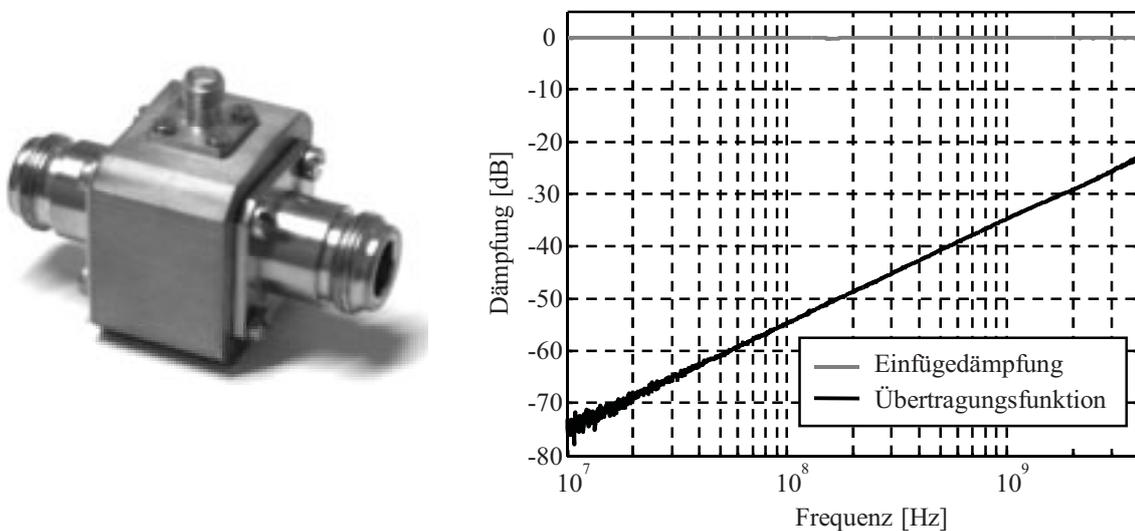


Bild 6.4: Messmittel picoTEM V5-N mit gemessenem Übertragungsverhalten im Frequenzbereich [80]

6.2 Verhalten von Schutzelementen bei eingekoppelten UWB-Pulsen

Das Verhalten von ausgewählten Schutzelementen spiegelt maßgeblich die Wirksamkeit einer damit aufgebauten Schutzschaltung wider. In diesem Abschnitt sollen daher Schutzelemente charakterisiert werden, die aufgrund ihrer physikalischen Eigenschaften eine signifikante Beeinflussung der in dieser Arbeit definierten ultra breitbandigen Testpulse hervorrufen sollten. Wie bereits angesprochen werden üblicherweise in Schutzschaltungen gegen

transiente elektromagnetische Störungen vorrangig nichtlineare Elemente, wie z.B. Funkenstrecken, Varistoren und Schutzdioden eingesetzt. Durch deren nichtlineares Verhalten sollen Nutzsignale, deren Spannungen unterhalb einer definierten Schwelle liegen, nicht beeinflusst werden. Störspannungen, die Amplituden oberhalb dieser Schwelle aufweisen, sollen aufgrund des nichtlinearen Verhaltens der Schutzelemente gegen Masse abgeleitet werden. Vorangegangene Untersuchungen haben jedoch gezeigt, dass insbesondere Funkenstrecken und Varistoren wegen der sehr hohen Frequenzkomponenten und den damit verbundenen extrem kurzen Anstiegszeiten der Störpulse nicht mehr ihre typische Schutzwirkung zeigen [82]. Bei bedrahteten Schutzdioden hat sich darüber hinaus die vergleichsweise hohe parasitäre Induktivität der Anschlussdrähte negativ auf die Schutzwirkung der Dioden ausgewirkt [83]. In dieser Untersuchung sollen daher vorrangig schnelle, in SMD-Technik gefertigte Schutzdioden getestet werden, die aufgrund ihrer Charakteristika geeignet erscheinen, um gegen die hier definierten Störpulse eingesetzt werden zu können. Da es insbesondere von den Herstellern von Halbleiterschutzelementen noch keine expliziten Bauelemente gegen UWB-Störungen gibt, ist die Auswahl vorrangig auf sehr schnelle Schutzelemente konzentriert. Es sind aber auch verschiedene langsamere Schutzdioden in SMD-Technik ausgewählt worden, um deren Schutzwirkung insbesondere bei den niedrigeren Einkoppelbandbreiten feststellen zu können.

Neben Bauformen aus Einzeldioden kommen zusätzlich verschiedene Schutzdiodentypen zum Einsatz, die intern eine Kombination aus komplementär geschalteten Dioden bilden und somit einen Schutz gegen bidirektionale Störungen bieten. Weiterhin sind mehrere integrierte Diodenarrays, sowohl unidirektional als auch bidirektional, ausgewählt worden, die für den gleichzeitigen Schutz von mehreren Datenleitungen vorgesehen sind. Tabelle 6.1 fasst die wichtigsten Kennwerte der ausgewählten Schutzkomponenten zusammen. Die gemessenen Verläufe der Frequenzgänge aller aufgeführten Schutzelemente zeigt Bild 6.5. Es wurden somit Schutzkomponenten aus dem kompletten Spektrum von niedriger bis hoher Ansprechspannung aber auch von niedriger bis hoher Signalbandbreite ausgewählt.

Im Folgenden werden die Schutzkomponenten gemäß des Messaufbaus nach Bild 6.2 im Zeitbereich charakterisiert. Neben dem gemessenen Ansprechverhalten der Schutzelemente (dunkelgraue Kurve) bei den jeweiligen Störungen (schwarze Kurve) wurde zusätzlich das Zeitsignal dargestellt, das aus der Filterung der Störung mit der linearen Transferfunktion des Schutzelementes (vgl. Bild 6.5) resultiert (hellgraue Kurve). Durch diese Darstellungsweise erkennt man sofort, ob ein Schutzelement aufgrund seines nichtlinearen Verhaltens oder lediglich aufgrund seiner parasitären Linearitäten reagiert. Besonders deutlich wird dies auf den jeweiligen rechten Bildern, die das Ansprechverhalten der Bauteile bei Störungen mit Amplituden unterhalb der Ansprechspannung zeigen. Da in dem Fall keines der Bauelemente einen nichtlinearen Effekt aufweist, liegen sowohl die gemessenen blauen Kurven als auch die berechneten roten Kurven übereinander. Da die Störpulse zum Teil eine deutlich höhere Bandbreite aufweisen als die Grenzfrequenz mancher Schutzelemente, wird durch die linearen Elemente des Schutzelementes auch der Verlauf der Störung unterhalb der Ansprechspannung verändert. Innerhalb einer Applikation stört dieses Verhalten das eigentliche Nutzsignal nicht, wenn die Bandbreite des Schutzelements entsprechend der Bandbreite des Nutzsignals ausgewählt wird.

Die Schutzwirkung der getesteten Elemente spiegelt sich in den linken Darstellungen der Bilder wider. Die Teststörpulse haben dabei eine Spannungsamplitude von 100 V, die deutlich über der Ansprechspannung der Schutzelemente liegt. Die Schutzelemente sollen im Fall der Überschreitung der Ansprechspannung die Spannung auf der Signalleitung reduzieren, indem sie den Störstrom gegen Masse ableiten. Durch das Koppelverhalten der

modellierten Systeme entstehen zudem bipolare Störpulse mit zum Teil erheblichen Amplituden in beiden Polaritäten. Daher scheinen zunächst grundsätzlich bipolare Schutzkomponenten am effektivsten. Zum Vergleich sind aber auch unipolare Schutzelemente untersucht worden. An dieser Stelle ist das Verhalten von drei signifikanten Schutzelementen in Bild 6.6, Bild 6.7 und Bild 6.8 für die drei ausgewählten Einkoppelbereiche dargestellt, an denen die wichtigsten Verhaltensweisen der Schutzelemente gezeigt werden können.

Tabelle 6.1: Kennwerte der ausgewählten Schutzdioden bzw. Schutzdiodenarrays

Name	Ansprechspannung (laut Datenblatt)	3-dB- Grenzfrequenz	Schutzrichtung	Anzahl der Schutzkanäle
P6SMB 6,8CA	6,8 V	2,3 MHz	bidirektional	1
BZG03C16	16 V	8,6 MHz	unidirektional	1
SM6T24CA	24 V	14,3 MHz	bidirektional	1
BZV55 3,6	3,6 V	50 MHz	unidirektional	1
SLVDA 2,8	2,8 V	110 MHz	bidirektional	4
SMDA24C	24 V	150 MHz	bidirektional	4
ESDA25B1	30 V	210 MHz	bidirektional	6
SGF9827	15 V	560 MHz	bidirektional	2
MAX3208	5 V	675 MHz	bidirektional	4
PSLC05	5 V	1,4 GHz	unidirektional	1
GBLC05C	5 V	1,5 GHz	bidirektional	1
PSOT15L	15 V	1,7 GHz	unidirektional	1

Der Überblick über das Verhalten der Schutzelemente zeigt zunächst, dass alle Schutzelemente ein signifikantes Ansprechverhalten für den maximalen Einkoppelbereich (untere Grenzfrequenz $f_1=30\text{ MHz}$, obere Grenzfrequenz $f_2=3,3\text{ GHz}$) sowie für den minimalen Einkoppelbereich (untere Grenzfrequenz $f_1=30\text{ MHz}$, obere Grenzfrequenz $f_2=260\text{ MHz}$) aufweisen. Sowohl die maximale Spannungsamplitude als auch die Energie des Störpulses sind deutlich reduziert. Bis auf die drei schmalbandigsten Schutzelemente der P6SMB-, der BZG03- und der SM6T-Reihe zeigten alle anderen Schutzelemente ein deutliches nichtlineares Ansprechverhalten bei der Überschreitung der jeweiligen Durchbruchspannung. Die angesprochenen schmalbandigen Schutzelementreihen reagierten ausschließlich aufgrund ihrer parasitären Linearitäten, was durch die entsprechenden kongruenten hell- und dunkelgrauen Kurven deutlich wird (vgl. Bild 6.6 oben). Dennoch ist durch die lineare Dämpfung eine sehr starke Reduzierung der Störung hervorgerufen worden. Die beobachtete Reduktion der Störspannung durch die nichtlinearen Effekte ist jedoch bei den unterschiedlichen Störpulsen mit den verschiedenen Koppelbandbreiten nicht wie erwartet. Die Störspannung ist zwar reduziert, jedoch nicht immer bis hin auf die Durchbruchspannung der Schutzelemente, da hier ebenfalls zu Beginn der Störungen hauptsächlich lineare Effekte einen Einfluss auf die Störung haben. Erst durch den Pulsabschnitt, der dominierend von den niederfrequenten Anteilen geprägt wird, setzt der begrenzende nichtlineare Effekt auf die jeweiligen Durchbruchspannungen ein. Diesen Einfluss kann man besonders gut bei der Nachbildung der höchsten Einkoppelbandbreite (Testpuls REF_30_3300) erkennen. Der Restpuls zeigt in allen Fällen eine starke Spannungsspitze zu Beginn der Störung. Diese Spannungsspitze ist ebenfalls bei der Kurve vorhanden, die lediglich durch Filterung der Störung mit der linearen Übertragungskurve des Schutzelements entsteht. Das zeigt, dass zu Beginn des Restpulses die linearen Effekte überwiegen und erst nach Erreichen der höchsten Signalfrequenzen der Störung die nichtlinearen Effekte der Schutzelemente einsetzen. Je nach Übertragungsfunktion der

Schutzelemente ist dann die Restspannungsspitze entweder höher oder niedriger. Gerade die breitbandigen Schutzelemente bzw. die schmalbandigen Schutzelemente mit Resonanzen im unteren GHz-Bereich dämpfen die hochfrequenten Spannungsspitzen nur sehr wenig (z.B. PSOT15L oder PSLC05C bzw. SMDA24C oder ESDA25B1).

Als besonders resistent gegen nichtlineare Filterung durch Schutzelemente zeigt sich der Testpuls REF_1100_3300, der aus dem höchsten Koppelband resultiert. Keines der getesteten Schutzelemente zeigte einen nichtlinearen Begrenzungseffekt. Alle Elemente reagierten ausschließlich aufgrund ihrer linearen Parasitäten. Die Spannungs- und Energiereduzierung fiel dabei vergleichsweise gering aus, da die schmalbandigen Schutzelemente im unteren GHz-Bereich Resonanzen mit geringen Dämpfungswerten erreichen (vgl. Bild 6.5). Besonders bemerkenswert ist die Tatsache, dass auch die schnellsten der untersuchten Dioden kein nichtlineares Ansprechverhalten mit deutlichen Spannungsbegrenzungen gezeigt haben. Für eine effektive Spannungsbegrenzung im oberen Einkoppelbereich scheinen daher andere, speziell für den HPM-Schutz entwickelte Schutzelemente sinnvoller [84], [85].

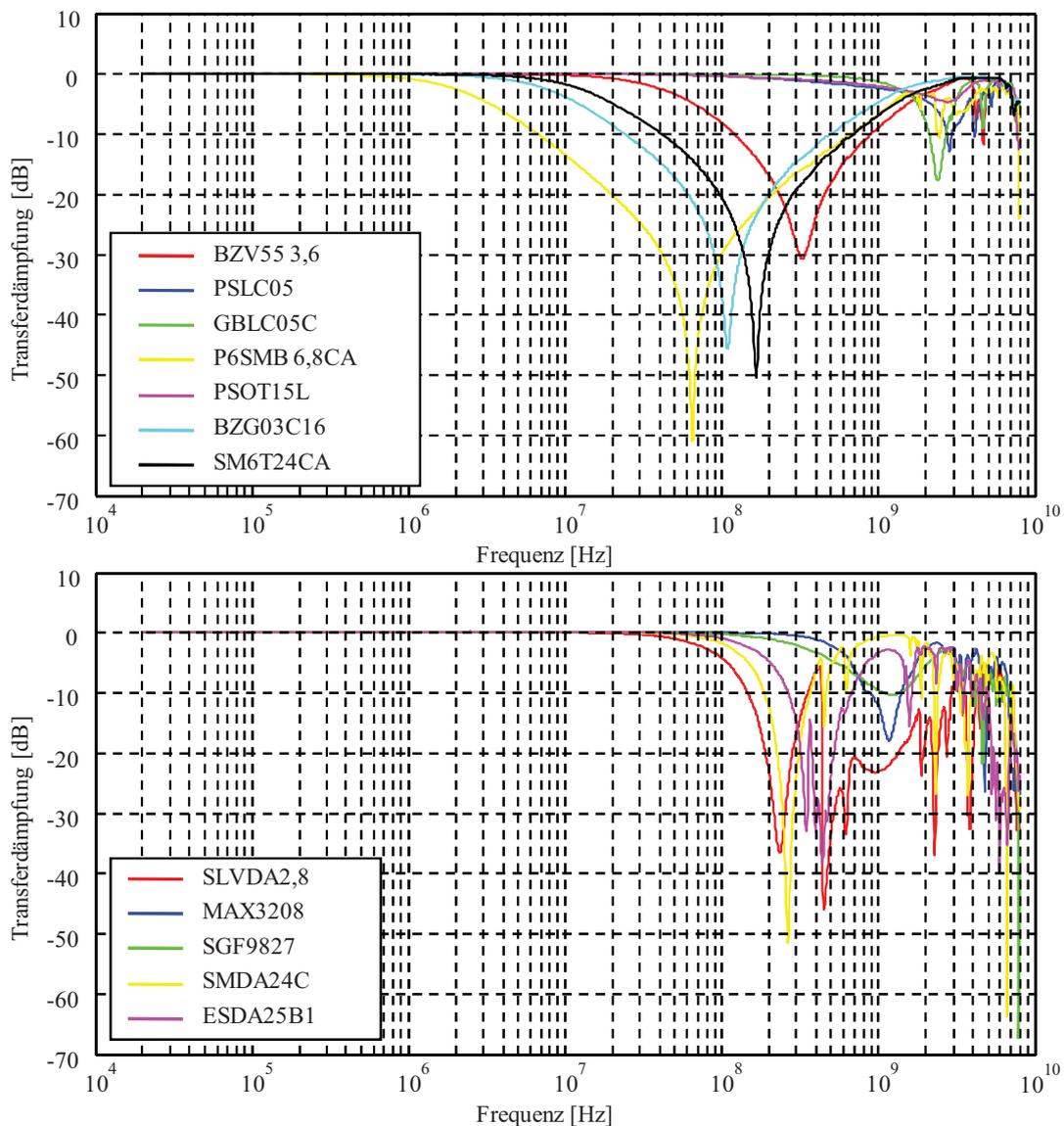


Bild 6.5: Gemessene Frequenzgänge der gewählten Schutzdioden (oben) und Schutzdiodenarrays (unten)

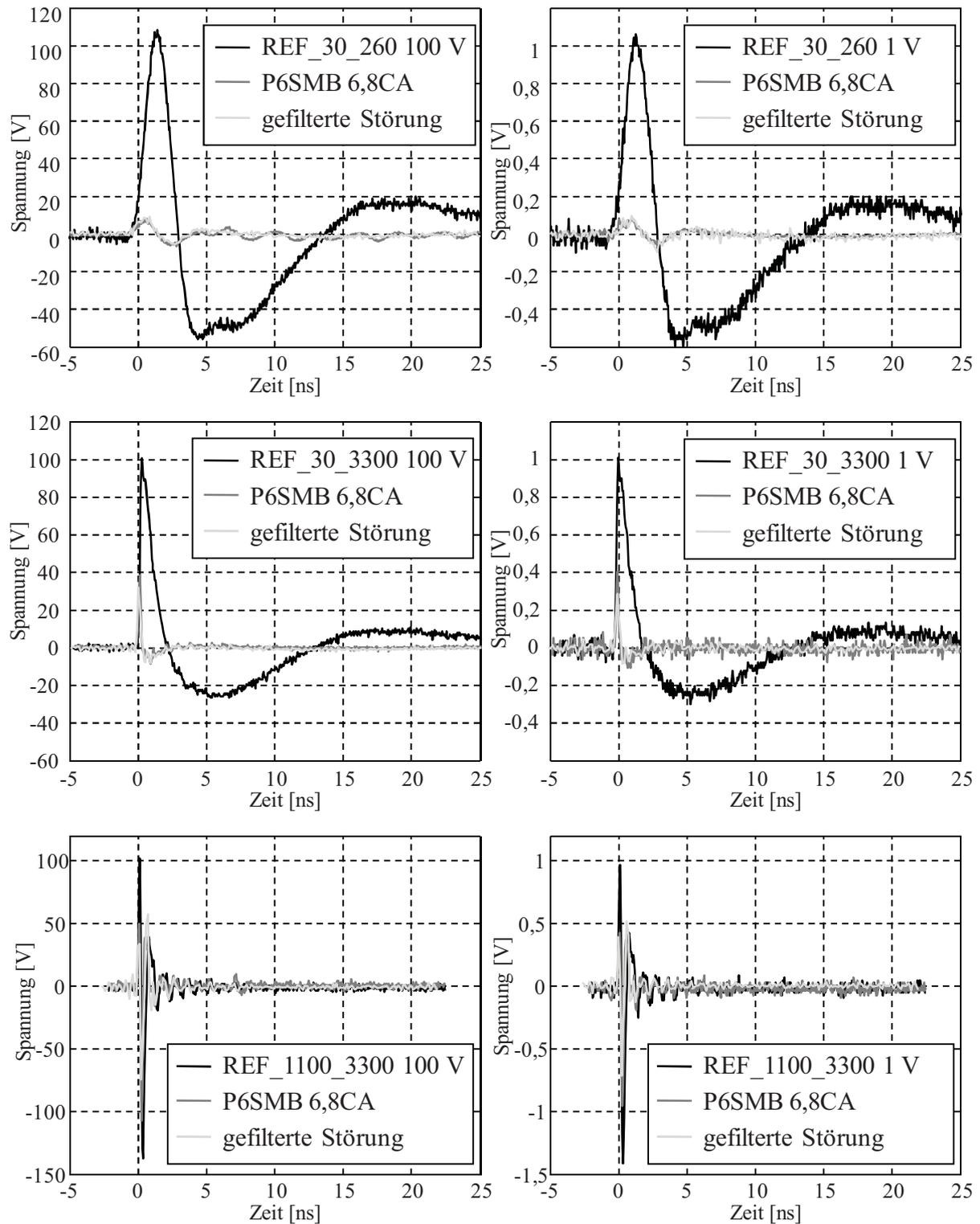


Bild 6.6: Ansprechverhalten der bidirektionalen Schutzdiode P6SMB 6,8CA bei unterschiedlichen Testpulsen gemäß Tabelle 5.4 mit unterschiedlichen Störspannungsamplituden im Vergleich zu der durch die Übertragungsfunktion des Schutzelements hervorgerufenen Filterung des Störpulses

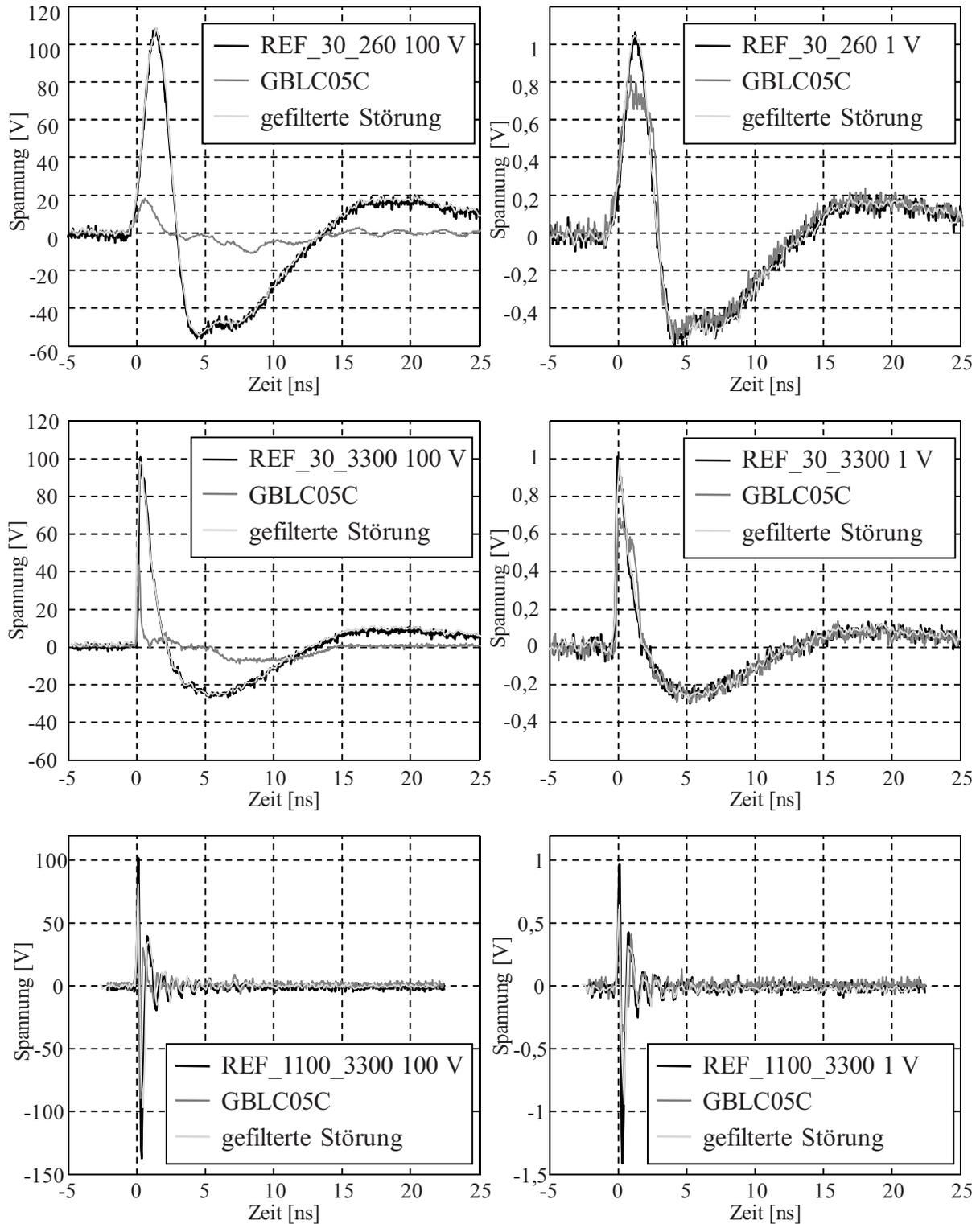


Bild 6.7: Ansprechverhalten der bidirektionalen Schutzdiode GBLC05C bei unterschiedlichen Testpulsen gemäß Tabelle 5.4 mit unterschiedlichen Störspannungsamplituden im Vergleich zu der durch die Übertragungsfunktion des Schutzelements hervorgerufenen Filterung des Störpulses

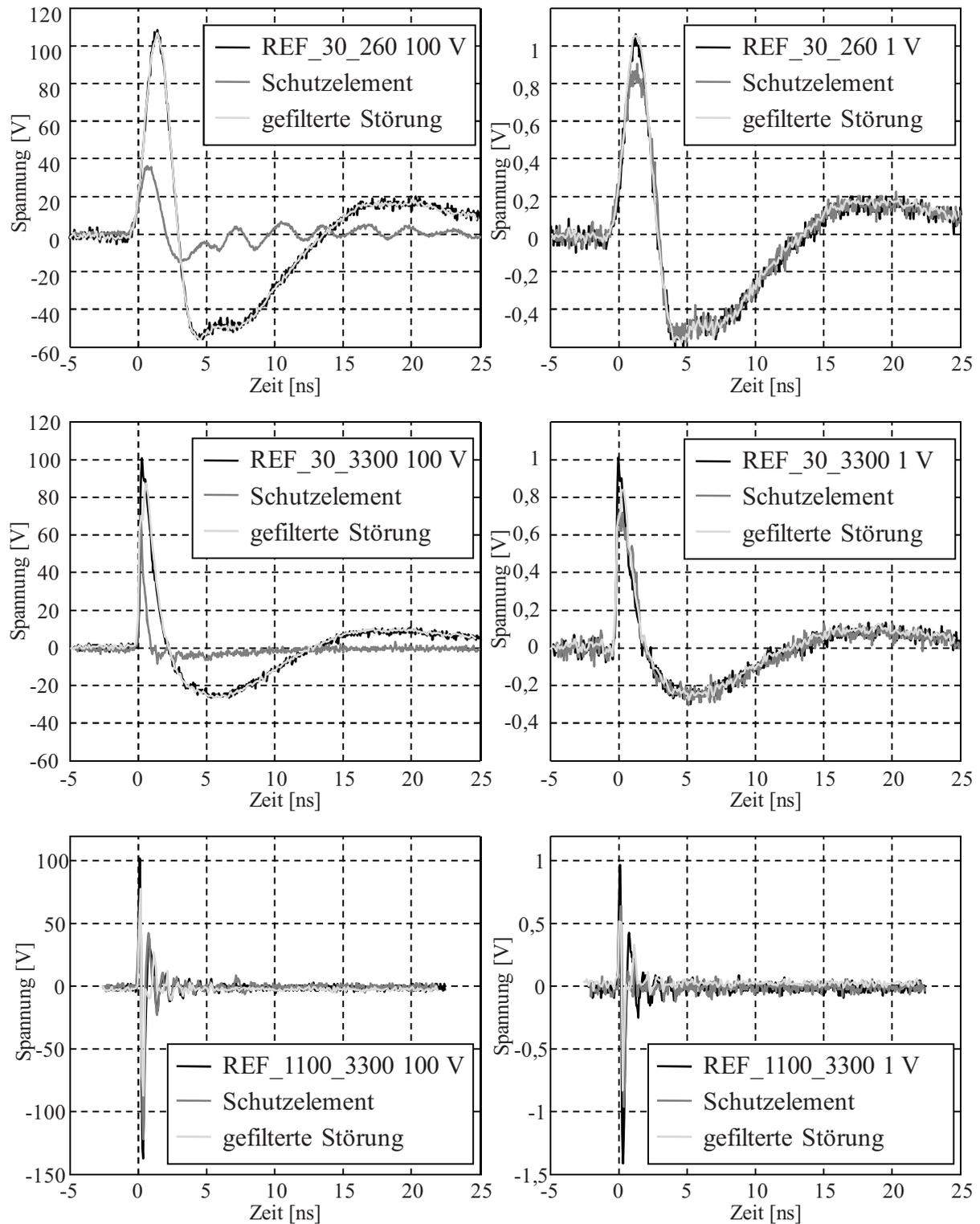


Bild 6.8: Ansprechverhalten der bidirektionalen Schutzdiodenarrays MAX3208 bei unterschiedlichen Testpulsen gemäß Tabelle 5.4 mit unterschiedlichen Störspannungsamplituden im Vergleich zu der durch die Übertragungsfunktion des Schutzelements hervorgerufenen Filterung des Störpulses

Obwohl die Störspannungen nicht immer auf die angegebenen Durchbruchspannungen reduziert werden konnten, ist, wie bereits erwähnt, eine deutliche Reduzierung der Störpulsenergie zu beobachten gewesen. Der Einfluss dieser Restenergie bzw. der Restspannung der UWB-Störung auf sensible Elektronik ist dabei meistens nicht bekannt. Um dennoch eine Aussage über die Schutzwirkung von Schutzelementen unter UWB-Bedingungen machen zu können, wird im folgenden Abschnitt ein Verfahren vorgestellt und diskutiert, welches dies ermöglicht.

6.3 Systematische Beschreibung der Schutzwirkung von Schutzkomponenten

Im vorangegangenen Abschnitt wurden verschiedene Schutzelemente vorgestellt, die eine deutliche Reduzierung der hier definierten Störpulse hinsichtlich der Spannung und der Energie bewirkt haben. Außerdem sind die Schutzkomponenten im Frequenzbereich charakterisiert worden, um die Bandbreite der Komponenten aufgrund ihrer parasitären Elemente zu bestimmen. Somit können Aussagen über eine Reduktion der Störspannungsamplitude und der Störenergie, sowie über einen Einsatz in Applikationen mit gegebener Nutzfrequenzbandbreite gemacht werden. Die Resultate lassen jedoch in vielen Fällen keine exakte Aussage über eine tatsächliche Schutzwirkung von Schutzkomponenten für elektronische Systeme gegenüber elektromagnetischen Störungen zu. Um diesen Sachverhalt auch für den UWB-Bereich eindeutig zu definieren, wird in diesem Abschnitt daher zunächst diskutiert, wann ein elektronisches System vor gegebenen elektromagnetischen Störungen geschützt ist. Diese Diskussion wird hauptsächlich auf die Effekte gestützt, die durch äußere Störungen in einem elektronischen System entstehen können. Aufbauend darauf wird ein Verfahren vorgestellt, das die Schutzkomponenten mit in den Zusammenhang zwischen einer, äußerer elektromagnetischer Störung, dem Einkoppelverhalten von komplexen elektronischen Systemen und den durch die Störungen resultierenden Effekte innerhalb des elektronischen Systems bringt.

6.3.1 Definition der Schutzparameter eines Systems

Für eine systematische Beschreibung der Schutzwirkung von Schutzelementen muss zunächst definiert werden, unter welchen Bedingungen ein System geschützt ist. Die bisherigen Ansätze beliefen sich dabei oft darauf, die Störampplitude unter ein definiertes Niveau zu drücken, um somit einer Störung bzw. Zerstörung entgegenzuwirken [90]. Diese Forderung zielt jedoch hauptsächlich darauf, Zerstörungen von Bauelementen oder Baugruppen in elektronischen Systemen zu vermeiden. Es ist jedoch anzunehmen, dass kurze Spannungsspitzen im UWB-Bereich oberhalb der Durchbruchspannung z.B. von Schutzdioden nicht unbedingt zu Zerstörungen von Bauelementen oder zu Störungen von elektronischen Systemen führen müssen. Daher scheint es generell sinnvoller, das Verhalten eines Systems in Bezug auf äußere Störungen in Effekte einzuteilen und unter welchen Voraussetzungen diese auftreten. Eine sehr detaillierte Einteilung von Effekten ist in [86] vorgeschlagen. Dabei werden sechs unterschiedliche Effektstufen eingeführt, die bei Systemen aufgrund von elektromagnetischen Störungen auftreten können (vgl. Tabelle 6.2). Die Effektstufen sind dabei nach der Regenerationsfähigkeit des Systems strukturiert. Die Zuordnung, welches System auf welche Störung mit welchem Effekt reagiert, muss dabei im Vorfeld jedoch bekannt sein. In den letzten Jahren sind sehr viele Untersuchungen und Messungen hinsichtlich des Stör- und Ausfallverhaltens von elektronischen Komponenten und Systemen bei Beaufschlagung mit verschiedenen Störungsformen veröffentlicht worden [28], [33]. Mit diesem Datenmaterial ist es in diesem Zusammenhang jedoch möglich, eine Zuordnung vom zeitlichen Verlauf einer Störung, deren Amplitude und deren Energie zu den resultierenden Effekten aufzustellen.

Neben der Zuordnung der Störeinflüsse zu den resultierenden Systemeffekten wurde in [86] darüber hinaus eine Zuordnung der Effektstufen auf sogenannte Erfolgsstufen vorgenommen. Die eingeführten Erfolgsstufen der Funktionalität von elektronischen Systemen sind in Tabelle 6.3 zusammengefasst.

Tabelle 6.2: Übersicht über die Einteilung von Effekten in elektronischen Systemen in Stufen der Dauerhaftigkeit nach [86]

Stufe	Effekt	Dauer der Effekte	Beschreibung
U	Unbekannt	-	Effekte, die nicht beobachtet bzw. deren Auswirkung nicht nachgewiesen werden konnte
1	kein Effekt	-	
2	Interferenz	nur während der Dauer der Störung	Effekte, die nur während der Dauer der Störung auftreten und danach nicht mehr
3	Störung	einige Zeit nach Abklingen der Störung	Effekte, die auch nach dem Abklingen der Störung vorhanden sind, wobei das System jedoch wieder in seinen Ausgangszustand zurückkehrt
4	Ausfall	bis zum menschlichen Eingreifen	Effekte, die menschliches Eingreifen erfordern, um ein System in den Normalzustand zurückzusetzen (z.B. Reset)
5	Zerstörung	dauerhaft	Effekte, die Hardware dauerhaft zerstört, sodass diese ausgetauscht werden muss

Tabelle 6.3: Einteilung von Erfolgsstufen der Funktionalität von elektronischen Systemen nach [86]

Stufe	Erfolgsstufe	Beschreibung
I	kein Effekt	Das System verrichtet seine Aufgaben ohne Beeinflussung
II	Interferenz	Auftretende Störungen zeigen keine Beeinträchtigungen
III	Beeinträchtigung	Die auftretende Störung setzt die Effizienz und die Leistungsfähigkeit des Systems herab
IV	Fehlschlag	Durch die Störungen wird die Funktionsfähigkeit des Systems vollständig unterdrückt
V	Unbekannt	Beeinträchtigungen am System konnten nicht nachgewiesen bzw. beobachtet werden

Auch diese Zuordnung von Effekten zu den Erfolgsstufen der Funktionalität ist mit den bereits angeführten Störfestigkeitsuntersuchungen größtenteils bestimmt worden [28], [33]. Für die Entwicklung von Schutzkonzepten für Systeme muss nun vorher definiert werden, welche Erfolgsstufe für die jeweilige Applikation notwendig ist, welche Effekte damit nicht auftreten dürfen und welche Maßnahmen gegen die entsprechenden elektromagnetischen Einflüsse zu unternehmen sind. Bild 6.9 zeigt beispielhaft für ein fehlertolerantes und ein fehlersensitives System eine mögliche Zuordnung von den Effekt- zu den Erfolgsstufen.

		System 1 (fehlertolerant)					System 2 (fehlersensitiv)					
		Erfolgsstufe					Erfolgsstufe					
		I	II	III	IV	V	I	II	III	IV	V	
Effektstufe	1	X	-	-	-	X	1	X	-	-	-	X
	2	-	X	-	-	X	2	-	-	X	-	-
	3	-	X	-	-	-	3	-	-	-	X	-
	4	-	-	X	-	-	4	-	-	-	X	-
	5	-	-	-	X	-	5	-	-	-	X	-

Bild 6.9: Exemplarische Zuordnung von Effekt- zu Erfolgsstufen für ein fehlertolerantes (links) und ein fehlersensitives System (rechts)

6.3.2 Theoretische Beschreibung der Schutzwirkung von Schutzelementen

Die Schutzwirkung eines Schutzelements kann nun mithilfe der vorangegangenen Definition von Effekt- und Erfolgsstufen so definiert werden, dass Effekte, die ursprünglich durch elektromagnetische Störungen hervorgerufen werden, nun entweder gar nicht mehr oder nur mit deutlich höherer Störampplitude bzw. -energie auftreten. Mit der Einhaltung von Effektstufen werden auch gleichzeitig die gewünschten Erfolgsstufen für ein System garantiert. Ziel dieser theoretischen Beschreibung ist die Vorhersage von Effektstufen (und gleichzeitig auch von Erfolgsstufen) für ein System bei beliebigen elektromagnetischen Störungen.

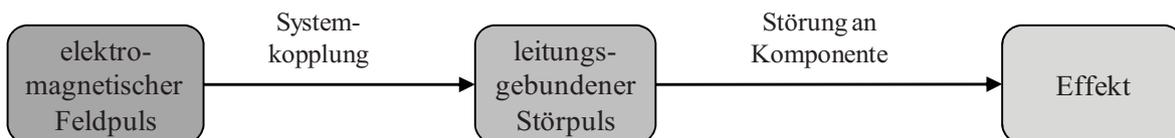


Bild 6.10: Zusammenhang zwischen der feldgeführten elektromagnetischen Störung und dem resultierenden Effekt

Bild 6.10 zeigt den schematischen Zusammenhang zwischen einer feldgeführten Störung und dem im System auftretenden Störeffekt. Die feldgeführte Störung wird dabei über das Transferverhalten des elektronischen Systems zu einer leitungsgebundenen Störung, die dann in Systemkomponenten ein Fehlverhalten erzeugt. Das Verhalten von elektronischen Systemen bei Feldbeaufschlagungen unterschiedlicher Bedrohungspulse ist in [7] sowohl theoretisch beschrieben als auch praktisch untersucht worden. Dabei ist eine Methode vorgestellt worden, mit dem der Effekt des Ausfalls eines Systems für verschiedene Störpulsformen vorhersagt werden kann. Dazu muss neben den Charakteristika der Störpulse und der sogenannten *Form* der Transferfunktion eines komplexen Systems lediglich die Ausfallschwelle einer einzigen Pulsform bekannt sein. Der prinzipielle Verlauf der *Form* der Übertragungsfunktion eines komplexen Systems entspricht dabei dem grundsätzlichen Einkoppelverhalten des Systems, welches in Kapitel 1 eingehend beschrieben wurde (vgl. Bild 3.10).

Die Beschreibung des resultierenden leitungsgebundenen Störsignals, das aufgrund einer Feldstörung durch Einkopplung in einem elektronischen System auftritt, kann in Anlehnung an die Hölder-Norm nach Gleichung (6.1) dargestellt werden [87], [88]:

$$\|\underline{V}(f)\|_p \equiv \left[\int_{-\infty}^{\infty} |\underline{V}(f)|^p df \right]^{\frac{1}{p}} \quad (6.1)$$

Durch die Beschränkung des Frequenzbereiches durch das Koppelverhalten des Systems mit den Einkoppelgrenzen f_1 und f_2 gemäß Gleichung (3.21) und (3.22) reduziert sich das Integral von Gleichung (6.1) zu:

$$\|\underline{V}(f)\|_p^{f_1, f_2} \equiv \left[\int_{f_1}^{f_2} |\underline{V}(f)|^p df \right]^{\frac{1}{p}} \quad (6.2)$$

Mit Gleichung (6.2) und der Koppelbandbreite des Systems kann man nach [7] nun die Wirkamplitude ρ_A und die Wirkenergie ρ_E eines Störsignals auf ein System bestimmen:

$$\rho_A = \frac{\|\underline{V}(j\omega)\|_1^{f_1, f_2}}{f_2 - f_1} \quad (6.3)$$

$$\rho_E = \|\underline{V}(j\omega)\|_2^{f_1, f_2} \quad (6.4)$$

Physikalisch stellen die Wirkamplitude bzw. die Wirkenergie den Teil des ursprünglichen Signals dar, die für den gegebenen Einkoppelbereich von f_1 bis f_2 signifikant sind. Bringt man nun die Wirkamplituden bzw. Wirkenergien zweier Störungen gemäß Gleichung (6.5) bzw. Gleichung

(6.6) mit den Frequenzspektren $\underline{V}(f)$ und $\underline{W}(f)$ ins Verhältnis, wobei die Ausfallschwelle des Systems für eine der beiden Störungen bekannt ist, kann durch Multiplikation mit den berechneten Verhältnissen die Ausfallschwelle durch die zweite Störung ermittelt werden.

$$\sigma_A = \frac{\rho_{A,V}}{\rho_{A,W}} = \frac{\|\underline{V}(f)\|_1^{f_1, f_2}}{\|\underline{W}(f)\|_1^{f_1, f_2}} \quad (6.5)$$

$$\sigma_e = \frac{\rho_{E,V}}{\rho_{E,W}} = \frac{\|\underline{V}(f)\|_2^{f_1, f_2}}{\|\underline{W}(f)\|_2^{f_1, f_2}} \quad (6.6)$$

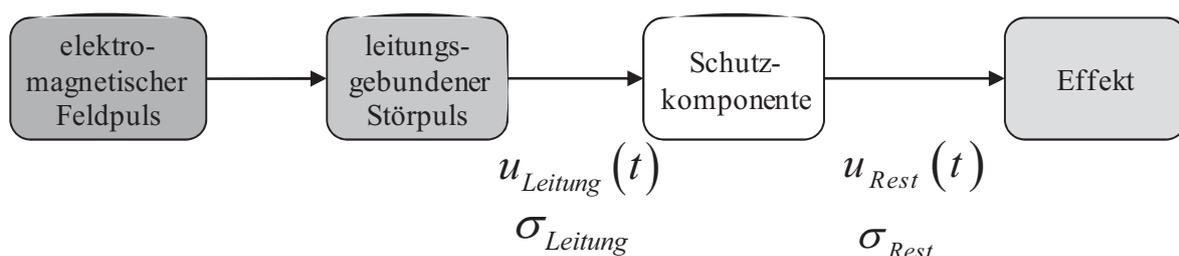


Bild 6.11: Zusammenhang zwischen der feldgeführten elektromagnetischen Störung und dem resultierenden Effekt unter Berücksichtigung von Schutzelementen

Dieser Zusammenhang soll auch für die Beschreibung der Schutzwirkung von Schutzelementen herangezogen werden. Bild 6.11 zeigt nun den Koppelweg einer feldgeführten elektromagnetischen Störung über ein Schutzelement hin zu dem auftretenden Effekt.

Das Signal, das nun einen Effekt nach Bild 6.10 im System bewirkt, ist nun die durch die Schutzkomponente veränderte leitungsgebundene Störung $u_{Rest}(t)$. Dieses Restsignal kann wiederum mittels Fouriertransformation in den Frequenzbereich überführt werden, wobei anschließend analog zu Gleichungen (6.3) und (6.4) für das Restsignal eine Wirkamplitude und Wirkenergie berechnet werden kann.

Die praktische Anwendung dieses Verfahrens kann mithilfe des in Abschnitt 6.2 ermittelten Ansprechverhaltens von Schutzelementen durch eingekoppelte UWB-Störungen verdeutlicht werden. Bild 6.12 zeigt am Beispiel des Testpulses REF_30_3300 den Verlauf verschiedener Reststöransignale, die nach verschiedenen nichtlinearen Schutzelementen auf der PCB-Leitung resultierenden. Ausschließlich aufgrund des Ansprechverhaltens aus Bild 6.12 lässt sich nur schwer einschätzen, welches Schutzelement überhaupt eine Schutzwirkung hinsichtlich der eingekoppelten UWB-Störung aufweist bzw. welches Schutzelement die besten Schutzeigenschaften bezüglich des beaufschlagten Störpulses besitzt. Die berechneten resultierenden effektiven Amplituden bzw. effektiven Energien der in Bild 6.12 dargestellten Restsignale sind in Tabelle 6.4 zusammengefasst.

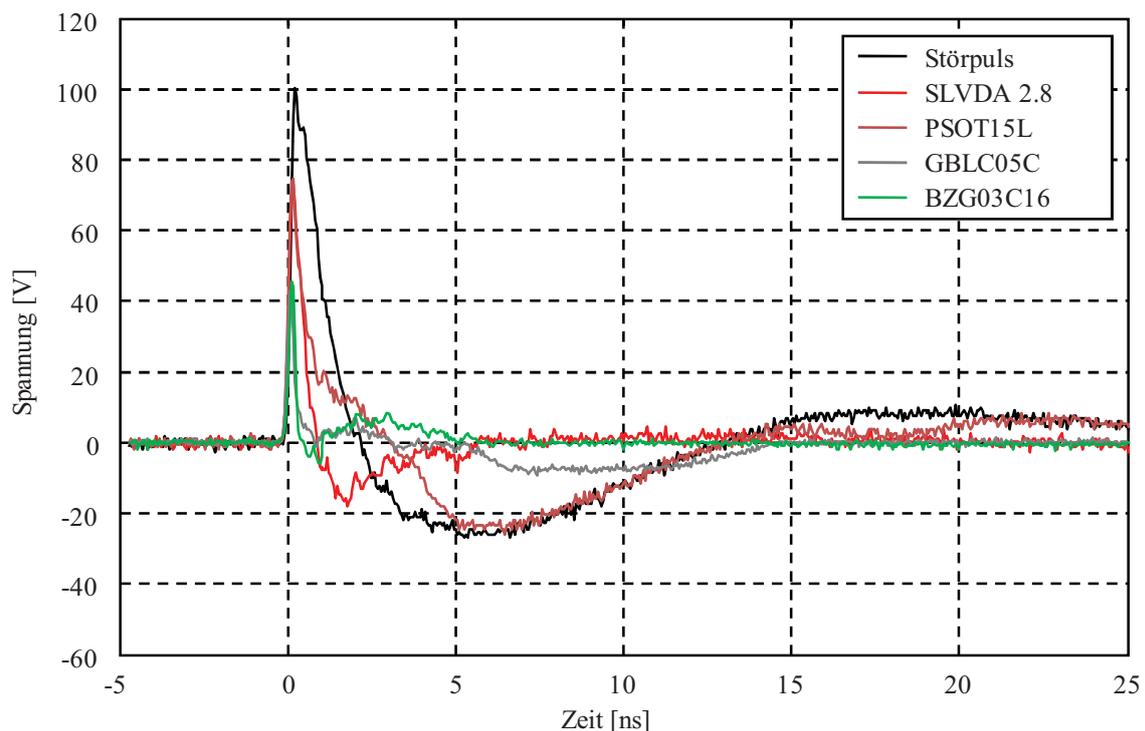


Bild 6.12: Verlauf des Ansprechverhaltens von verschiedenen Schutzelementen bei Beaufschlagung eines eingekoppelten UWB-Störpulses

Tabelle 6.4: Übersicht über die Wirkamplituden bzw. Wirkenergien von Restsignalen von verschiedenen Schutzelementen und über die Verhältnisse der Wirkamplituden bzw. Wirkenergien bezogen auf die Wirkamplitude bzw. Wirkenergie der Ursprungsstörung

Schutzelement	Wirkamplitude ρ_A [V]	Wirkenergie ρ_E [J]	Verhältnis	Verhältnis
			$\frac{\rho_{A,Rest}}{\rho_{A,Leitung}}$	$\frac{\rho_{E,Rest}}{\rho_{E,Leitung}}$
Ohne Schutzelement	66,56	21,7224e-4	1	1
SLVDA 2.8	40,577	9,8974e-4	0,6096	0,4499
PSOT15L	45,676	14,6410e-4	0,6862	0,6739
GBLC05C	22,0008	5,3168e-4	0,3305	0,2417
BZG03C16	22,466	4,4858e-4	0,3375	0,0153

Mithilfe der errechneten Verhältnisse aus den Wirkamplituden bzw. Wirkenergien des Restsignals der Schutzelemente und der Wirkamplitude bzw. Wirkenergie des Störpulses lassen sich jedoch sehr gut Aussagen über die Effektivität des Schutzes machen. Hierbei zeigt sich, dass ein System, das besonders durch die Amplitude einer Störung beeinflusst wird, in diesem Beispiel durch die Schutzdiode *GBLC05C* geschützt wird. Bestimmt die Energie die Empfindlichkeit eines Systems, zeigt hier die Schutzdiode *BZG03C16* die besten Schutzeigenschaften.

6.4 Zusammenfassung für den Entwurf angepasster Schutzkonzepte

Mit der Kenntnis der Schutzwirkung von Schutzelementen ist es nun möglich, effektive Schutzkonzepte gegen eingekoppelte UWB-Störungen für ein komplexes elektronisches System zu entwickeln. Mit den im vorangegangenen Abschnitt vorgestellten Verfahren lässt sich berechnen, ob der Einsatz von einfachen nichtlinearen Schutzelementen bzw. deren Kombination für einen sicheren Schutz des Systems ausreichend ist. Sollte dies nach dieser Analyse mit ausschließlich nichtlinearen Komponenten nicht zu erreichen sein, wie im Falle des in Abschnitt 6.2 gezeigten Einkoppelbereichs im oberen Frequenzbereich von 1 GHz bis 3 GHz, sind in [89] für verschiedene Leitungstypen der Einsatz von linearen Filtern und deren Kombination mit nichtlinearen Komponenten zum Schutz gegen UWB-Einkopplungen untersucht worden. Zusätzlich kann mit den bekannten Methoden zur Sicherstellung der EMV, wie Erhöhung der Schirmwirkung des Systems, Anpassung des Systemlayouts oder einer EMV-gerechteren Anpassung des PCB-Layouts, ein umfassender Schutz gegen UWB-Störungen sichergestellt werden.

7 Nachweis der Wirksamkeit von Schutzkonzepten

Das Verfahren zur Ermittlung der Schutzwirkung von Schutzelementen sowie die Beschreibung eines wirksamen Schutzkonzeptes gegen eingekoppelte UWB-Störungen durch Sicherstellung von Erfolgsklassen werden im Folgenden anhand eines praktischen Bezuges verdeutlicht. Aufbauend auf den theoretischen Grundlagen wird für ein Datenübertragungssystem ein Schutzkonzept gegen eingekoppelte UWB-Störungen entworfen, vermessen und bewertet. Für die Erstellung eines Schutzkonzeptes muss der Zusammenhang zwischen den Effektstufen und den realen Störungen auf der Leitung bekannt sein. Das Verfahren zur Entwicklung von Schutzkonzepten nach Kapitel 6 sieht es generell vor, ein System gegen beliebige Störungen zu härten. Ansätze zur Herleitung der Effektschwellen für komplexe elektronische Systeme aufgrund verschiedener Störpulse, d.h. welche Effektstufen bei welchen leitungsgebundenen Störsignalen auftreten, werden derzeit in der aktuellen Forschung noch diskutiert [91]. Alternativ dazu wird an dieser Stelle lediglich auf die Betrachtung von eingekoppelten UWB-Pulsen nach Kapitel 1 eingegangen. Im Rahmen dieser Untersuchung sind daher die Effektschwellen von eingekoppelten UWB-Pulsen für das ausgewählte Datenübertragungssystem bestimmt worden.

Weiterhin ist für das Übertragungssystem ein Messstand entworfen worden, der UWB-Störeinkopplungen auf PCB-Ebene in die Übertragungsstrecke leitet und somit verschiedene Effekte hervorrufen kann. Weiterhin können verschiedene Schutzmaßnahmen in die Übertragungsstrecke eingebracht werden, um die Schutzwirkung der getesteten Schutzelemente zu demonstrieren. Es werden für das Übertragungssystem Erfolgsklassen definiert, die wiederum durch Vermeidung von bestimmten Störeffekten erreicht werden können. Effekte können dabei unter anderen sein:

- Erhöhung der Fehlerrate,
- Reduzierung der Datenrate,
- Unterbrechung der Datenkommunikation oder
- Zerstörung der Sender bzw. der Empfänger.

Als Datenübertragungssystem ist eine USB-Übertragungsstrecke aufgebaut worden, welches durch eine kurze Systembeschreibung charakterisiert wird. Wie eingangs erläutert, ermöglicht der Messaufbau die Bestimmung der Qualität der Datenübertragung bei Einkopplung von ultra breitbandigen Störungen durch Messung der Datenrate und der Bit- bzw. Fehlerframerate, um die oben genannten Effekte nachweisen zu können. Die Zerstörung von USB-Sendern bzw. -empfängern wird über eine normale Funktionsprüfung festgestellt. Anschließend wird ein Schutzkonzept für das Testsystem erstellt und aufgebaut. Danach werden Störungen in das Übertragungssystem eingekoppelt, die die oben ermittelten Effektschwellen übersteigen. Abschließend wird mit dem realisierten Schutzkonzept gezeigt, dass die eingangs beobachteten Effekte ausbleiben bzw. sich zu höheren Störampplituden verschieben und somit die definierten Erfolgsklassen eingehalten werden können.

7.1 Systembeschreibung

USB¹⁶ ist eine serielle Datenübertragungsverbindung, die in nahezu allen modernen PCs vorhanden ist und als Verbindung zu verschiedenen Endgeräten eingesetzt wird. Alte Standards, wie die serielle RS-232-Schnittstelle oder die parallele Centronics-Schnittstelle, sind damit weitestgehend abgelöst worden. Über USB angeschlossene Geräte können z.B.

¹⁶ USB Universal Serial Bus

Eingabegeräte (Maus, Tastatur, Scanner), Ausgabegeräte (Drucker, Lautsprecher) oder Speichermedien (USB-Festplatte, USB-Stick) sein. Die Transferrate unterscheidet sich dabei vom eingesetzten Gerätetyp. Seit der Einführung von USB 2.0 gibt es drei Übertragungsgeschwindigkeiten im USB:

- Low-Speed (1,5 MBit/s),
- Full-Speed (12 MBit/s) und
- High-Speed (480 MBit/s).

USB-Geräte müssen im Gegensatz zu anderen Übertragungsstrecken nicht direkt mit dem PC verbunden sein, sondern können über USB-Verteiler, sogenannte USB-Hubs, angeschlossen werden. USB-Geräte können im laufenden Betrieb an den PC angeschlossen und wieder abgezogen werden. Darüber hinaus ist bei den meisten USB-Geräten keine eigene Stromversorgung notwendig, da die USB-Schnittstelle selbst eine Versorgungsspannung von 5V bei einem Maximalstrom von 500mA zur Verfügung stellt.

Auf elektrischer Ebene werden die USB-Signale differentiell übertragen. Der Vorteil dieses Verfahrens liegt darin, dass sich Störungen meist auf beide Leitungen gleich auswirken und damit die Differenz der Signale nicht verändern. Bild 7.1 zeigt den typischen Signalverlauf auf den sogenannten D₊- und D₋-Leitungen zusammen mit typischen Signalanstiegszeiten und Bitlängen für eine 1,5-MBit/s- und eine 12-MBit/s-USB-Übertragung.

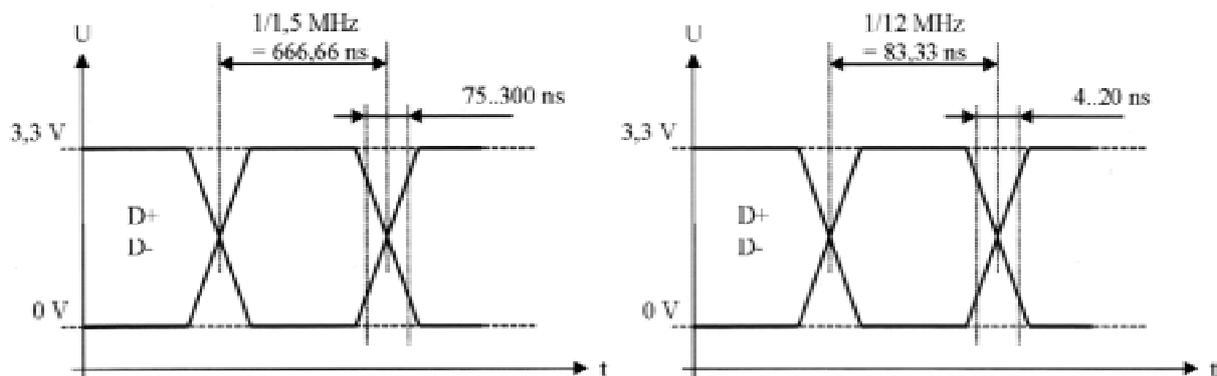


Bild 7.1: Elektrische Signale im Low-Speed- (links) und Full-Speed-Betrieb (rechts)

Im Low- und Full-Speed-Betrieb liegt eine differentielle „1“ vor, wenn an der D₊-Leitung mindestens 2,8 V und an der D₋-Leitung maximal 0,3 V in Bezug auf das Massepotential anliegen. Eine differentielle „0“ entsteht bei den umgekehrten Potentialen. Am USB-Empfänger werden die Signale richtig erkannt, wenn das positive Potential mindestens bei 2 V liegt und die Differenz beider Signale größer als 200 mV ist. Für die deutlich höhere Datenrate des High-Speed-Modus werden sowohl andere Spannungshübe als auch andere Busleitungstransceiver verwendet. Der Stromtreiber erzeugt damit einen nominellen Spannungshub von 400 mV. Eine differentielle 1 liegt nun dann vor, wenn auf der D₊-Leitung mindestens eine Spannung von 0,36 V und an der D₋-Leitung maximal 0,01 V anliegen. Für die differentielle „0“ sind die Verhältnisse entsprechend umgekehrt.

7.2 Ermittlung der Effektschwellen eines USB-Übertragungssystems

Der verwendete Testaufbau für die Ermittlung der Effektschwellen eines USB-Übertragungssystems ist in Bild 7.2 schematisch dargestellt. Er besteht aus der Datenübertragungsstrecke mit Sender und Empfänger, einem Störpulsgenerator und einer Schaltung zur Einkopplung der generierten Störungen auf die Datenübertragungsstrecke.

Als Sender wurde hierbei der Einfachheit halber ein PC verwendet. Als Empfänger ist ein USB-Modul der Firma *Cypress* verwendet worden, der die Möglichkeit einer Datenauswertung und -ausgabe mit sich bringt [92]. Bild 7.3 zeigt ein in [93] entwickeltes USB-Empfängerboard zur Ermittlung der Qualität der Testübertragungsstrecke. Alternativ können auch handelsübliche USB-Speichermedien, wie z.B. USB-Sticks oder USB-Festplatten verwendet werden. Dabei ist jedoch zu berücksichtigen, dass die bei dieser Konfiguration sowohl ein Schreiben als auch ein Lesen auf das USB-Medium durch den PC erfolgen muss. Es muss daher insbesondere darauf geachtet werden, dass Lese- und Schreibfehler auf bzw. von dem Medium gesondert identifiziert werden müssen.

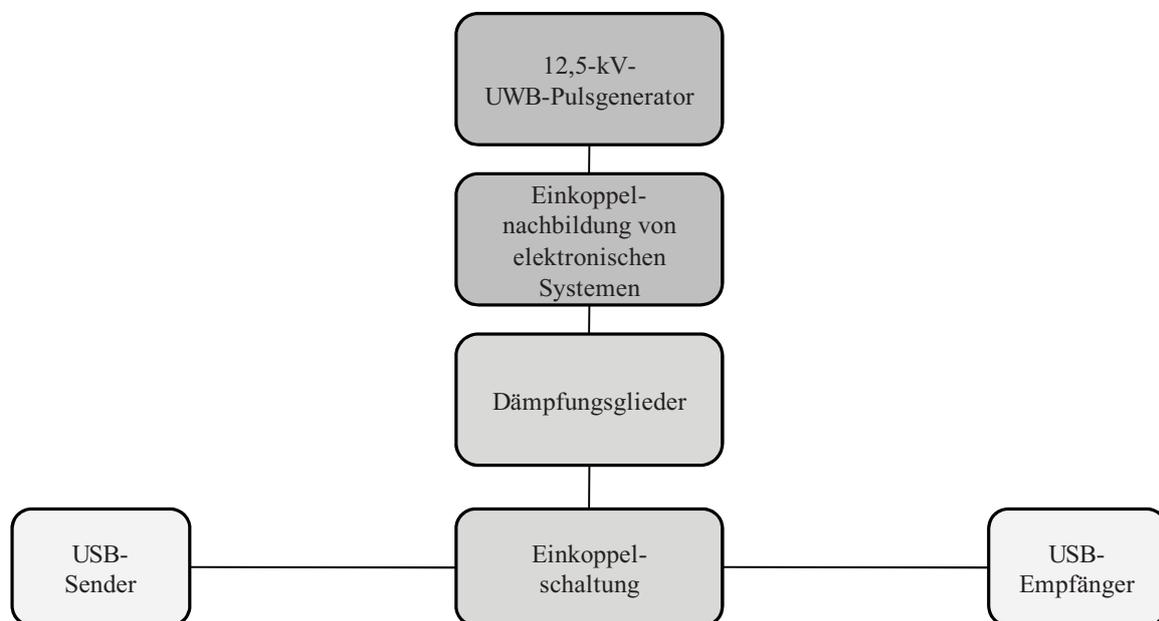


Bild 7.2: Schematische Darstellung des Testaufbaus zur Ermittlung der Effektschwellen eines USB-Übertragungssystems bei eingekoppelten ultra breitbandigen Störungen

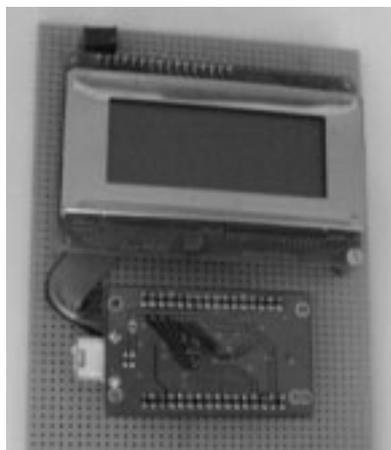


Bild 7.3: USB-Empfängerboard mit Ausgabedisplay zur Ermittlung der Qualität der USB-Übertragungsstrecke [93]

Die Störpulsenerzeugung für diese Untersuchung wurde gemäß Kapitel 5 aus einer Kombination eines 12,5-kV-UWB Pulsgenerators und verschiedenen Hoch-Tiefpass-Kombinationen realisiert. Im Gegensatz zu der in Kapitel 5 definierten maximalen Spannungsamplitude von 100 V sind hier die Störpulsamplituden durch Veränderung der eingesetzten Dämpfungsglieder im Bereich von 1 V bis 690 V variiert worden, um an dieser Stelle eine deutlichere Abstufung der auftretenden Effekte vornehmen zu können.

Die Störungen werden über geeignete Einkoppelschaltungen in die jeweiligen Übertragungsstrecken eingebracht [94]. Dabei sind Einkopplungen in Einzelleitungen bzw. Gleich- und Gegentakteinkopplungen in Mehrdrahtsysteme zu unterscheiden. Bild 7.4 zeigt die Prototypen der realisierten Einkoppelplatinen für die Störpulseneinkopplung in die USB-Übertragungsstrecke. Für die Gleich- und Gegentakteinkopplungen auf Mehrdrahtleitungen sind zur Entkopplung der Einzelleitungen zusätzlich 100-nF-SMD-Kondensatoren verwendet worden.

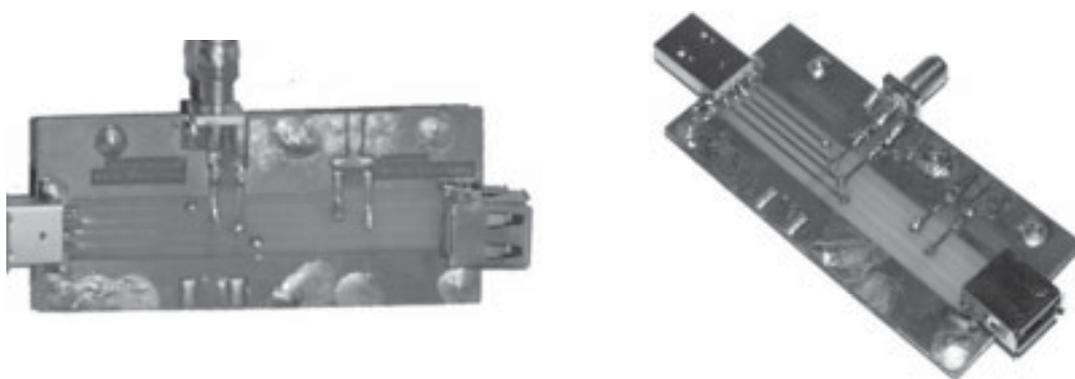


Bild 7.4: Einkoppelplatinen für USB-Übertragungsstrecken zur Gleich- (links) und Gegentakteinkopplung (rechts) [94]

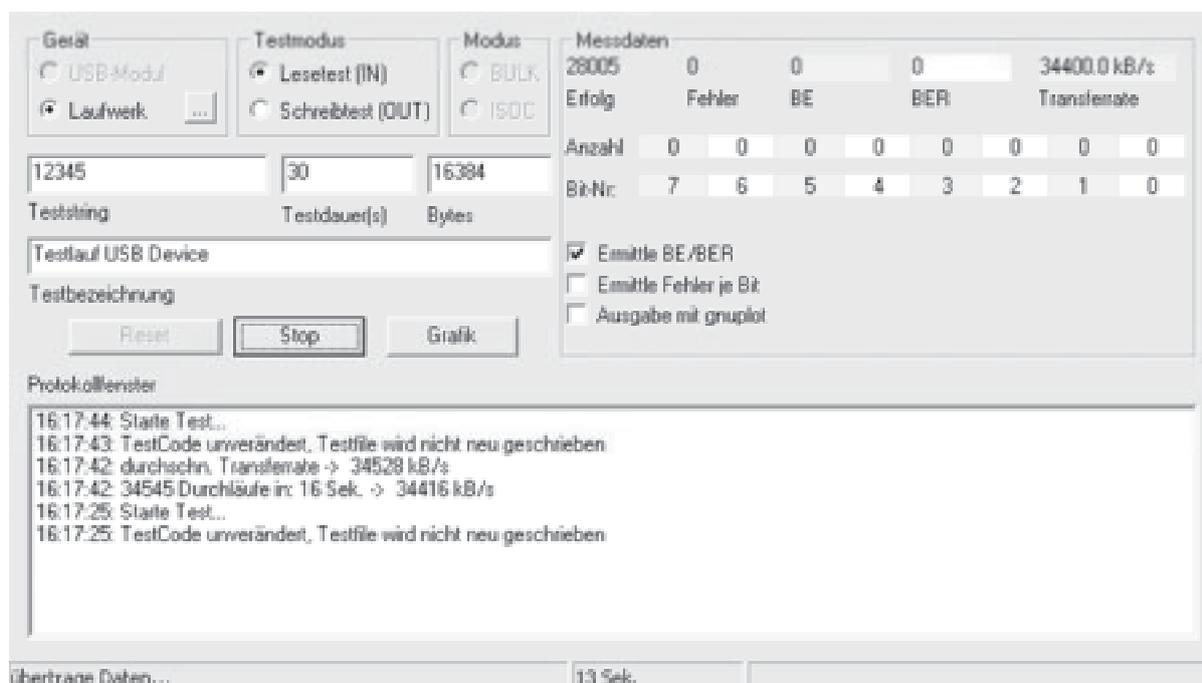


Bild 7.5: Grafische Oberfläche des Bedienprogramms zur Bestimmung der Übertragungsqualität der USB-Teststrecke [93]

Das Übertragungssystem arbeitet mit dem Prinzip des Sendens bekannter Daten durch den Sender an den Empfänger. Der Empfänger ermittelt aus den erwarteten und den empfangenen Daten eine Bit- und Framefehlerzahl. Gleichzeitig ermittelt der Empfänger eine Empfangsdatenrate, die ein zusätzliches Merkmal für die Qualität der Datenübertragung darstellt. Im Rahmen einer Studienarbeit am Institut für Messtechnik und Elektromagnetische Verträglichkeit an der Technischen Universität Hamburg-Harburg ist dazu ein Test- und Analyseprogramm erstellt worden, das die Qualität der USB-Testübertragungsstrecke ermittelt und darstellt (vgl. Bild 7.5) [93].

Die beobachteten Effekte bei Einkopplung einer UWB-Störung mit dem Frequenzbereich von 30 MHz bis 3 GHz sind zusammen mit den Effektschwellen in Tabelle 7.1 zusammengefasst. Als Effekte konnten das vollständige Unterdrücken der Kommunikation und die Zerstörung der USB-Sender bzw. USB-Empfänger beobachtet werden. Eine Reduzierung der Datenrate oder ein Ansteigen der Fehlerdatenrate war nicht festzustellen. Die USB-Übertragungsstrecke musste nach jeder vollständigen Kommunikationsunterdrückung reaktiviert werden.

Tabelle 7.1: Effekte und Effektschwellen durch eine eingekoppelte UWB-Störung mit dem Frequenzbereich von 30 MHz bis 3 GHz in ein USB-Übertragungssystem

Effekt	Effektschwelle
Kommunikationsstörung	200 V
Zerstörung von Sender/Empfänger	625 V

7.3 Erstellung eines Schutzkonzeptes

Nachdem der Zusammenhang zwischen einer eingekoppelten UWB-Störungen und den daraus resultierenden Effektstufen im vorangegangenen Abschnitt bestimmt wurde, wird im Folgenden der Zusammenhang zwischen den Erfolgs- und den Effektstufen eines USB-Übertragungssystems diskutiert. Die von System erreichten Erfolgsstufen sollen hierbei mindestens bis zur Stufe III „Beeinträchtigung“, also bis zur Herabsetzung der Effizienz und der Leistungsfähigkeit des Übertragungssystems, genügen. Das bedeutet, dass ein Systemausfall, also eine vollständige Unterdrückung der Kommunikation, sowie eine Zerstörung von Sender oder Empfänger verhindert werden soll. Daher müssen die Effektstufen 4 und 5 „Ausfall“ und „Zerstörung“ durch geeignete Schutzmechanismen vermieden werden. Nach Tabelle 7.1 bedeutet das, dass beide aufgetretenen Effekte durch geeignete Schutzschaltungen unterdrückt werden sollen. Da die Effektschwelle für die Zerstörung deutlich höher liegt als die Effektschwelle der Kommunikationsunterdrückung, genügt ein unterdrücken des letzteren Effektes um beide Effekte zu verhindern.

Tabelle 7.2 zeigt die berechneten Wirkamplituden und Wirkenergien der Störpulse mit den entsprechenden Amplituden, welche die nach Tabelle 7.1 beobachteten Effekte hervorgerufen haben. Zusätzlich sind die relativen effektiven Amplituden und Energien der Störpulse in Bezug auf den Puls aufgeführt, mit dem die Schutzelemente in Kapitel 6 charakterisiert wurden.

Das gewählte Schutzelement muss nun die durch die Störung hervorgerufene effektive Amplitude bzw. effektive Energie unter die gezeigte Effektschwelle drücken. Gleichzeitig ist das Verhältnis aus den effektiven Amplituden bzw. Energien der eigentlichen Störung in Bezug auf das verwendete Pulssignal zum Charakterisieren der Schutzelemente zu berücksichtigen. Dies sei an folgendem Beispiel erläutert:

Es tritt eine Störung auf, die die Effektschwelle einer Zerstörung überschreitet. Ein Schutzelement soll nun die Wirkamplitude bzw. die Wirkenergie unterhalb der Effektschwelle einer Kommunikationsstörung drücken. Eine UWB-Störung mit einer Amplitude von 625 V ruft innerhalb der USB-Übertragungsstrecke eine Zerstörung von Sender und Empfänger hervor. Die Wirkamplitude der Störung beträgt gemäß Tabelle 7.2 einen Wert von 416,002 V und eine effektive Energie von 13,58 mJ. Das Schutzelement muss in diesem Fall nun die Wirkamplitude auf einen Wert unterhalb der Wirkamplitude der ursprünglichen UWB-Störung mit einer Amplitude von 200 V begrenzen. Das entspricht einem Faktor von jeweils 0,32 für die Wirkamplitude bzw. für die Wirkenergie.

Tabelle 7.2: Wirkamplituden und Wirkenergien der Störpulse mit den Schwellenamplituden zum Auslösen von Stör- und Zerstöreffekten gemäß Tabelle 7.1

Puls	Wirkamplitude ρ_A [V]	Wirkenergie ρ_E [J]	Verhältnis $\frac{\rho_{A,Störung}}{\rho_{A,Leitung}}$	Verhältnis $\frac{\rho_{E,Störung}}{\rho_{E,Leitung}}$
UWB-Puls (100 V)	66,56	21,7224e-4	1	1
UWB-Puls (200 V)	133,121	43,445e-4	2	2
UWB-Puls (625 V)	416,002	135,765e-4	6,25	6,25

Tabelle 7.3: Übersicht über die Wirkamplituden bzw. Wirkenergien von Restsignalen von USB-Schutzelementen und über die Verhältnisse der Wirkamplituden bzw. Wirkenergien bezogen auf die Wirkamplitude bzw. Wirkenergie der Ursprungsstörung

Schutzelement	Wirkamplitude ρ_A [V]	Wirkenergie ρ_E [J]	Verhältnis $\frac{\rho_{A,Rest}}{\rho_{A,Leitung}}$	Verhältnis $\frac{\rho_{E,Rest}}{\rho_{E,Leitung}}$
Eingekoppelter UWB-Puls	66,56	21,7224e-4	1	1
SR05	30,949	8,978e-4	0,465	0,413
SRV05-04	29,357	8,246e-4	0,441	0,379

Bereits in Kapitel 6 wurden sowohl die Wirkamplitude, sowie die Wirkenergie der UWB-Störung mit einer Amplitude von 100 V als auch die resultierenden Wirkamplituden und Wirkenergien von den Ausgangssignalen verschiedener Schutzelemente berechnet. Zusätzlich zu den in Kapitel 6 vermessenen Schutzelementen sind für diese Untersuchung Schutzelemente ausgewählt worden, die speziell für den Einsatz in USB-Übertragungsstrecken entwickelt worden sind (vgl. Tabelle 7.3). Anhand der berechneten

Verhältnisse aus Wirkamplitude bzw. Wirkenergie der Teststörung und der Wirkamplitude bzw. Wirkenergie der Ausgangssignale der Schutzelemente kann nun abgeschätzt werden, ob ein Schutzelement in der Lage ist, die einfallende Störung unter eine gewünschte Schwelle zu drücken.

Die getesteten Schutzelemente zeigen bei der Reduktion der Wirkamplitude einen höheren Wert als die geforderten 0,32. Allerdings reduzieren die Schutzelemente *GBLC05C* sowie *BZG03C16* die Wirkenergie deutlich unter den geforderten Wert von 0,32. Es werden daher im nachfolgenden Test die eigens für USB-Anwendungen entwickelten Schutzelemente *SR05* und *SRV05* sowie die Schutzelemente *GBLC05C* sowie *BZG03C16* für den Einsatz innerhalb von USB-Übertragungstrecken getestet. Aufgrund dieser Daten wird erwartet, dass die USB-Schutzelemente eine Kommunikationsstörung durch einen 625-V-UWB-Puls nicht verhindern werden. Hingegen wird für die anderen beiden ausgewählten Schutzelemente aufgrund der deutlich höheren Unterdrückung der Wirkenergie eine fehlerfreie Kommunikation trotz Beeinflussung durch einen 625-V.UWB-Puls vorhergesagt.

7.4 Ermittlung der Wirksamkeit des erstellten Schutzkonzeptes

Der Testaufbau aus Bild 7.2 wird für den Nachweis der entwickelten Schutzkonzepte um die aus dem vorangegangenen Abschnitt ermittelten Schutzschaltungen jeweils vor dem Sender und dem Empfänger gemäß Bild 7.6 erweitert. Die jeweiligen Elemente sind auf geeigneten Adapterplatinen aufgebracht worden. Bild 7.7 zeigt exemplarisch eine Realisierung für eine USB-Testübertragungstrecke mit den Elementen *SR05* und *SRV05-04*.

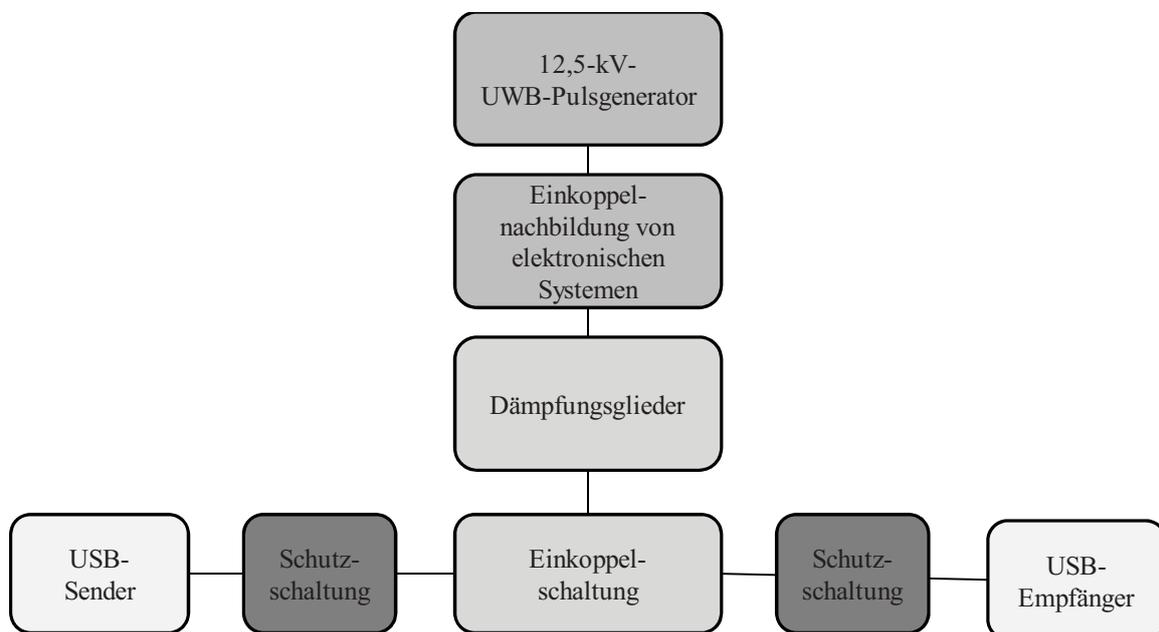


Bild 7.6: Schematische Darstellung des Testaufbaus zum Nachweis des Schutzes für USB-Komponenten gegenüber UWB-Störungen

Die beobachteten Effekte an der USB-Übertragungstrecke sind in Tabelle 7.4 zusammengefasst. Dabei konnten beide Typen der USB-Schutzelemente keine stabile Kommunikationsverbindung der USB-Übertragungstrecke aufrecht erhalten. Dahingegen zeigte die Kommunikationsverbindung bei Verwendung der sehr schnellen Schutzelemente keinerlei Funktionsbeeinträchtigungen. Damit bestätigt sich die im vorangegangenen Abschnitt vorhergesagte Annahme zur wirksamen Unterdrückung von auftretenden Effekten.

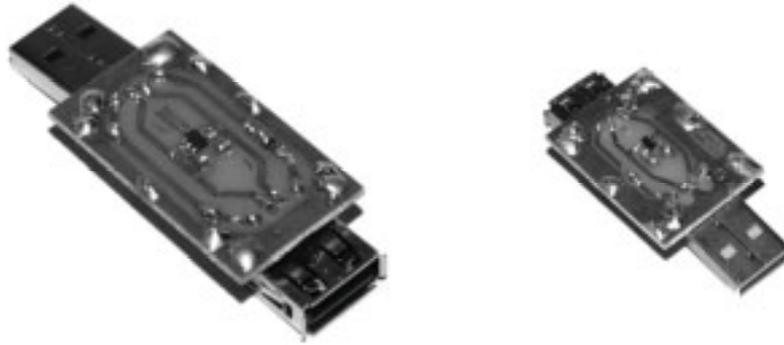


Bild 7.7: Schutzschaltungen für USB-Übertragungssysteme (*SR05* und *SRV05-04*)

Tabelle 7.4: Resultierende Effekte in einem USB-Übertragungssystem in Kombination mit verschiedenen Schutzelementen bei Beaufschlagung mit einem eingekoppelten UWB-Puls mit einem Frequenzbereich von 30 MHz bis 3 GHz und einer Amplitude von 625 V

Schutzelement	Beobachteter Effekt
SR05	Kommunikationsausfall
SRV05	Kommunikationsausfall
GBLC05C	Keine Systembeeinträchtigung
BZG03C16	Keine Systembeeinträchtigung

7.5 Ergebnisse und Bewertung

Das Schutzkonzept, das für eine USB-Datenübertragungsstrecke entwickelt wurde, liefert einen wirksamen Schutz gegen eingekoppelte UWB-Störungen. Die berechnete Schutzwirkung von ausgewählten Schutzelementen für den Einsatz in der USB-Übertragungsstrecke konnte experimentell nachgewiesen werden. Gleichzeitig konnte auch die berechnete, unzureichende Schutzwirkung von Schutzelementen bestätigt werden, obwohl diese speziell für den Einsatz in USB-Anwendungen entwickelt wurden. Das Verfahren eignet sich demnach dazu, einen wirksamen Schutz gegen eingekoppelte ultra breitbandige Systeme zu entwickeln.

8 Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wurde der Einfluss von extrem breitbandigen Signalen (UWB) mit hoher Amplitude auf komplexe elektronische Systeme behandelt. Weiterhin wurde ein Verfahren zur Sicherstellung der Störfestigkeit von elektronischen Systemen hinsichtlich eingekoppelter UWB-Störungen erarbeitet.

Für die Einordnung und Abgrenzung der hier untersuchten ultra breitbandigen Signale zu bisher in der Literatur untersuchten Signalformen wurde zu Beginn der Arbeit eine allgemeine Definition für UWB-Signale im Frequenz- und Zeitbereich vorgestellt. Für diese Arbeit sind dadurch doppelt-exponentielle Störpulse mit Anstiegszeiten im 100-ps-Bereich und Pulsbreiten von wenigen Nanosekunden als feldgeführte Störung relevant. Die Amplituden dieser Störungen können dabei bis zu einigen hundert kV/m betragen. Darauf aufbauend wurde eine detaillierte Analyse des Störpotentials durch feldgeführte ultra breitbandige Signale auf elektronische Systeme durchgeführt. Dabei konnte gezeigt werden, dass elektronische Systeme auf allen Systemebenen durch eingekoppelte UWB-Störungen beeinträchtigt werden können. Diese Beeinträchtigungen reichen dabei von einfachen Funktionsstörungen, über Funktionsverfälschungen bis hin zu Systemausfällen und Systemzerstörungen.

Im nächsten Teil der Arbeit wurden leitungsgebundenen Störungen auf PCB-Ebene eingehender untersucht, die letztlich die Ursache für Störungen innerhalb eines elektronischen Systems darstellen. Dazu ist das grundlegende Koppelverhalten von komplexen elektronischen Systemen von der Schirmwirkung des Gehäuses, über die Einkoppelvorgänge von feldgeführten Störungen auf Leitungsebene, bis hin zur Ausbreitung der Störungen auf PCB-Ebene theoretisch dargelegt. Auf dieser Grundlage wurden abhängig vom Aufbau eines elektronischen Systems Testsignale auf PCB-Ebene definiert, die durch Einkopplung von feldgeführten UWB-Störungen innerhalb des Systems auftreten und Störungen verursachen können. Diese definierten Testsignale konnten anschließend durch computergestützte Simulationen sowie reale Messungen anhand eines Testsystems nachgewiesen werden. Die ermittelten Testpulse können dabei Amplituden bis ca. 100 V bei Einkoppelbandbreiten von ca. 30 MHz bis 3 GHz aufweisen.

Für eine effektive Entwicklung von wirksamen Schutzkonzepten gegen eingekoppelte UWB-Signale wurden im anschließenden Abschnitt zwei verschiedene Verfahren vorgestellt und diskutiert, die eingekoppelte UWB-Störungen auf PCB-Leitungsebene nachbilden. Zum einen konnte dies durch Nachbildung des komplexen Koppelverhaltens von elektronischen Systemen durch pulsformende Netzwerke und anschließender Spektralformung von extrem breitbandigen Pulssignalen erreicht werden. Zum anderen wurde ein neues Verfahren zur Generierung von ultra breitbandigen Signalen vorgestellt, welches durch konstruktiven Spektralaufbau die gewünschten Testsignale unter Laborbedingungen erzeugt. Die geforderten Bandbreiten, der zeitliche Verlauf, sowie die angestrebten Spannungsamplituden der beschriebenen eingekoppelten UWB-Störungen konnten dabei vollständig durch die beschriebenen Verfahren nachgebildet werden.

Mit diesen Grundlagen wurde in der vorliegenden Arbeit ein allgemeines Verfahren zur Entwicklung von Schutzkonzepten für elektronische Systeme gegen eingekoppelte UWB-Störungen erarbeitet. Dazu wurde zunächst ein Messstand zur Charakterisierung von Schutzelementen im Zeitbereich bei Beaufschlagung von Nachbildungen eingekoppelter UWB-Störungen realisiert. Damit wurden verschiedene Schutzelemente getestet, die aufgrund ihrer physikalischen Eigenschaften für den Einsatz in UWB-Schutzschaltungen sinnvoll

erscheinen. Darauf aufbauend wurde ein Verfahren zur quantitativen Bestimmung der Schutzwirkung von Schutzelementen entwickelt. Die Definition von Schutzkonzepten gegen eingekoppelte UWB-Störungen wurde anschließend über die Beschreibung von sogenannten Erfolgs- und Effektklassen realisiert. Die Erfolgsklassen definieren dabei die Systemfunktionalität, die durch ein Schutzkonzept sichergestellt werden muss. Die Erfolgsklassen korrelieren direkt mit Effekten, die aufgrund von Störsignalen auf Leitungsebene hervorgerufen werden. Wenn weiterhin der Zusammenhang zwischen einer leitungsgebundenen Störung und dem daraus resultierenden Effekt bekannt ist, kann durch gezielte Veränderung der leitungsgebundenen Störung mithilfe wirksamer Schutzelemente der daraus resultierende Effekt vermieden und die entsprechende Erfolgsklasse eingehalten werden. Reicht die Schutzwirkung von verfügbaren Schutzelementen nicht aus, kann ein angepasstes allgemeines Schutzkonzept gegen eingekoppelte UWB-Störungen aufgestellt werden, das alle Möglichkeiten zur Sicherstellung der Störfestigkeit von elektronischen Systemen zusammenfasst.

Im letzten Abschnitt dieser Arbeit wurde für ein USB-Datenübertragungssystem ein solches UWB-Schutzkonzept aufgestellt. Für den Nachweis der Wirksamkeit des Schutzkonzeptes wurde für die Datenübertragungsstrecke der Zusammenhang zwischen der leitungsgebundenen UWB-Störung und den daraus resultierenden Effekten ermittelt. Zur Vermeidung dieser Effekte wurden Schutzelemente in die Datenübertragungsstrecke eingebracht, für die aufgrund des Verfahrens zur Bestimmung der Schutzwirkung von Schutzelementen ein wirksamer Schutz gegen eingekoppelte UWB-Störungen prognostiziert worden ist. Zum Vergleich wurden zusätzlich Schutzelemente getestet, die dieser Charakterisierung nicht gerecht geworden sind. Durch anschließende Messungen konnten beide Voraussagen bestätigt werden.

9 Literaturverzeichnis

- [1] VDE 879 Teil 1: *Elektromagnetische Beeinflussung (EMB), Begriffe* VDE-Verlag, Berlin, 1984
- [2] IEC 61000-2-13: *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 2-13: Environment - High-power electromagnetic (HPEM) environments -Radiated and conducted*, USA, 2004
- [3] Rabaey et al.: *Digital Integrated Circuits - A Design Perspective*, 2nd Edition, Wiley, 2002
- [4] T. Weber, J.L. ter Haseborg: *Characterization of nonlinear protection devices against very steep transient interferences*, 2001 IEEE EMC Symposium, 13-16 August 2001, Montreal
- [5] T. Weber, J.L. ter Haseborg: *Hardening of electronics against transmission line coupled UWB-signals*, URSI XXVIIth General Assembly, Maastricht 2002, 17-24 August
- [6] OSD/DARPA: *Ultra-Wideband Radar Review Panel, Assessment of Ultra-Wideband (UWB) Technology*, Defense Advanced Research Project Agency (DARPA), Arlington, VA, USA, 1990
- [7] D. Nitsch: *Die Wirkung eingekoppelter ultrabreitbandiger elektromagnetischer Impulse auf komplexe elektronische Systeme*, Dissertation, Technische Universität Hamburg-Harburg, Hamburg, 2004
- [8] IEC 61000-2-13: *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 2-13: Environment - High-power electromagnetic (HPEM) environments -Radiated and conducted*, USA, 2005
- [9] D. Nitsch, H.G. Krauthäuser, D. Giri: *Design, Fabrication and Testing of a Reflector Type of an Impulse Radiating Antenna*, EUROEM 2000, Edinburg, Großbritannien, 2000
- [10] R.B. Standler: *Protection of electronic circuits from overvoltages*, John Wiley & Sons Inc., 1989
- [11] IEC 61000-4-4: *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-4: Testing and measurement techniques – Electric Fast Transient / Burst Immunity Test*, USA, 1995
- [12] C.L. Longmire: *On the Electromagnetic Pulse Produced by Nuclear Explosions*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-26, No. 1, Januar, 1978, S. 3-13
- [13] P. Hasse, J. Wiesinger: *Handbuch Blitzschutz und Erdung*, 2. überarbeitete und erweiterte Auflage, Richard Pflaum Verlag KG, München, VDE-Verlag GmbH, Berlin-Offenbach, 1982

- [14] R. Krzikalla, J.L. ter Haseborg: *Untersuchung des Verhaltens von Schutzelementen gegen eingekoppelte UWB – Feldpulse*, Kleinheubacher Tagung, 26.-30. September, 2005, Miltenberg
- [15] P. Hansell, S. Kirtay: *Ultra Wide Band compatibility*, Final Report to the Radiocommunications Agency, AEGIS spectrum engineering, 30.01.2002
- [16] R. Fontana, A. Ameti, E. Richley, L. Beard, D. Guy: *Recent advances in ultra wideband communications systems*, 2002 IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, 2002
- [17] Y.Y. Zhao, J.F. Frigon, K.Wu, R.G. Bosisio: *RF Front-end for Impulse UWB Communication Systems*, 2006. IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 11.-16. Juni, 2006, S. 308-311
- [18] K. Sang-Dong; J.H. Lee: *Performance analysis of UWB radar for vehicle in multi-user environments*, 10th International Conference on Advanced Communication Technology, ICACT 2008, Volume 2, 17.-20. Februar 2008, S. 1036-1039
- [19] A. Muqaibel, A. Safaai-Jazi, A. Bayram, A.M. Attiya, S.M. Riad: *Ultrawideband through-the-wall propagation*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 152, No. 6, Dezember, 2006
- [20] F. J. Agee: *Ultra-Wide Band RF-enhanced chemotherapy for cancer treatment*, US-Patent 6,261,831B1, 17. Juli 2001
- [21] N.M. Shupak: *Therapeutic Uses of Pulsed Magnetic-Filed Exposure: A Review*, The Radio Science Bulletin, No. 307, Dezember, 2003
- [22] E.M. Staderini: *UWB radars in medicine*, IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, Volume 17, Issue 1, Januar, 2002, S. 13-18
- [23] W.A. Radasky et al. : *Intentional Electromagnetic Interference (EMI) – Test data and implications*, International Zurich Symposium on EMC, Zürich, Februar 2001
- [24] M.W. Wik, W.A. Radasky: *Intentional Electromagnetic Interference (IEMI) – Background and status of the standardization work in the International Electrotechnical Commission*, URSI General Assembly, Maastricht, Belgien, 2002
- [25] R. Montano, M. Backstrom, D. Mansson, R. Thottappillil: *On the response and immunity of electric power infrastructures against IEMI — Current Swedish initiatives*, Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility and 19th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility, APEMC 2008, 19.-23. Mai, 2008, S. 510-513
- [26] W.A. Radasky, C.E. Baum, M.W. Wik: *Introduction to the special issue on high-power electromagnetics (HPEM) and intentional electromagnetic interference (IEMI)*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Volume 46, Issue 3, August, 2004, S. 314-321

- [27] M. Camp, H. Garbe: *Susceptibility of Personal Computer Systems to Fast Transient Electromagnetic Pulses*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Volume 48, Issue 4, November, 2006, S. 829-833
- [28] R. Hoad, A. Lambourne, A. Wraight: *HPEM and HEMP susceptibility assessment of computer equipment*, 17th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility, Zürich, Schweiz, 2006
- [29] B.T. Ahmed and M.C. Ramon: *On the Impact of Ultra-Wideband (UWB) on Macrocell Downlink of UMTS and CDMA-450 Systems*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Volume 50, Issue 2, May, 2008
- [30] D. Nitsch, M. Camp: *UWB and EMP susceptibility of modern microprocessor boards*, 4th European Symposium on EMC, 11.-15.9.2000, Brügge
- [31] M. Camp, S. Korte, H. Garbe: *Schadensmechanismen in integrierten Schaltungen nach Beaufschlagung mit transienten elektromagnetischen Feldimpulsen doppeltexponentieller Form*, SMT-EMV-ESD, Ausgabe 4, 2004, S. 36-40, ISSN: 0947-0808
- [32] S. Korte, M. Koch, H. Garbe: *Nachbildung der Einkopplung transienter Feldimpulse in elektronische Systeme*, Wehrtechnisches Symposium elektromagnetische Effekte – EME 2005, Bundesakademie für Wehrverwaltung und Wehrtechnik, Mannheim, September 2005
- [33] M. Camp: *Empfindlichkeit elektronischer Schaltungen gegen transiente elektromagnetische Feldimpulse*, Dissertation, Aachen: Shaker Verlag, 2004, ISBN: 3-8322-3504-3
- [34] S. Korte, M. Camp, H. Garbe: *Hardware and Software Simulation of Transient Pulse Impact on Integrated Circuits*, Proceedings of International EMC Symposium, Chicago, USA, August 2005, S. 489-494
- [35] N. Esser: *Störbeeinflussung elektronischer Bauteile durch Mikrowellen-Impulse*, Symposium Elektromagnetische Effekte 2005, Mannheim, 5.-7. September, 2005
- [36] N. Esser, B. Smailus: *Effects on CMOS and TTL due to HPM-Signals*, USNC/URSI National Radio Science and AMEREM Meeting, 9.-14.7.2006, Albuquerque, USA
- [37] M. Camp, S. Korte, H. Garbe: *Classification of the Destruction Effects in CMOS-Devices after Impact of Fast Transient Electromagnetic Pulses*, EuroEM 2004, 14th High Power Electromagnetics Conference (HPEM 14), 7th Ultra-Wide-Band Short-Pulse Electromagnetics Conference (UWB SP7), 7th Unexploded Ordnance Detection and Range Remediation Conference (UXO 7), 12.-16.7.2004, Magdeburg
- [38] A.J. Schwab: *Elektromagnetische Verträglichkeit*, 2. überarbeitete Ausgabe, Springer Verlag, Berlin Heidelberg, 1991
- [39] C.R. Paul: *Introduction to Electromagnetic Compatibility*, John Wiley & Sons Inc., New York, 1992

- [40] F. M. Tesche: *Plane wave coupling to cables*, Handbook of electromagnetic compatibility, Academic press, San Diego, 1995
- [41] M. Leone: *Berechnung des Ein- und Abstrahlverhaltens von Leiterplatten mit der Momentenmethode*, Dissertation, Technische Universität Hamburg-Harburg, VDI Verlag, Düsseldorf, 2000
- [42] B.C. Wadell: *Transmission Line Design Handbook*, Artech House, Boston 1991
- [43] M. Kirsching, R.H. Jansen: *Accurate Model for Effective Dielectric Constant of Microstrip with Validity up to Millimeter-Wave Frequencies*, Electronic Letters, Vol. 18, No. 6, S. 272-273
- [44] F. Sonnemann et al: *Effekte an elektronischen Schaltkreisen durch Einwirkung von HPM/UWB bei einer generischen Missile*, Symposium Elektromagnetische Effekte 2005, Mannheim, 5.-7. September, 2005
- [45] R.F. Harrington: *Field computation by moment methods*, IEEE Press, New York, 1993
- [46] M. Leone: *Berechnung des Ein- und Abstrahlverhaltens von Leiterplatten mit der Momentenmethode*, VDI Verlag, Düsseldorf, 2000
- [47] H. Singer, H.-D. Brüns, G. Bürger: *State of the art in method of moments*, IEEE Intern. Symposium on Electromagnetic Compatibility, Santa Clara, 1996
- [48] H. Singer, H.-D. Brüns, A. Freiberg: *CONCEPT II – Manual of the program system*, Technische Universität Hamburg-Harburg, 2002
- [49] J. van Bladel: *Electromagnetic fields*, 2. Ausgabe, Wiley Hoboken Verlag, New York, 2007
- [50] Cadsoft: *User manual for Eagle 4.03*
- [51] V. Schulz, G. Mrozynski: *Benchmark catalog for numerical field calculations in area of EMC*, 13th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility, Autorial Lectures, 1999
- [52] B.C. Wadell: *Transmission line design handbook*, Artech House, Boston, 1991
- [53] R. Krzikalla: *Untersuchung von UWB-Puls induzierten Störspannungen sowie Entwicklung von geeigneten Filterstrukturen*, Diplomarbeit, Technische Universität Hamburg-Harburg, 200
- [54] D. Krüger: *Untersuchung des Koppverhaltens komplexer Systeme auf PCB-Strukturen*, Diplomarbeit, Technische Universität Hamburg-Harburg, 2003
- [55] W.D. Prather: *Ultra-wideband sources and antennas*, Ultra-Wideband Short-Pulse Electromagnetics 4, 14.-19. Juni, 1998, Seiten 119-130
- [56] R. Müller: *Grundlagen der Halbleiter-Elektronik* 7. Aufl., Springer-Verlag, Berlin, 1995

-
- [57] A. Möschwitzer, K. Lunze: *Halbleiterelektronik Lehrbuch*, 8. Aufl., Hüthig 1998
- [58] W. Fibich: *Avalanchetransistoren in Schaltungen zur Erzeugung kurzer und hoher Strompulse*, Frequenz, 24, 1970
- [59] I. Loktev: *Aufbau und Test von schnellen Pulsgeneratoren*, Bachelorarbeit, Technische Universität Hamburg-Harburg, 2007
- [60] C. Neil: *The ZTX415 Avalanche Mode Transistor*, Application Note 8, ZETEX, Issue 2, Jan. 1996
- [61] Kentech Ltd.: *Produktbeschreibung PBG3*, <http://www.kentech.co.uk> – Online-Ressource, Abruf Februar 2009
- [62] R. Judaschke: *Versuchspraktikum für Hochfrequenzschaltungen*, Technische Universität Hamburg – Harburg, 2001
- [63] N. Fliege: *Systemtheorie*, B.G. Teubner, Stuttgart, 1991
- [64] O. Zinke, H. Brunswig: *Hochfrequenztechnik 2*, 5. Auflage, Springer-Verlag, Berlin, 1999
- [65] E. L. Holzman: *Solid-State Microwave Power Oscillator Design*, Artech House, 1992
- [66] U. Tietze, C. Schenk: *Halbleiter-Schaltungstechnik*, Springer-Verlag, Berlin, 2002
- [67] D. Krüger: *Aufbau von Signalgeneratoren mit hoher Ausgangsspannung im Frequenzbereich von 30 MHz bis 3 GHz*, Studienarbeit, Technische Universität Hamburg-Harburg, 2007
- [68] G. D. Vendelin: *Design of Amplifiers and Oscillators by the S-Parameter Method*”, New York, 1982
- [69] A. Sweet: *MIC and MMIC Amplifier and Oscillator Circuit Design*”, Artech House 1990
- [70] *NF-Leistungstransistoren*, Valvo Datenbuch, 1985
- [71] *Professionelle HF-Transistoren und Dioden*, Siemens Datenbuch, 1990/91
- [72] *Einzelhalbleiter – HF-Transistoren und Dioden*, Siemens Datenbuch I, 1991
- [73] B. Schiek: *Meßsysteme der Hochfrequenztechnik*, Eltex: Studentexte Elektrotechnik. 1984: Hüthig.
- [74] K. Andresen: *Nachbildung von eingekoppelten ultra breitbandigen Signalen auf Leitungsebene durch konstruktiven Spektralaufbau*, Diplomarbeit, Technische Universität Hamburg-Harburg, 2007

- [75] T. Kangasvieri et al.: *Miniaturized Low-Loss Wilkinson Power Divider for RF Front-End Module Application*, *Microwaves and Optical Technology Letters*, 2005. 48: p. 4.
- [76] K.H. Gonschorek et al: *Elektromagnetische Verträglichkeit*, B.G. Teubner Verlag, Stuttgart, 1992
- [77] J. L. ter Haseborg et al: *Propagation and suppression of interfering transients on multiconductor transmission line systems*, 1992 Regional Symposium on Electromagnetic Compatibility, Tel Aviv, Israel, 2.-5. November, 1992
- [78] K. Borgeest: *Optimierung und Simulation des transienten Ansprech- und Übertragungsverhaltens nichtlinearer Schutzschaltungen für HF-Systeme*, Dissertation, Shaker Verlag, Aachen, 1998
- [79] T. Weber, R. Krzikalla, J.L. ter Haseborg: *Linear and nonlinear filters suppressing UWB pulses*, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Volume 46, August, 2004
- [80] R. Krzikalla, J. L. ter Haseborg: *Comparison of different probes to measure line coupled UWB pulses in running systems*, EMC Europe 2006, Barcelona, Spanien, 5.-8. September, 2006
- [81] T. Weber, J.L. ter Haseborg: *Measurement techniques for conducted HPEM signals*, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Volume 46, August 2004
- [82] T. Weber: *Messverfahren und Schutzmaßnahmen für Elektromagnetische Pulse im UWB-Bereich*, Dissertation, Technische Universität Hamburg-Harburg, 2004
- [83] R. Krzikalla, J.L. ter Haseborg: *SPICE Simulations of UWB pulse stressed protection elements against transient interferences*, 2005 IEEE EMC Conference, Chicago, USA, 8.-12. August, 2005
- [84] T. Nilsson: *Protections Against HPM Front-Door Coupling – A Survey of Commercial Limiters*, Technical Report, FOI, April 2003, ISSN 1650-1942
- [85] R. Krzikalla, T. Weber, J.L. ter Haseborg: *Interdigital microstrip filters as protection devices against ultrawideband pulses*, 2003 IEEE International Symposium on EMC, Istanbul, 11. – 16. Mai, 2003
- [86] D. Nitsch, F. Sabath: *Electromagnetic Effects on Systems and Components*, IEEE AP-S International Symposium & USNC/URSI National Radio Science Meeting & AMEREM Meeting, Albuquerque (NM), 2006
- [87] C.E. Baum: *Norms of Time-Domain Functions and Convolution Operators*, *Mathematic Notes Nr. 86*, Albuquerque, USA, 1985
- [88] R. Krzikalla, F. Sabath, J.L. ter Haseborg: *Systematic description of the protection capability of protection elements*, 2007 IEEE International Symposium on EMC, Hawaii, 8.-13. July 2007

-
- [89] R. Krzikalla, J.L. ter Haseborg: *Development of protection concepts against extremely fast electromagnetic pulses*, EMC Europe 2004, 6.9.-10.9.2004, Eindhoven, Niederlande
- [90] R. Krzikalla, J.L. ter Haseborg: *Practical design of protection circuits against extremely fast high power electromagnetics*, EuroEM 2004, 12.7.-16.7.2004, Magdeburg, Deutschland
- [91] S. Korte, H. Garbe: *Susceptibility of Electronic Devices to Variable Transient Spectra*, 2007 IEEE International Symposium on EMC, Hawaii, 8. - 13.Juli, 2007
- [92] Cypress: *EZ-USB Advanced Development Kit Users Guide*, Version: 1.1 (PDF), 2003
- [93] A. Wilke: *Aufbau einer μ C-gestützten USB-Testübertragungsstrecke zur Störfestigkeitsuntersuchung gegenüber extrem schnellen elektromagnetischen Pulsen*, Studienarbeit, TU Hamburg-Harburg, 2007
- [94] F. Cordes: *Untersuchung von integrierten Schutzschaltungen für PC-Schnittstellen gegen breitbandige elektromagnetische Störungen*, kleine Studienarbeit, Technische Universität Hamburg-Harburg, 2007

10 Anhang

10.1 Simulationsergebnisse der Schirmdämpfungsbestimmung

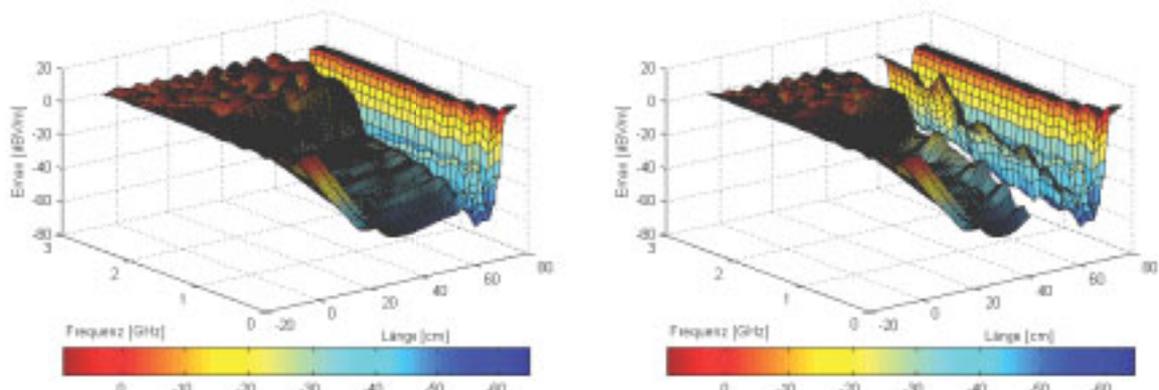


Bild 10.1: Simulierte normierte elektrische Feldstärke entlang der Mittelachse des Testsystems ohne Berücksichtigung der Seitenschlitze und bei geschlossenem Deckel ohne und mit Batteriebehälter

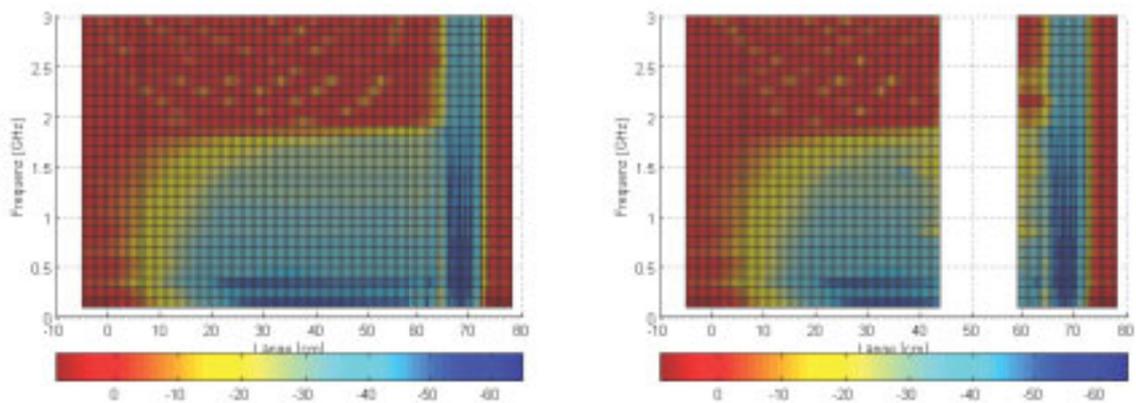


Bild 10.2: Draufsicht von Bild 10.1

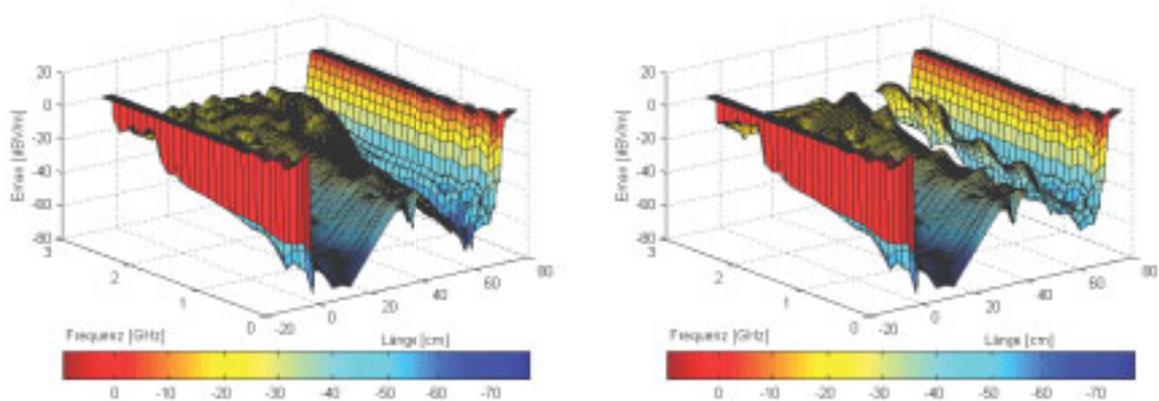


Bild 10.3: Simulierte normierte elektrische Feldstärke entlang der Mittelachse des Testsystems mit Berücksichtigung der Seitenschlitze und bei geschlossenem Deckel ohne und mit Batteriebehälter

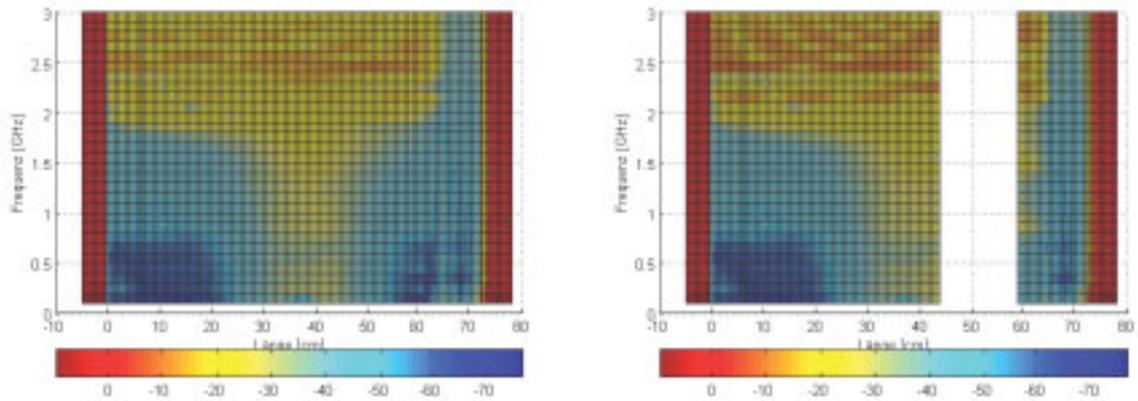


Bild 10.4: Draufsicht von Bild 10.3

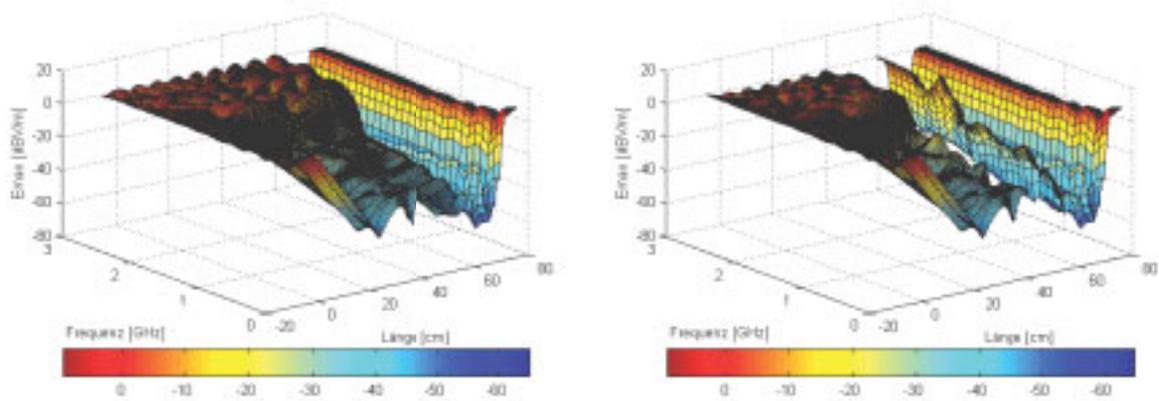


Bild 10.5: Simulierte normierte elektrische Feldstärke entlang der Mittelachse des Testsystems mit Berücksichtigung der Seitenschlitze und bei geöffnetem Deckel ohne und mit Batteriebehälter

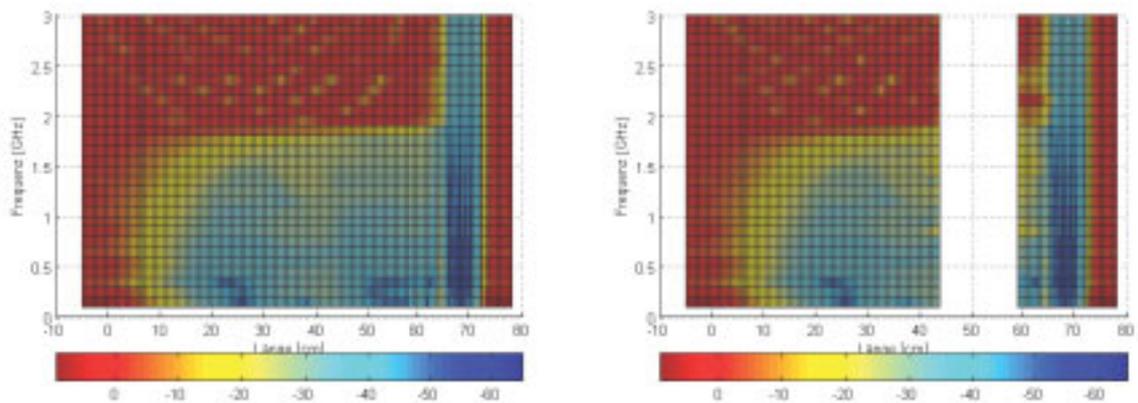


Bild 10.6: Draufsicht von Bild 10.5

10.2 Messungen von Nachbildungen eingekoppelter UWB-Pulse

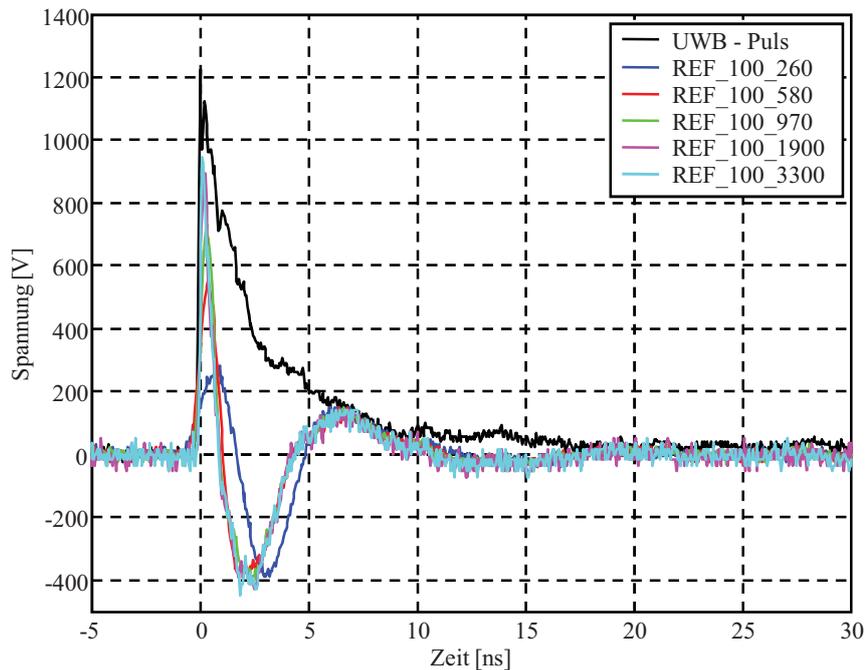


Bild 10.7: Gemessene Pulsverläufe von gefilterten UWB-Pulsen mit einer unteren Grenzfrequenz von 100 MHz und steigenden oberen Grenzfrequenzen

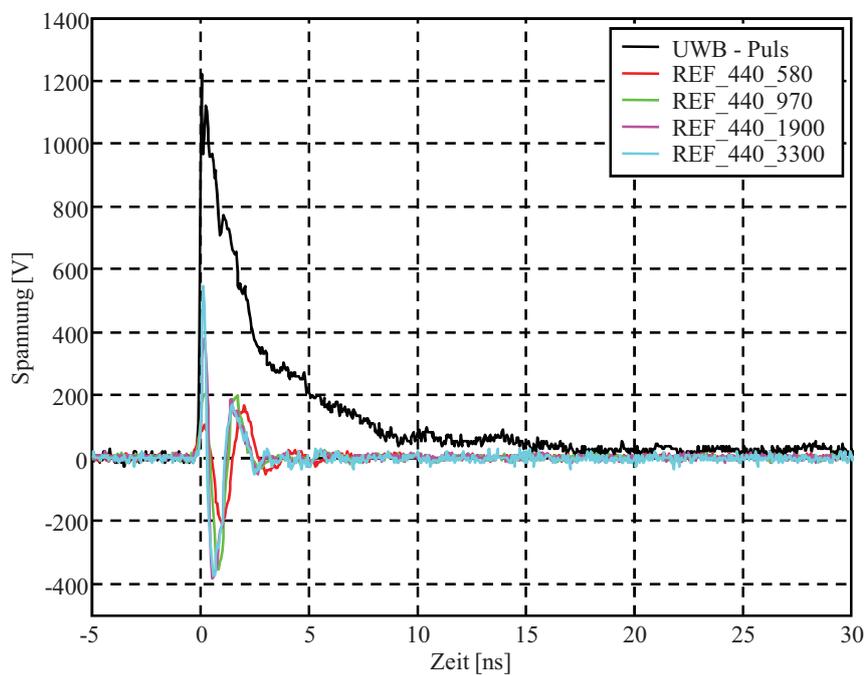


Bild 10.8: Gemessene Pulsverläufe von gefilterten UWB-Pulsen mit einer unteren Grenzfrequenz von 440 MHz und steigenden oberen Grenzfrequenzen

Lebenslauf

Roland Krzikalla

Adresse: Walddörferstraße 45
22041 Hamburg

Geboren am: 19.10.1977

Ort: Frankfurt (Oder)

Familienstand: Verheiratet

Nationalität: Deutsch

Aktuelle Tätigkeit

seit 2008 Projektleiter und Projektingenieur bei der Ibeo Automobile Sensor GmbH in Hamburg

Ausbildungsdaten

2003 – 2007 Wissenschaftlicher Mitarbeiter im Institut für Messtechnik und Elektromagnetische Verträglichkeit der Technischen Universität Hamburg-Harburg (TUHH)

1997 – 2003 Studium der Elektrotechnik an der TUHH

Abschlüsse

2003 Dipl.-Ing. TUHH

1997 Abitur am Carl-Friedrich-Gauß-Gymnasium in Frankfurt (Oder)

