

Transiente Charakterisierung
aktiver leistungselektronischer Bauelemente
im Pikosekunden-Bereich mittels
neuer Transmission Line Pulsing (TLP) – Methoden

Dennis Helmut

Vollständiger Abdruck der von der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität München zur Erlangung eines

Doktors der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.)

genehmigten Dissertation.

Vorsitz: Prof. Dr.-Ing. habil. Dr. h.c. Alexander W. Koch

Prüfer*innen der Dissertation:

1. Prof. Dr. rer. nat. Gerhard Wachutka
2. Prof. Dr. rer. nat. Gerhard Groos
3. Prof. Dr.-Ing. Ralf Brederlow

Die Dissertation wurde am 13.4.2022 bei der Technischen Universität München eingereicht und durch Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik am 22.07.2022 angenommen.

INHALTSVERZEICHNIS

1	EINLEITUNG.....	1
1.1	MOTIVATION.....	1
1.2	ZIELSETZUNG UND METHODIK.....	2
2	THEORETISCHE BETRACHTUNGEN BEI PULSBELASTUNG UNTERSCHIEDLICHER BAUELEMENTE	5
2.1	GRUNDLAGEN DER TRANSMISSION LINE PULSING-METHODE.....	6
2.1.1	LEITUNGSTHEORIE	7
2.1.2	TRANSMISSION LINE PULSING.....	11
2.1.3	GRUNDSÄTZLICHE MESSMÖGLICHKEITEN	13
2.2	VERHALTEN UND ANALYSE VERSCHIEDENER BAUELEMENTE BEI PULSBELASTUNG ..	14
2.2.1	RESISTIVER ABSCHLUSS.....	15
2.2.2	KAPAZITIVER ABSCHLUSS.....	15
2.2.3	INDUKTIVER ABSCHLUSS	17
2.2.4	REIHENSCHWINGKREIS	20
3	SENSORIK.....	24
3.1	BANDBREITEN UND ARTEFAKTE IN EINEM TLP MESSAUFBAU.....	24
3.2	SENSOREN	25
3.2.1	STROMSENSOR	25
3.2.2	SPANNUNGSSENSOR.....	26
3.2.3	VERGLEICH DER SENSOREN IM ZEITBEREICH	29
3.3	KABEL	31
4	TRANSMISSION LINE PULSING: ENTWICKLUNG EINES NEUEN VERFAHRENS.....	34
4.1	STANDARD-TLP.....	34
4.1.1	MESSAUFBAU	34
4.1.2	KALIBRIERUNG	35
4.1.3	ERWEITERTES STANDARD-TLP-VERFAHREN	38

4.2	VERY FAST TLP	41
4.2.1	MESSAUFBAU	41
4.2.2	KALIBRIERUNG.....	42
4.3	SENSOR GAP TLP: METHODE FÜR SCHNELLE FLANKEN UND LANGE PULSE	43
4.3.1	GRUNDIDEE DER METHODE	43
4.3.2	REKONSTRUKTIONSMODELL MIT IDEALEN KOMPONENTEN	45
4.3.3	EFFEKTE VON FEHLANPASSUNG, DÄMPFUNG UND RAUSCHEN	47
4.3.4	BERÜCKSICHTIGUNG VON FEHLANPASSUNG UND DÄMPFUNG.....	50
4.3.5	UNTERDRÜCKUNG DER RAUSCHAMPLITUDENADDITION.....	55
4.3.6	PERIODISCHE FEHLER: DISPERSIVER EFFEKT DER KABEL	63
4.4	KALIBRIERUNG DER SGTLP-METHODE	74
4.4.1	DIE EINFLÜSSE DER SGTLP-KALIBRIERUNGS-FAKTOREN AUF DIE REKONSTRUKTION	75
4.4.2	BESTIMMUNG DER KALIBRIERUNGSFAKTOREN	78
4.4.3	BESTIMMUNG DER VERZÖGERUNGSZEITEN	80
4.4.4	BESTIMMUNG DER ÜBERTRAGUNGSFAKTOREN	81
4.4.5	BESTIMMUNG DER KONSTANTEN KABELDÄMPFUNG.....	82
4.4.6	BESTIMMUNG DES REFLEXIONSFAKTORS.....	86
4.4.7	EINFLÜSSE DER REFLEXIONEN IM SENSORPFAD.....	89
4.4.8	ZUSAMMENFASSUNG DER KALIBRIERUNG VON SGTLP	96
5	EVALUIERUNG DER SENSOR GAP TLP METHODE	98
5.1	TRANSIENTES VERHALTEN EINER SUPPRESSORDIODE	98
5.2	EINSCHALTVERHALTEN VON LEISTUNGS-MOSFET-SCHALTERN	103
5.2.1	MESSAUFBAU	103
5.2.2	SILIZIUM-TRANSISTOR.....	106
5.2.3	SILIZIUMCARBID-TRANSISTOR	109
6	ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK	117
7	LITERATURVERZEICHNIS	121
	WISSENSCHAFTLICHE VERÖFFENTLICHUNGEN	127
	DANKSAGUNG	128

1 EINLEITUNG

1.1 MOTIVATION

Der weltweite Energieverbrauch stieg von 366 Exajoule 1990 auf 607 Exajoule 2019 [1], gleichzeitig stieg die Weltbevölkerung in dieser Periode von 5 Milliarden auf knapp 7,5 Milliarden und soll laut Prognosen bis 2050 auf 11 Milliarden Menschen anwachsen [2]. Die moderne Gesellschaft begegnet der dadurch entstehenden Ressourcenknappheit mit dem Wunsch nach höherer Effizienz. Dabei spielt – insbesondere durch die Notwendigkeit für den Wechsel zu erneuerbaren Energien – die elektrische Energie eine zunehmend wichtigere Rolle. Diese Nachfrage spiegelt sich auch in den weltweiten technologischen Investitionen Ende der 2010er Jahre wider. In dieser Zeit wurde laut der International Energy Agency [3] rund ein Drittel der weltweiten Investition in Technologien zur Elektrifizierung und Steigerung der Effizienz aufgebracht (vgl. Abbildung 1-1 gelber Balken).

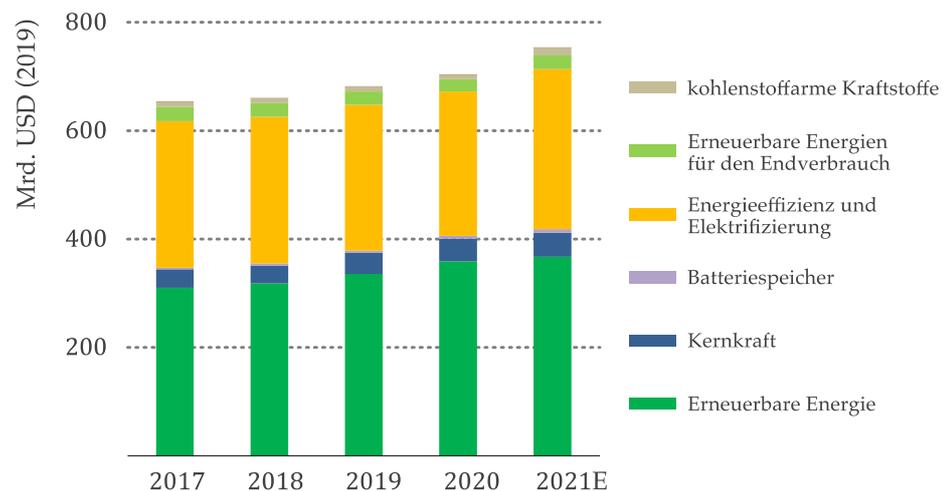


Abbildung 1-1. Weltweite Investitionen in sauberere Energie und Energieeffizienz 2017-2021 (aus dem Englischen nach [3]).

Um diese elektrische Energie effizient innerhalb unterschiedlicher Spannungsformen und -klassen zu nutzen, wird sie durch elektronische Wandler umgeformt. Hierbei ist der Schaltbetrieb leistungselektronischer Schalter aufgrund seiner Effizienzvorteile omnipräsent.

In der Vergangenheit hat sich Silizium (Si) als Grundmaterial [4] für die elektrischen Schalter dieser Wandler bewährt [5]. Dennoch sind im letzten Jahrzehnt neue Grundstoffe wie Siliziumcarbid (SiC) [6][7] und Galliumnitrid (GaN) [8] interessant geworden. Durch den Einsatz dieser neuen Materialien könnten alle leistungselektronischen Wandler spannungsbeständiger, kompakter und energieeffizienter sein. Dabei wird die Spannungsfestigkeit durch die höhere Bandlücke

der neuen Halbleitermaterialien, die Energieeffizienz und eine geringe Baugröße durch größere Schaltfrequenzen erreicht [9].

Ein einfaches Ersetzen der siliziumbasierten Schalter durch neuartige Schalter ist nicht ohne weiteres möglich [10][11][12]. Die schnellen Flanken beim Schalten von hohen Strömen und Spannungen führen auf der einen Seite zur Emission von Störfeldern [13][14], die andere elektronische Geräte beeinflussen können. Auf der anderen Seite erzeugen die parasitären Eigenschaften auf Systemebene beim Schalten überhöhte Spannungs- und/oder Stromspitzen, die die Bauelemente zusätzlich belasten bzw. zerstören können [15].

Daher liegt bei den neuen Technologien das größte Augenmerk auf den transienten Schaltvorgängen. Diese Vorgänge werden hauptsächlich durch zwei Faktoren bestimmt: die äußere Beschaltung und die intrinsischen Eigenschaften der halbleiterbasierten Schaltelemente bzw. das Zusammenspiel mit deren Gehäuse [16]. Bei jetzigem Stand der Technik zeigt sich die hochauflösende Charakterisierung dieser Faktoren als herausfordernd, da der Übergang zwischen den Schaltzuständen „Leerlauf“ und „Kurzschluss“ in wenigen Nanosekunden¹ erfolgt und sich über mehrere Größenordnungen von Spannung und Strom erstrecken kann. Für die Charakterisierung eines einzigen Schalters werden üblicherweise mehrere unterschiedliche Aufbauten benötigt (vgl. beispielhaft [18][19] oder allgemein [20]). Alle diese Aufbauten bringen Einflüsse durch äußere Beschaltungen mit oder charakterisieren die Eigenschaften nicht unter den eigentlichen Schaltbedingungen [21]. Wegen der schnellen Schaltgeschwindigkeiten müssen auch die parasitären Einflüsse der Messaufbauten genau bekannt sein, um die Eigenschaften des Aufbaus von denen des Prüflings trennen zu können. Dadurch ergeben sich hohe Anforderungen an Spannungs- und Stromfestigkeiten bei gleichzeitig hohen Anforderungen an die benötigte Bandbreite. Infolgedessen ist die Weiterentwicklung der Messverfahren und -aufbauten Gegenstand aktueller Forschung.

1.2 ZIELSETZUNG UND METHODIK

Das transiente Verhalten einzelner Schalter und das Zusammenspiel der Komponenten im System rückt in den Fokus. Um die Effektivität von den Wandlern besser prognostizieren zu können, müssen die Simulationsmodelle die oben genannten Effekte genauer abbilden können. Dies ist nur dann möglich, wenn die Charakterisierungsverfahren verlässlichere Informationen zu den Bauelementen selbst, aber auch zum parasitären Verhalten der Systeme, in die sie eingebaut sind, liefern.

Die üblichen Verfahren, wie der Doppel-Puls-Test [20], erfassen nur eingeschränkt Charakteristika parasitärer und intrinsischer Eigenschaften und haben gleichzeitig

¹ Es sind sogar Anstiegszeiten im subnanosekunden Bereich dokumentiert [17]

strukturelle Restriktionen [22][21]. Bisher gibt es keine Methode, die diese parasitären Eigenschaften auf Bauelemente- aber auch auf Systemebene erfassen kann und gleichzeitig die Möglichkeit bietet, die intrinsischen Eigenschaften der Schalter unter Schaltbedingungen zu beleuchten.

Seit den 1985er Jahren wird das Transmission Line Pulsing (TLP)-Verfahren [23] erfolgreich bei der Charakterisierung der Ausfallmechanismen von integrierten Schaltungen eingesetzt. Dieses gepulste Verfahren hat das Potential ein geeigneter Ansatz zu sein, um parasitäre Eigenschaften von leistungselektronischen Schaltern und Modulen zu extrahieren. Dabei wird das Prüflingsverhalten mittels eines näherungsweise trapezförmigen Pulses mit hoher Amplitude und sehr schneller Anstiegsflanke untersucht. Die hohen Amplituden bilden in dem Zusammenhang die Niveaus der Leistungselektronik und die hohen Anstiegsflanken die nötige Bandbreite moderner Schalter ab. Die meiste Information über die parasitären Eigenschaften steckt dabei in den ersten Nanosekunden des Pulses; jedoch genau dieser Bereich für diese Extraktion schwer zugänglich, da Reflexionen und Artefakte des Messsystems das eigentliche Signal überlagern. Es gibt zwar die Möglichkeit, diese Artefakte mit dem sogenannten vfTLP zu beseitigen; mit den für dieses Verfahren benötigten kurzen Pulsen kann man aber kein Schaltverhalten darstellen.

Ziel dieser Arbeit ist es zu untersuchen, inwiefern das TLP-Verfahren geeignet ist, um sowohl die intrinsischen Eigenschaften eines schnellschaltenden Bauelements, z.B. eines Spannungsbegrenzers als auch das Schaltverhalten eines modernen leistungselektronischen Schalters zu charakterisieren. Als Ergebnis wird ein neuartiges Verfahren vorgestellt und realisiert. Dabei konnte die Bandbreite des Messaufbaus auf 10 GHz erhöht werden, wobei die Spannungsniveaus einige Kilovolt oder die Stromamplituden bis zu 20 A betragen können.

In Kapitel 2 werden zunächst die benötigten theoretischen Grundlagen aufgeführt. Dort wird dargestellt, wie die TLP-Signale allgemein erzeugt werden und wie einfache Prüflinge auf die Anregung mit einem trapezförmigen Puls reagieren. Diese Grundlagen werden dazu benötigt, um die Extraktion der parasitären Effekte und Eigenschaften und die Analyse der Schaltvorgänge durchzuführen.

Im dritten Kapitel wird der eigentliche TLP-Messaufbau näher betrachtet. Neben den benötigten Bandbreiten des Systems werden die Einflüsse der verwendeten Kabel aufgezeigt. Insbesondere werden auch die Eigenschaften und Wirkprinzipien der eingesetzten Strom- und Spannungssensoren untersucht und zudem erläutert, welche Folgen sich durch die Wahl eines Sensors auf die im System ausbreitenden Signale ergeben.

Anschließend stehen im Kapitel 4 verschiedene TLP-Verfahren im Mittelpunkt. Zwei von diesen Verfahren sind Stand der Technik und weitestgehend etabliert. Sie bilden deshalb die Grundlage für eine Weiterentwicklung. Davon ausgehend wird ein verbessertes und neuartiges TLP-Verfahren entwickelt und erprobt, mit

dem man auch bei beliebig langen Pulsen in der Lage ist, die schnellen Vorgänge insbesondere am Anfang der Strom- und Spannungsverläufe des Prüflings ohne weitere Artefakte und nur begrenzt durch die reine Auflösung des Detektors darzustellen.

Anhand von zwei Bauelementen werden im Kapitel 5 einige für die Leistungselektronik relevanten Ergebnisse aller drei vorgestellten TLP-Verfahren aufgezeigt. Auf der einen Seite dient eine schnelle Suppressordiode als Vergleichsvehikel, um die Extraktion parasitärer Eigenschaften zu beschreiben. Auf der anderen Seite wird mit Hilfe eines auf SiC basierten Schalters (MOSFET), die Schaltzeitanalyse erweitert und sogar die Spezifikationen des Herstellers um den Faktor 5 übertroffen.

Abschließend erfolgt eine Zusammenfassung der wichtigsten Ergebnisse sowie ein Ausblick auf zukünftige Forschungsaspekte.

2 THEORETISCHE BETRACHTUNGEN BEI PULSBELASTUNG UNTERSCHIEDLICHER BAUELEMENTE

Der Messaufbau ist grundlegend für die Beschreibung der Abläufe während der schnellen Pulsbelastung von elektronischen Bauelementen. Die vereinfachte Darstellung eines TLP-Aufbaus ist in Abbildung 2-1 abgebildet und besteht aus drei Elementen: der pulserzeugenden Apparatur (Generator), den Zuleitungen und schließlich dem zu untersuchenden Prüfling. Beim Durchführen eines TLP-Experiments wird zuerst eine näherungsweise trapezförmige Anregung vom Generator erzeugt, dabei hat diese Anregung die Anstiegszeit (10% zu 90%) t_r und Pulsdauer t_p . Die Zuleitungen haben im Anschluss die Aufgabe, diese Anregung möglichst störungsfrei zum Prüfling zu führen. Beim Prüfling angekommen, bewirkt die Anregung eine für die Art des Prüflings typische Reaktion.

Dieses Kapitel beschäftigt sich mit den theoretischen Überlegungen zu den Zuleitungen, dem Generataraufbau sowie unterschiedlichen Arten von Prüflingen (modelliert als eine zeitabhängige Impedanz $Z(t)$) und deren Reaktion auf eine TLP-ähnliche Anregung.

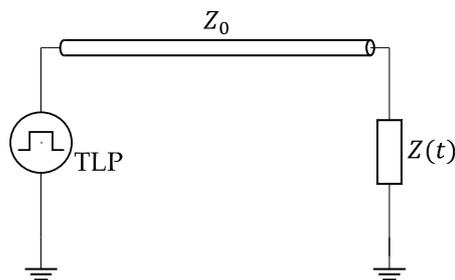


Abbildung 2-1. Schematischer Transmission Line Pulsing (TLP) Aufbau ohne Sensoren.

Zunächst werden die nötigen Grundprinzipien von Spannungs- und Stromsignalen, die sich wellenartig in einem System konstanter Impedanz ausbreiten können, hergeleitet. Dabei wird zuerst die Leitungstheorie und das grundsätzliche TLP-Prinzip erörtert und nachfolgend das daraus resultierende Verhalten unterschiedlicher Prüflinge auf eine trapezförmige Anregung erklärt. Dies soll als Grundgerüst für die folgenden Auswertungen dienen und die Zusammenhänge erläutern, die für das Verständnis der Methoden und Rekonstruktionsverfahren benötigt werden. Umfangreichere Darstellungen finden sich in Lehrbüchern, z.B. in [24–26].

2.1 GRUNDLAGEN DER TRANSMISSION LINE PULSING-METHODE

Die erste grundlegende Frage für die nachfolgenden Analysen ist, ob die sog. Konzentriertheithypothese bei einem TLP-Aufbau gilt oder nicht. Diese Hypothese besagt, dass Strom und Spannung nur dann unabhängig von den Ortskoordinaten (konzentriert) betrachtet werden, wenn die Wellenlänge λ der *relevanten* Signale in der Schaltung wesentlich größer ist als die räumliche Ausdehnung d der Schaltung:

$$\frac{c}{f} = \lambda \gg d. \quad (2-1)$$

Dabei ist c die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Wellenfelder und f die Signalfrequenz. Trifft die Hypothese zu, werden die Schaltung und die Bauelemente als *konzentriert* modelliert und es können die Prinzipien der Schaltungstheorie verwendet werden. Trifft die Hypothese nicht zu, müssen die Modelle als *verteilt* betrachtet werden und anstelle der Schaltungstheorie müssen die Gesetzmäßigkeiten der Elektrodynamik angewendet werden.

Welche Signale relevant sind, hängt von der Anregung und vom Prüfling ab. Verwendet man ein (lineares) passives Element als Prüfling, ist das relevante Signal die Anregung selbst. Bei aktiven Bauelementen ist es möglich, dass der belastete Prüfling zusätzliche Signale erzeugt und in dem Zusammenhang als relevant bezeichnet werden müssen. Dies muss jedoch in der Form nicht immer eintreten. In der vorliegenden Arbeit gilt jedoch grundsätzlich der erste Fall.

Die schnellsten Flanken erzeugt durch die gängigsten TLP-Generatoren haben eine Größenordnung von 0,1 ns, was einer Signalstrecke von ca. 3 cm entspricht und dadurch deutlich größer ist als der eigentliche Prüfling (≤ 1 cm) oder die aktiven Bereiche der Sensoren. Daher können die Prüflinge und Sensoren als konzentriert betrachtet werden. Die Signalleitungen hingegen sind deutlich länger, deshalb wird die wellenartige Ausbreitung der Signale betrachtet (Leitungstheorie). Sie ist Grundlage der Pulserzeugung beim TLP und einiger der in dieser Arbeit gezeigten Verfahren.

Um die Konzentriertheithypothese in der Form von Gl. (2-1) zu überprüfen, sollen die Signalflanken genauer betrachtet werden: Während eines TLP-Experiments läuft die Anregung durch eine Reihe von Systemen (Zuleitungen und Messapparatur), die alle eine Tiefpasscharakteristik aufweisen. Um die Anregung adäquat darzustellen, ist hierbei nicht die Pulsdauer t_p ², sondern die Anstiegszeit t_r (engl. für „*risetime*“) entscheidend; also die Zeit, die das Signal braucht, um von

² Bei einigen Stromsensoren mit einem Bandpasscharakteristik ist auch t_p entscheidend

10% auf 90% des Plateauwertes anzusteigen. Bei einem Tiefpass ist die darstellbare Anstiegszeit t_r und die 3 dB Bandbreite $f_{3\text{ dB}}$ des Filters in einem festen Zusammenhang verknüpft [27]:

$$t_r \cong \frac{k_B}{f_{3\text{ dB}}}, \quad (2-2)$$

wobei k_B von der Ordnung des Tiefpasses abhängt. Für die Ordnung eins (z.B. ein RC-Tiefpass) gilt $k_B = 0,35$, für Ordnungen größer als 2 wird allgemein $k_B = 0,5$ abgeschätzt und bei einem abrupten Frequenzverlauf gilt $k_B = 0,44$.³

Es ist zweckmäßig, genau diese $f_{3\text{ dB}}$ aus Gl. (2-2) als Signalfrequenz in Gl. (2-1) einzusetzen, um zu entscheiden, ob die Hypothese gilt oder nicht. Bei dem aktuellen Stand der Technik [29] können die Generatoren laut Datenblättern $t_r \approx 100$ ps erzeugen. Im Labor wurden dagegen Anstiegszeiten um die 150 ps gemessen. Für λ errechnet sich dadurch mit $k_B = 0,44$, $t_r = 150$ ps und der Lichtgeschwindigkeit in der Luft $c \approx 3 \cdot 10^8$ m/s der Wert von ca. 10 cm.

Das bedeutet, dass die Zuleitungen mit typischen Längen von ca. 1 m verteilt angenommen werden müssen. Außerdem liefert diese Überlegung die Bestätigung, dass für die Prüflinge bei Größen im einstelligen cm-Bereich die Modelle von konzentrierten Elementen verwendet werden können. Bei größeren Prüflingsaufbauten (z.B. IGBTs in Prime-pack 3 Gehäuse) gerät die Konzentriertheithypothese an ihre Grenzen.

2.1.1 LEITUNGSTHEORIE

Obwohl die Konzentriertheithypothese bei den Zuleitungen nicht gilt, können solche Leitungen unter der Voraussetzung, dass sich auf der Leitung nur transversal elektromagnetische Wellen (TEM) ausbreiten, in viele kurze konzentrierte Elemente aufgeteilt werden, bei denen die Hypothese angewendet werden kann. Ein Ersatzschaltbild eines kurzen Leitungsstücks ist in Abbildung 2-2 dargestellt.

Die einzelnen Elemente R' , G' , C' und L' werden als Leitungsgrößen bzw. Leitungsbeläge bezeichnet – Größen, die auf die Länge normiert sind – und spiegeln die elektrodynamischen Effekte innerhalb eines Leitungsstücks wider. Dabei stellen R' und G' die Ohm'schen Wirkverluste und die Verluste im Dielektrikum dar. C' und L' dagegen modellieren die Speichereffekte durch die Betriebsgrößen elektrische Ladung q und magnetischer Fluss ψ . Wenn das Leitungsstück als homogen und linear angenommen wird, dann sind diese Beläge konstant. Diese Annahme jedoch allgemein und insbesondere bei Signalen mit hoher Bandbreite nicht gültig, da sich R' und L' aufgrund des Skin-Effekts und G' und C' aufgrund von den frequenzabhängigen Eigenschaften des Dielektrikums bei hohen Frequenzen ver-

³ Der letzte Faktor wurde auch in der Spezifikation des verwendeten Oszilloskops angegeben [28].

2.1 Grundlagen der Transmission Line Pulsing-Methode

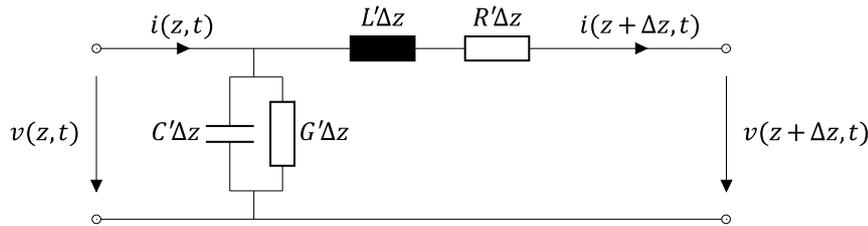


Abbildung 2-2. Ersatzschaltbild eines Leitungsstücks kurzer Länge.

ändern [30–33]. Nichtsdestotrotz bietet die Betrachtungsweise mit konstanten Leitungsgrößen Ergebnisse, die die realen Verhältnisse in erster Näherung gut beschreiben.

Abhängig davon, welche Eigenschaften die Anregung $v(z, t)$ auf der linken Seite aufweisen, lassen sich unterschiedliche Ansätze für die Beschreibung von Spannung und Strom innerhalb des Schaltbildes verwenden. Die meistverwendeten Anregungsformen sind:

- stationärer Zustand bei sinusförmiger Anregung und dessen Behandlung mit Hilfe von komplexen Zeigern;
- allgemeine Anregung $v(t)$ mit der Eigenschaft für $t \in (\infty; 0]$ $v(t) = 0$ und deren Behandlung mit Hilfe von der Laplace-Transformation, wenn die Zeitfunktion der Anregung ein Energie- oder Leistungssignal ist.

Beide Ansätze liefern ein Gleichungssystem partieller Differentialgleichungen, das unter dem Namen *Leitungsgleichungen* bekannt ist. Allgemein gilt für diese Leitungsgleichungen

$$\frac{\partial v(z, t)}{\partial z} = -R' i(z, t) - L' \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \quad (2-3)$$

$$\frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = -G' v(z, t) - C' \frac{\partial v(z, t)}{\partial t}, \quad (2-4)$$

wobei sowohl die Spannung als auch der Strom eine Orts- und Zeitabhängigkeit aufweist. Um die Eindeutigkeit der Lösung der Gleichungen zu gewährleisten, sind noch zwei Anfangsbedingungen ($v(z, 0)$, $i(z, 0) = b_{1,2}(z)$) und zwei Bedingungen an den Rändern ($v(0, t) = B_1(i(0, t))$ bzw. $v(l, t) = B_2(i(l, t))$) nötig.

Innerhalb dieser Arbeit ist die Laplace-Betrachtung nützlich, da die Prüflinge nicht sinusförmig angeregt werden und die Einschwingvorgänge weitere Informationen liefern. Die Gl. (2-3) und (2-4) gehen dann in

$$\frac{\partial V(z, s)}{\partial z} = -(R' + sL')I(z, s) + L'i(z, 0) \quad (2-5)$$

$$\frac{\partial I(z, s)}{\partial z} = -(G' + sC')V(z, s) + C'v(z, 0), \quad (2-6)$$

über. Beim TLP-Experiment kann vom energielosen Anfangszustand der Leitung ausgegangen werden, was die hinteren Summanden auf der rechten Seite beider Gleichungen beseitigt. Durch eine Elimination von $I(z, s)$ schließt man auf die *Telegraphengleichung*

$$\frac{\partial^2 V(z, s)}{\partial z^2} = (R' + sL')(G' + sC')V(z, s) = \gamma^2 V(z, s), \quad (2-7)$$

wobei γ als *Ausbreitungskonstante* bezeichnet wird. Die Lösungen der Telegraphengleichung erfolgt über den Exponentialansatz

$$V(z, s) = V_h e^{-\gamma z} + V_r e^{\gamma z}, \quad (2-8)$$

$$I(z, s) = \frac{V_h}{Z_0} e^{-\gamma z} - \frac{V_r}{Z_0} e^{\gamma z}, \quad (2-9)$$

mit

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R' + sL'}{G' + sC'}}. \quad (2-10)$$

als Leitungswellenwiderstand bzw. Systemimpedanz. Dabei sind V_h und V_r unbestimmte Konstanten, die sich durch die Randbedingungen ergeben. Die Gl.(2-8) bis (2-10) zeigen auf, dass zum einen der Strom und die Spannung fest über die Systemimpedanz Z_0 verknüpft sind und dass zum anderen sich innerhalb des kurzen Leitungsstücks zwei Wellen überlagern; eine Welle, die sich in die positive und eine Welle, die sich in die negative z -Richtung ausbreitet. Der Anteil, der sich vom Generator in Richtung Prüfling ausbreitet, wird als *Anregung* oder *hinlaufender Puls* $v_h(t)$, der entgegenlaufende Anteil als *Prüflingsantwort* oder *rücklaufender Puls* $v_r(t)$ bezeichnet⁴. Da V_h und V_r nur die Bedingungen an den Rändern des Messaufbaus beschreiben, ergibt sich, dass die örtliche Abhängigkeit beider Pulse

⁴ Im Zeitbereich wird die Abhängigkeit von z in der Nomenklatur im Folgenden weggelassen, weil nur bestimmten Punkte entlang des Systems interessant sind; wie z.B. die Stelle an dem der Sensor positioniert ist.

2.1 Grundlagen der Transmission Line Pulsing-Methode

allein durch $e^{\pm\gamma z}$ bestimmt wird, was im Zeitbereich einer Verschiebung, Dämpfung und eventueller Verzerrung des Pulses entlang der Leitung entspricht. Das Verhältnis von Spannung und Strom entlang der Leitung

$$\frac{V(z, s)}{I(z, s)} = Z(z, s) = Z_0 \frac{V_h e^{-\gamma z} + V_r e^{\gamma z}}{V_h e^{-\gamma z} - V_r e^{\gamma z}} = Z_0 \frac{e^{-\gamma z} + \frac{V_r}{V_h} e^{\gamma z}}{e^{-\gamma z} - \frac{V_r}{V_h} e^{\gamma z}} = Z_0 \frac{e^{-\gamma z} + r e^{\gamma z}}{e^{-\gamma z} - r e^{\gamma z}} \quad (2-11)$$

kann als eine zeitlich und örtlich abhängige Impedanz verstanden werden. Der Faktor $r = V_r/V_h$ wird *Reflexionsfaktor* genannt. Sowohl Strom als auch Spannung entlang der Leitung ergibt sich folglich aus der hinlaufenden Anregung des Generators und der rücklaufenden Antwort des Prüflings, die sich wiederum durch die Anregung selbst und die Reaktion des Prüflings – charakterisiert durch r – zusammensetzt.

Wählt man o.B.d.A. den Koordinatenursprung $z = 0$ am rechten Ende der Leitung, wird Gl. (2-11) zu

$$\frac{V(0, s)}{I(0, s)} = Z_P(s) = Z_0 \frac{1 + r}{1 - r} \quad (2-12)$$

$$\Rightarrow r = \frac{Z_P(s) - Z_0}{Z_P(s) + Z_0} \quad (2-13)$$

oder ganz allgemein

$$r = \frac{V_r}{V_h} = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \quad (2-14)$$

mit Z als allgemeiner Ansatz für eine beliebige Abschluss-Impedanz. Drei wichtige Reflexionsfaktoren sind

- $r_{KS} = -1$ bei einem Kurzschluss ($Z = 0$)
- $r_{LL} = 1$ bei einem Leerlauf ($Z = \infty$) und
- $r_0 = 0$ bei einem Abschluss mit der Systemimpedanz Z_0 .

Zusammen mit diesen Werten und Gl.(2-8) kann man erkennen, dass bei einem Kurzschluss und Leerlauf der rücklaufende Puls dem hinlaufenden Puls entspricht (nur mit einer Polaritätsumkehr beim Kurzschluss) und es bei einem Abschluss mit Systemimpedanz es überhaupt keinen rücklaufenden Puls gibt.

Für Strom und Spannung am Ende der Leitung ergibt sich mit Gl.(2-8) und (2-9)

$$V_0 = V(s, 0) = V_h + V_r, \quad (2-15)$$

$$I_0 Z_0 = I(s, 0) = V_h - V_r, \quad (2-16)$$

$$\Rightarrow V_h = \frac{1}{2}(V_0 + I_0 Z_0), \quad (2-17)$$

$$\Rightarrow V_r = \frac{1}{2}(V_0 - I_0 Z_0). \quad (2-18)$$

Diese Ausdrücke helfen bei der Bestimmung des hin- und rücklaufenden Pulses, wenn man sowohl den Strom- als auch den Spannungsverlauf an einer Stelle im System kennt. An der Position des Prüflings gilt somit im Zeitbereich

$$v_p(t) = v_h(t) + v_r(t), \quad (2-19)$$

$$i_p(t) Z_0 = v_h(t) - v_r(t), \quad (2-20)$$

$$\Rightarrow v_h(t) = \frac{1}{2}(v_p(t) + i_p(t) \cdot Z_0), \quad (2-21)$$

$$\Rightarrow v_r(t) = \frac{1}{2}(v_p(t) - i_p(t) \cdot Z_0). \quad (2-22)$$

Da bei einem TLP-Experiment entlang des Messaufbaus zwischen einem verteilten System (Kabel) und konzentrierten Systemen (Prüfling, Sensoren etc.) häufig gewechselt wird, hilft bei der Beschreibung der Zusammenhänge mit dem Konzept des Reflexionsfaktors folgende Überlegung: die Leitung wird in ihrer gesamten Länge als ein einziges quasi-konzentriertes Schaltungselement betrachtet. Die maßgeblichen Größen für die theoretische Beschreibung sind dabei die Ausbreitungskonstante γ , die Systemimpedanz Z_0 und die Länge l . Die anderen Elemente und deren Interaktion mit der Leitung können dann anhand der Konzepte der Schaltungstheorie beschrieben werden, solange die Konzentriertheithypothese nicht verletzt wird.

2.1.2 TRANSMISSION LINE PULSING

Kurz nach dem Zweiten Weltkrieg findet man erste Literatur [34] zu Pulsgeneratoren, die als Vorläufer der Generatoren dienten, die man heute beim sog. Transmission Line Pulsing (TLP) einsetzt. Zu der Zeit wurden solche Pulse für die

2.1 Grundlagen der Transmission Line Pulsing-Methode

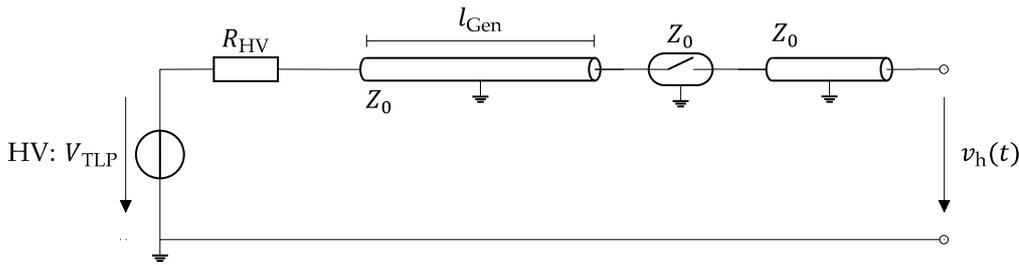


Abbildung 2-3. Konzeptioneller Aufbau eines TLP-Generators.

Radarsysteme benötigt. Nachdem diese Art von Pulserzeugung Ende 1960er Jahren in der Fachgebiet der Optoelektronik [35] eingesetzt wurde, wurde sie schließlich 1985/86 von Maloney et al. [23] für die Charakterisierung von Halbleiterelementen eingeführt. Seitdem wurde die Methode stets weiterentwickelt und gehört heutzutage zum gängigen Repertoire bei der Charakterisierung von schnellen Halbleiterelementen. 2016 veröffentlichte das American National Standards Institute (ANSI) die aktuell gültige Norm [36] für die Anwendung von TLP Verfahren.

Der grundsätzliche Aufbau des TLP-Generators ist in Abbildung 2-3 dargestellt. Dieser Generataraufbau besteht aus einer Spannungsquelle (HV), einem Widerstand R_{HV} im Bereich von einigen $M\Omega$, einem Stück Kabel mit der variablen Länge l_{Gen} mit Wellenwiderstand Z_0 und einem an die Systemimpedanz angepasstes Relais. Um einen Puls zu erzeugen, wird zunächst das Kabel auf die Vorladespannung V_{TLP} geladen und anschließend das Relais geschlossen. Im Augenblick des Schließens entstehen zwei Spannungswellen mit jeweils einer Amplitude von $V_{TLP}/2$: eine Welle mit Ausbreitung nach links in Richtung der Spannungsquelle und eine zweite Welle, die sich nach rechts in Richtung Generatorausgang ausbreitet. Beide Wellen haben die Ausbreitungsgeschwindigkeit

$$c = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2-23)$$

, wobei c_0 die Lichtgeschwindigkeit im Vakuum und ϵ_r die relative Permittivität des Kabeldielektrikums darstellt. Nach der Zeit l_{Gen}/c kommt die nach links laufende Welle am Widerstand R_{HV} an und wird dort mit $r \approx 1$ in Richtung Generatorausgang reflektiert. Da das Ende der am R_{HV} reflektierenden Welle auch dem Ende des gesamten Pulses entspricht, ergibt sich somit für die Dauer des Pulses

$$t_p = \frac{2l_{Gen}}{c}. \quad (2-24)$$

Im Umkehrschluss kann die Dauer der Anregung durch die Länge des vorgeladenen Kabels eingestellt werden. Üblicherweise werden Pulse zwischen 1 ns und

1 μs erzeugt. Je nach Dauer unterteilt man auch das TLP-Verfahren in verschiedene Anwendungsgebiete (vgl. Kapitel 4).

Die Anstiegszeit t_r hängt von den Eigenschaften des Relais ab. Aufgrund von einem zum Großteil prellfreien Schließmechanismus sind Relais mit quecksilberbenetzten Kontakten bevorzugt; in der Literatur wurden im TLP-Kontext Relais mit einer Anstiegszeit von ungefähr 30 ps [37] vorgestellt. Die Anstiegszeiten von kommerziell erwerblichen TLP-Generatoren betragen laut Datenblätterangaben rund 100 bis 200 ps. Im Labor wurden Anstiegszeiten von 150 ps gemessen. Diese Anstiegszeit kann durch nachgeschaltete Filter (engl. „*risetime filter*“) durch die Filterung von hochfrequenten Signalanteilen verlängert werden.

Zuletzt kann die Amplitude des Pulses durch die Vorladespannung kontrolliert werden. Unter Beachtung von Gl. (2-19) stellt diese Vorladespannung den Maximalwert der Spannung, die am Prüfling anliegen könnte. In den Datenblättern unterscheidet man deswegen zwischen maximaler Spannung am Leerlauf und analog unter Beachtung von Gl. (2-20) maximalem Strom am Kurzschluss. Die maximalen Vorladespannungen liegen im unterem einstelligen kV-Bereich. Der maximale Strom bestimmt sich durch V_{TLP}/Z_0 . Einige speziell für die Leistungselektronik angepassten Messaufbauten erreichen Ströme bis zu 400 A, indem die Systemimpedanz abgesenkt wird [38]. Dagegen haben die meisten Generatoren eine Systemimpedanz von 50 Ω .⁵

Weitere Merkmale der erzeugten Anregung sind in [36] dargestellt. Die Wichtigsten für diese Arbeit sind die Einschwingzeit und die Pulsabsenkung. Die Einschwingzeit ist die Zeit, die der Puls braucht, um sich auf den Wert des Plateaus $V_{\text{TLP}}/2$ einzuschwingen. Dagegen ist die Pulsabsenkung das Niveau, auf das sich der Puls am Ende der Dauer im Vergleich zum Anfang (nach der Einschwingzeit) absenkt. Diese Absenkung hat den Ursprung darin, dass die Welle, die sich in nach Aktivierung des Relais in Richtung von R_{HV} ausbreitet, effektiv durch die doppelte Länge l_{Gen} läuft und dementsprechend stärker abgedämpft wird als der Anfang des Pulses.

Ab hier wird die Anregung für die theoretischen Überlegungen als trapezförmig modelliert. Dieses Modell hat drei Eigenschaften: eine rampenförmige Anregung der Dauer t_r mit Steigung $V_{\text{TLP}}/(2t_r)$, der Pulsdauer t_p und Plateauniveau von $V_0 = V_{\text{TLP}}/2$.

2.1.3 GRUNDSÄTZLICHE MESSMÖGLICHKEITEN

Das Ziel bei einem TLP-Experiment ist das Bestimmen von der zeitlichen Entwicklung der Spannung $v_p(t)$ und des Stromes $i_p(t)$ des Prüflings. Beide Größen

⁵ Um ESD Schutzelemente mit einem sog „snap-back“ (Überkopfzündung) [39] besser charakterisieren zu können, wird häufig die 50 Ω Systemimpedanz mit einem Impedanzkonverter im Messzweig auf ca. 500 Ω konvertiert [40], um die Haltespannung bei kleineren Strömen zu bestimmen. Diese Methode wird hier nicht weiter betrachtet.

können als unabhängig betrachtet werden, da das Wissen über eine der Größen (ohne weitere Information) keine Aussagen über die zweite Größe liefert. Infolgedessen müssen zwei unabhängige Messungen durchgeführt werden, um beide Größen zu bestimmen. Entweder werden beide Größen direkt erfasst oder man bestimmt im Kontext des TLP-Verfahrens die Anregung und die Prüflingsantwort separat; die Systemimpedanz Z_0 ist dagegen nur eine Systemgröße und kann gesondert ermittelt werden.

Beide Herangehensweisen haben in der technischen Ausführung Vor- und Nachteile. Hauptsächlich resultieren die Herausforderungen in der Umsetzung aus der großen Ausbreitungsgeschwindigkeit im System und die hohe Anforderung an die Amplitude der Anregung, die die hohen Spannungen und Ströme in leistungselektronischen oder ähnlichen Anwendungen repräsentieren sollen. Denn die hohen Anregungsamplituden fordern eine hohe Spannungsfestigkeit der Sensoren bzw. die Fähigkeit bei hohen Leistungen zuverlässig zu arbeiten; unter diesen Voraussetzungen nimmt die Sensorbaugröße zwangsmäßig zu. Gleichzeitig muss die Bandbreite der Sensoren groß genug sein, um die Schaltzeiten der Leitungshalbleiter auflösen zu können. Außerdem darf die Ein- und Ausgangsimpedanz der Sensoren nicht stark von der Systemimpedanz abweichen, da es sonst zu Reflexionen kommt, die durch ihre Laufzeiten im System als Artefakte die Messung verzerren können.

Aufgrund dieser Randbedingungen haben sich zwei grundsätzliche Arten von Messverfahren bei der TLP-Methode etabliert. Entweder man bestimmt Strom und Spannung direkt und so nah wie möglich am Prüfling oder man schließt auf die Anregung bzw. die Prüflingsantwort. Konventionell wird bei letzterem die Unabhängigkeit der Messungen durch zeitliche Trennung beider Signale (lange Leitung) oder durch zusätzliche Messung des transmittierten Signals ($v_{tr} = v_h - v_r$) hergestellt⁶ [40]. In dieser Arbeit wird eine weitere Möglichkeit untersucht: die Rekonstruktion beider Signale anhand von zwei Sensoren, die durch ein kurzes Leitungstück getrennt sind.

2.2 VERHALTEN UND ANALYSE VERSCHIEDENER BAUELEMENTE BEI PULSBELASTUNG

Folgender Abschnitt ist eine Zusammenfassung von analytischen Lösungen – sofern es diese Lösungen in geschlossener Form gibt –, die die Antwort $v_r(t)$ eines bestimmten Prüflings darstellen und die dazu benutzt werden können, um einige Parameter des Prüflings zu extrahieren. Als Anregung wird ein trapezförmiger Spannungspuls mit Anstiegszeit t_r , Pulsdauer t_p und Amplitude von V_0 angenommen. Die fallende Flanke wird nicht betrachtet. Der Abschnitt soll dazu

⁶ Hier wird der Prüfling in Serie eingefügt

dienen, um die theoretischen Grundlagen aufzuzeigen, wie man mit den TLP-Verfahren generierten Strömen und Spannungen auf die gesuchten Modellgrößen geschlossen werden kann.

Obwohl es Ansätze [41] gibt, eine einzige Lösung für die komplette trapezförmige Anregung darzustellen, wird im Folgenden zwischen der Rampe und dem Plateau unterschieden, um so einen besseren Überblick über die Lösungen zu behalten. Deshalb gilt für die Anregung im Bereich der Rampe

$$v_{Ra}(t) = v_{h,Ra}(t) = \frac{V_0}{t_r} t \text{ für } 0 \leq t \leq t_r, \quad (2-25)$$

und im Bereich des Plateaus

$$v_{Pl}(t) = v_{h,Pl}(t) = V_0 \text{ für } t_r < t \leq t_p. \quad (2-26)$$

2.2.1 RESISTIVER ABSCHLUSS

Bei einem reinen resistiven Abschluss am Ende der Leitung wird die Spannung und der Strom eben durch diesen Proportionalitätsfaktor $R = v(t)/i(t)$ bestimmt. Die Prüflingsantwort ergibt sich zusammen mit Gl. (2-22) sowohl für die Rampe als auch für das Plateau zu

$$v_{r,Ra,R}(t) = v_{r,Pl,R}(t) = v_{h,\cdot}(t) \frac{R - Z_0}{R + Z_0} \text{ für } 0 \leq t \leq t_p. \quad (2-27)$$

Das bedeutet, dass die Antwort der skalierten Anregung entspricht. Das stimmt auch mit den Ausführungen auf Seite 10 für die Fälle von Leerlauf, Kurzschluss und Abschluss mit der Systemimpedanz überein. Man beachte, dass aufgrund von parasitären Eigenschaften (z.B. Zuleitungsinduktivitäten, Streukapazitäten) der realen Ausführung von Widerständen diese Antwort nur im eingeschwungenen Zustand übereinstimmt. Die Antwort gilt dennoch insbesondere, wenn diese unerwünschten Effekte sehr klein sind (vgl. nächste Abschnitte).

2.2.2 KAPAZITIVER ABSCHLUSS

Zunächst wird eine lineare Kapazität betrachtet. Für diesen Abschluss ergibt sich das Ersatzschaltbild nach Abbildung 2-4. Das Modell besteht aus der Systemimpedanz Z_0 , Zuleitungswiderstand R und der eigentlichen Kapazität C .

Zusammen mit den Hilfsgrößen

$$R_{eq} = Z_0 + R, \tau_{eq,C} = R_{eq}C \text{ und } v_C(t_r) = V_{tr,C} \quad (2-28)$$

2.2 Verhalten und Analyse verschiedener Bauelemente bei Pulsbelastung

ergibt sich die Differentialgleichung für die rampenförmige Anregung

$$\frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{\tau_{eq}} i(t) = \frac{V_0}{R_{eq}} \quad (2-29)$$

mit der Anfangsbedingung $i_0 = 0$ und für die konstante Anregung (das Plateau)

$$\frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{\tau_{eq}} i(t) = 0 \quad (2-30)$$

mit der Anfangsbedingung

$$i(t_r) = \frac{V_0 - V_{tr,C}}{Z_0} \quad (2-31)$$

Für die Antwort des Prüflings lässt sich für die Rampe

$$v_{r,Ra,C}(t) = v_{h,Ra}(t) + \overbrace{\frac{2V_0 Z_0 C}{t_r} (\exp(-t/\tau_{eq,C}) - 1)}^{v'} \quad \text{für } 0 \leq t \leq t_r \quad (2-32)$$

und für das Plateau

$$v_{r,Pl,C}(t) = v_{h,Pl}(t) - \overbrace{[2V_0 - V_{tr,C}] \exp(-(t - t_r)/\tau_{eq,C})}^{v'} \quad \text{für } t_r < t \leq t_p \quad (2-33)$$

bestimmen.

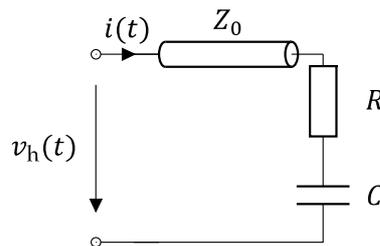


Abbildung 2-4. Modell für einen kapazitiven Abschluss am Ende der Leitung.

Bei kleinen Kapazitätswerten zeigt sich der zweite Summand v' in Gl. (2-32) als bedeutsam. Dieser bestimmt, wie schnell $v_{r,Ra}(t)$ von dem Wert des Widerstands in den des Leerlaufs übergeht, bzw. bei verschwindendem Betrag von R , wie schnell $v_{r,Ra}(t)$ vom Kurzschluss zum Leerlauf. Um den Kapazitätswert zu

bestimmen, kann die $q(v)$ Funktion untersucht werden [H4]. Dafür wird zunächst die zeitliche Entwicklung der Ladung über

$$\begin{aligned} q(t) &= \int_{t_1}^{t_2} i(t') dt' = \frac{1}{Z_0} \left(\int_{t_1}^{t_2} v_{h,\cdot}(t') - v_{r,\cdot}(t') dt' \right) \\ &= \frac{1}{Z_0} \left(\int_{t_1}^{t_2} -v'(t') dt' \right) \end{aligned} \quad (2-34)$$

gebildet. Die Zeitgrenzen t_1 und t_2 entsprechen dabei dem jeweiligen Definitionsbereich. Anschließend wird $q(t)$ gegenüber von $v(t) = v_{h,\cdot}(t) + v_{r,\cdot}(t)$ aufgetragen, um $q(v)$ zu erhalten. Die Steigung des Graphen entspricht dann dem gesuchten Kapazitätswert C . Dabei ist die Zeitauflösung ausschlaggebend, um kleine Kapazitätswerte darstellen zu können. Für nicht-lineare Kapazitäten kann keine geschlossene Form der Lösung angegeben werden, dennoch lässt sich über die in $q(v)$ Funktion veränderliche Steigung auf das Verhalten der Kapazität schließen. Als Beispiel zeigt die Abbildung 2-5 $q(v)$ Kennlinien zweier SMD-Kapazitäten, die mit dem erweiterten Standard-TLP-Verfahren (vgl. Abschnitt 4.1.3) extrahiert wurden; dabei handelt es sich um eine nicht lineare 1,0 nF (EIA Code X7R) und eine (über einen größeren Spannungsbereich) lineare 0,470 nF (EIA Code C0G) Kapazität.

Beide Kapazitäten sind bis 50 V spezifiziert und wurden oberhalb dieser Spezifikation mit höheren Spannungen bei $t_p = 100$ ns belastet. Man erkennt, dass die beiden Kapazitäten bis 50 V einen linearen Verlauf aufzeigen. Bei Spannungen oberhalb der 50 V verändert sich das Ladungsverhalten der Kapazität mit X7R-Dielektrikum und die Steigung nimmt ab; ab 200 V ergibt sich ein kleinerer Wert von ca. 0,17 nF. Dagegen bleibt die Steigung bei der Kapazität mit dem C0G Dielektrikum konstant bei 0,470 nF über den ganzen Spannungsbereich.

Damit man die einzelnen $q(v)$ mit verschiedenen Vorladespannungen besser unterscheiden kann, sind die Kurven einmal übereinander und einmal versetzt dargestellt. Dabei ist gut abzulesen, dass die Ladungsentwicklung über Spannung immer gleich verläuft, lediglich bei höheren Spannungen werden weniger Datenpunkte durch das schnellere Durchlaufen der Charakteristik erzeugt.

2.2.3 INDUKTIVER ABSCHLUSS

In diesem Abschnitt und auch in der kompletten Arbeit werden nur lineare Induktivitäten betrachtet, da die meisten parasitären Induktivitätseffekte in leistungselektronischen Anwendungen auf der Platine oder im Gehäuse vorkommen und dort üblicherweise für die Substrate und Materialien $\mu = \mu_0$ gilt.

Für den induktiven Abschluss ergibt sich das Ersatzschaltbild nach Abbildung 2-6. Das Modell besteht aus der Systemimpedanz Z_0 , Zuleitungswiderstand R und der eigentlichen Induktivität L .

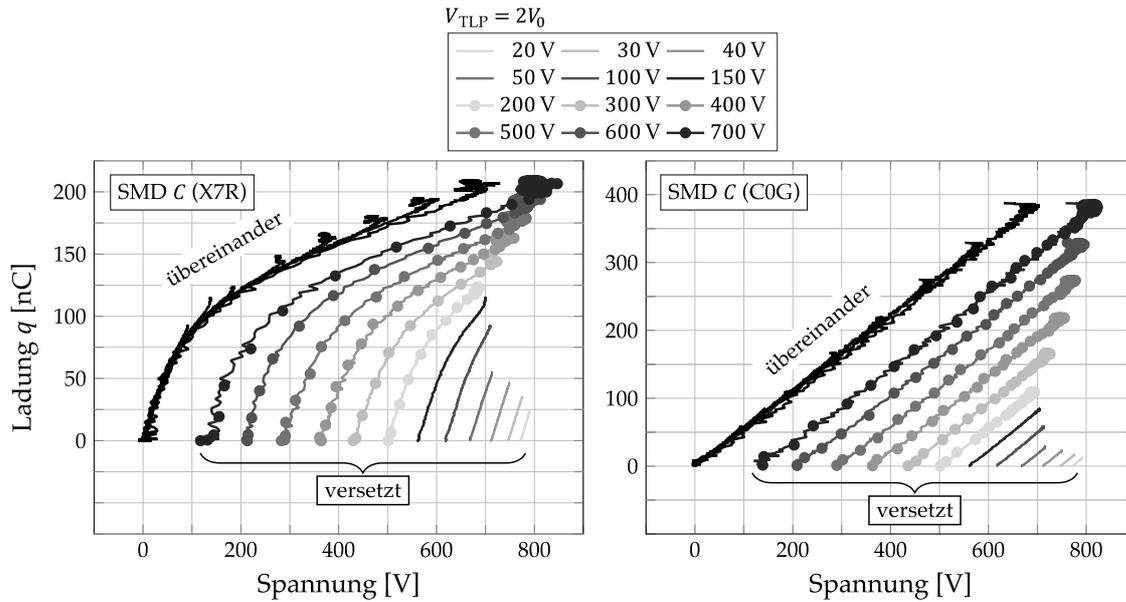


Abbildung 2-5. Mit dem erweiterten Standard-TLP-Verfahren extrahierte $q(v)$ zweier SMD-Kapazitäten (Verläufe nicht geglättet) [H4].
 Links X7R-Dielektrikum 1,0 nF
 Rechts C0G-Dielektrikum 0,470 nF.
 Zur Veranschaulichung sind die Kennlinien für die verschiedenen Vorladespannungen zusätzlich getrennt dargestellt (versetzt).

Zusammen mit den Hilfsgrößen

$$R_{\text{eq}} = Z_0 + R, \tau_{\text{eq},L} = \frac{L}{R_{\text{eq}}} \text{ und } i_L(t_r) = I_{tr,L} \quad (2-35)$$

ergibt sich die Differentialgleichung für die rampenförmige Anregung

$$\frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{\tau_{\text{eq}}} i(t) = \frac{V_0}{Lt_r} t \quad (2-36)$$

mit der Anfangsbedingung $i_0 = 0$ und für die konstante Anregung (das Plateau)

$$\frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{\tau_{\text{eq}}} i(t) = \frac{V_0}{L} \quad (2-37)$$

mit der Anfangsbedingung $i(t_r) = I_{tr,L}$.

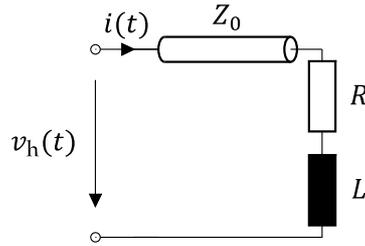


Abbildung 2-6. Modell für einen induktiven Abschluss am Ende der Leitung.

Für die Antwort des Prüflings lässt sich für die Rampe ($0 \leq t \leq t_r$)

$$v_{r,Ra,L}(t) = \frac{R - Z_0}{R + Z_0} v_{h,Ra}(t) + Z_0 \frac{2V_0 L}{t_r R_{eq}^2} (1 - \exp(-t/\tau_{eq,L})) \quad (2-38)$$

und für das Plateau ($t_r < t \leq t_p$)

$$v_{r,Pl,L}(t) = \frac{R - Z_0}{R + Z_0} v_{h,Pl}(t) + Z_0 \left[\frac{2V_0}{R_{eq}} - I_{tr,L} \right] \exp(-(t - t_r)/\tau_{eq,L}) \quad (2-39)$$

bestimmen.

Vergleicht man die Gl. (2-38) und (2-39) mit Gl. (2-27), so zeigt sich, dass der erste Summand der Gleichungen der Antwort des Widerstands und der zweite Summand der Antwort der Induktivität entspricht. Analog zur Kapazität kann man über

$$\psi(t) = \int_{t_1}^{t_2} v(t') dt' = \int_{t_1}^{t_2} v_{h,\cdot}(t') + v_{r,\cdot}(t') dt', \quad (2-40)$$

dem Bilden von $\psi(i)$ anhand von $i(t) = (v_{h,\cdot}(t) - v_{r,\cdot}(t))/Z_0$ und Auswertung der Steigung auf den Wert der Induktivität L gelangen [H3]. Hier muss nur beachtet werden, dass $v(t)$ nicht der Spannung an der Induktivität entspricht, sondern der Summe der Spannung über L und R . Deshalb muss für diese Auswertung $v'(t) = v(t) - v_R(t)$ gefunden werden. Der Wert von R kann anhand des Stromes und der Spannung im eingeschwungenen Zustand für $t_p > 5\tau_{eq,L}$ bestimmt werden. Die Gl. (2-34) geht somit in

$$\psi(t) = \int_{t_1}^{t_2} v(t') - i(t') \cdot R dt' \quad (2-41)$$

über. Die Zeitgrenzen t_1 und t_2 entsprechen dabei dem jeweiligen Definitionsbereich.

Abbildung 2-7 zeigt die $\psi(i)$ Kennlinie einer $10 \mu\text{H}$ SMD-Induktivität⁷ [42], die mit dem erweiterten Standard-TLP-Verfahren (vgl. Abschnitt 4.1.3) extrahiert wurde.

Dabei wurde ein Widerstand von $R = 7,65 \Omega$ bestimmt und entsprechend anhand von Gl. (2-41) kompensiert. Die versetzte Darstellung zeigt auch in dem Fall, dass bei unterschiedlichen Vorladespannungen dieselben $\psi(i)$ -Trajektorien durchlaufen werden.

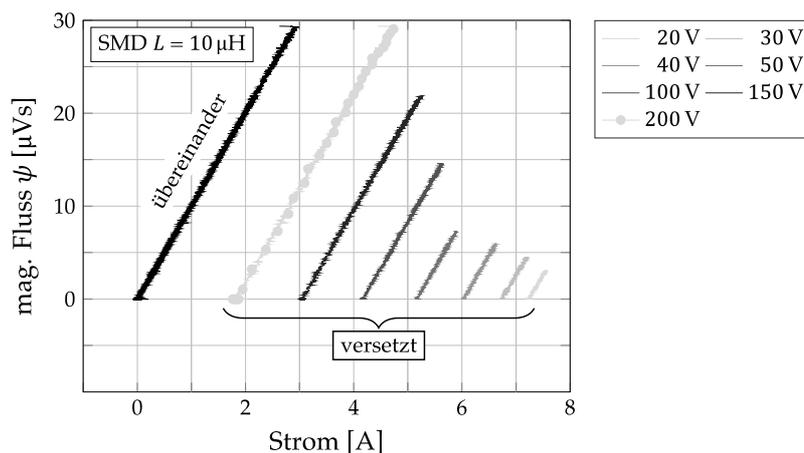


Abbildung 2-7. Mit dem erweiterten Standard-TLP-Verfahren extrahierte $\psi(i)$ einer SMD-Induktivität mit $L = 10 \mu\text{H}$ (Verläufe nicht geglättet), nachdem $R = 7,65 \Omega$ der Kupferwicklungen kompensiert wurde [H3]. Zur Veranschaulichung sind die Kennlinien für die verschiedenen Vorladespannungen zusätzlich getrennt dargestellt (versetzt).

2.2.4 REIHENSCHWINGKREIS

Das Modell für einen Reihenschwingkreis nach Abbildung 2-4 besteht aus der Systemimpedanz Z_0 , der Kapazität C und der Induktivität L .

Zusammen mit den Hilfsgrößen

$$\alpha = \frac{Z_0}{2L}, \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \text{ und } \omega_d = \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} \quad (2-42)$$

ergibt sich die Differentialgleichung für die rampenförmige Anregung

⁷ Aufgewickelt auf einem keramischen Substrat mit $\mu_r = 1$

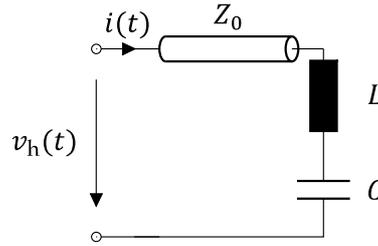


Abbildung 2-8. Modell für ein Z_0LC -Glied als Abschluss am Ende der Leitung.

$$\frac{d^2i(t)}{dt^2} + 2\alpha \frac{di(t)}{dt} + \omega_0^2 i(t) = \frac{V_0}{t_r} \quad (2-43)$$

mit der Anfangsbedingung $i_0 = 0$ und $v_c(0) = 0$ und für die konstante Anregung (das Plateau)

$$\frac{d^2i(t)}{dt^2} + 2\alpha \frac{di(t)}{dt} + \omega_0^2 i(t) = 0 \quad (2-44)$$

mit der Anfangsbedingung $i(t_r) = I_{tr,LC}$ und $v_c(t_r) = V_{tr,LC}$.

Für die Antwort des Prüflings lässt sich unter der Annahme $\alpha \neq \omega_0$ für die Rampe ($0 \leq t \leq t_r$)

$$v_{r,Ra,LC}(t) = v_{h,Ra}(t) - \frac{2V_0Z_0C}{t_r} + \frac{2V_0Z_0C}{t_r\omega_d} \exp(-\alpha t) [\alpha \sinh(\omega_d t) + \omega_d \cosh(\omega_d t)] \quad (2-45)$$

und für das Plateau ($t_r < t \leq t_p$)

$$v_{r,Pl,LC}(t) = v_{h,Pl}(t) + \exp(-\alpha(t - t_r)) \cdot \left\{ \frac{2\alpha}{\omega_d} \left[-2V_0 + V_{tr,RLC} + \frac{Z_0 I_{tr,LC}}{2} \right] \sinh(\omega_d(t - t_r)) - Z_0 I_{tr,LC} \cosh(\omega_d(t - t_r)) \right\} \quad (2-46)$$

bestimmen.

Geht man davon aus, dass die Schwingbedingung $\omega_d \in \mathbb{R}^+ \cdot 1/s$ vorliegt, so muss für ein 50 Ω -System

$$625 \Omega^2 > \frac{L}{C} \quad (2-47)$$

gelten; für die Charakterisierung einzelner Transistoren im Gehäuse kann dies üblicherweise angenommen werden [22]. Abbildung 2-9 ist beispielhaft die Auswertung der $q(v)$ und $\psi(i)$ -Kurven einer Simulation dargestellt. Dabei wurden die Werte für die Kapazität und Induktivität eines TO-247-Gehäuses ([22] als Orientierung) gewählt: $C = 400 \text{ pF}$, $L = 6 \text{ nH}$, $V_0 = 5 \text{ V}$ und $t_r = 150 \text{ ps}$. Als Vergleich sind zusätzlich jeweils die ausgewerteten Simulationsdaten mit nur einer der beiden Reaktanzen aufgeführt. Dieses Beispiel soll ein Gefühl für die sich ergebenden Verläufe vermitteln und zeigt, welche Kurvenverläufe beim Belasten einzelner Tore von verschiedenen Bauelemente unter genannten Rahmenbedingungen zu erwarten sind.

Untersucht man die Strom- und Spannungskennlinien des Aufbaues in Abbildung 2-9a, erkennt man, dass sich bei den gewählten Parametern während der Flanke ein induktiver Spannungsspeak manifestiert. Dieser klingt während der konstanten Erregung (Plateau) ab und die Strom- und Spannungskurven gehen in ein Ladeverhalten der Kapazität über. Dieser Ablauf zeigt sich auch in Abbildung 2-9b/c. Während der Rampe ist der induktive Effekt dominant, sodass der Wert der Induktivität aus der Steigung von $\psi(i)$ bestimmt werden kann. Dadurch ist aber keine Information über den Wert von C in der Steigung von $q(v)$ vorhanden. Dagegen erkennt man in Abbildung 2-9c (mit verschobenem Abszissen-Schnittpunkt), dass auch während des Abklingverhaltens der induktiven Spannungsspitze die Information über den Wert L abgreifbar ist und erst nach dessen vollständigen Abklingen die Steigung von $q(v)$ das entsprechende kapazitive Verhalten aufzeigt.

Ab wann einer der beiden Einflüsse dominiert, hängt von den einzelnen Parametern ab, und muss von Fall zu Fall neu beurteilt werden. Man kann aber folgern, dass mit diesem Ansatz und einer kürzeren Anstiegszeit t_r der Anregung auch kleinere Induktivitätswerte bestimmbar sind.

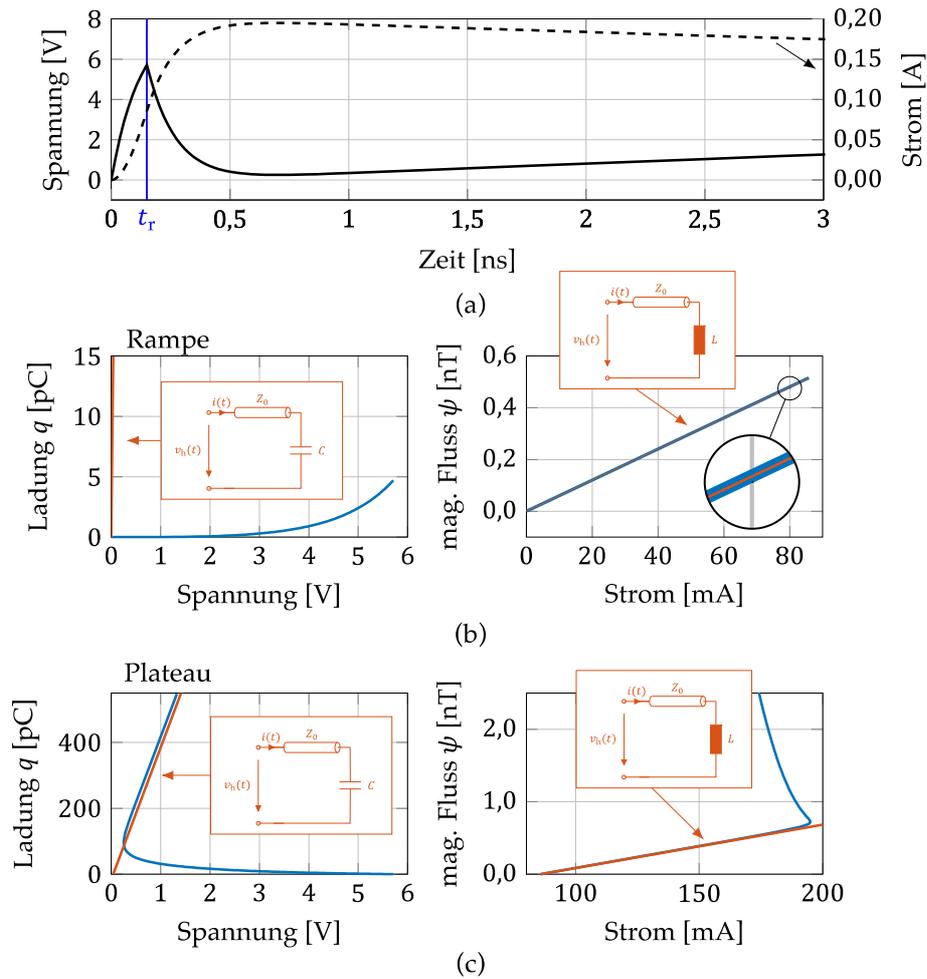


Abbildung 2-9. Strom, Spannung, $q(v)$ und $\psi(i)$ Kurven eines Z_0CL -Reihenschwingkreises mit $C = 400$ pF, $L = 6$ nH, $V_0 = 5$ V und $t_r = 150$ ps.

(a) Strom und Spannung am Schwingkreis aufgeteilt in Rampe (links von t_r) und Plateau (rechts von t_r) innerhalb der ersten 3 ns.

$q(v)$ links und $\psi(i)$ rechts. Zum Vergleich $q(v)$ eines Z_0C - und $\psi(i)$ Z_0L -Aufbaus (jeweils in Orange):

(b) Rampe

(c) Plateau

3 SENSORIK

3.1 BANDBREITEN UND ARTEFAKTE IN EINEM TLP MESSAUFBAU

Der allgemeine TLP-Aufbau – ob mit einem oder zwei Sensoren – teilt sich in einen Signal- und einen bzw. mehrere Messzweige auf. Für alle Zweige ist es wichtig, dass die Bandbreiten aller Komponenten ausreichen, um die schnellen Flanken der TLP-Anregung darstellen zu können, und dass die Komponenten an die Systemimpedanz des Systems angepasst sind.

Ein Messzweig setzt sich aus dem Sensor, einem digitalen Oszilloskop und der Zuleitung zwischen den beiden zusammen. Mit Gl. (2-2) und Evaluierungen in [43], [44] und [27] kann eine konservative Abschätzungen der maximal darstellbare Anstiegszeit der Reihenschaltung der drei Komponenten pro Messzweig mit

$$t_{r,\text{Mess}} \cong \sqrt{\left(\frac{1}{f_s}\right)^2 + \left(\frac{0,44}{f_{3\text{ dB,OsZ}}}\right)^2 + \left(\frac{0,5}{f_{3\text{ dB,Sensor}}}\right)^2 + \left(\frac{0,5}{f_{3\text{ dB,Kabel}}}\right)^2} \quad (3-1)$$

angegeben werden, wobei das Kabel und der Sensor⁸ als ein Tiefpass zweiter Ordnung ([45] bzw. Abschnitt 3.2.1 und 3.2.2) angenommen wurde und f_s der Abtastrate des verwendeten Oszilloskops⁹ entspricht. Mit den Angaben der Datenblattwerte für Bandbreiten der Sensoren ($BW_I = 3\text{ GHz}$ und $BW_V = 10\text{ GHz}$) [46][47] und Kabel ($BW_K = 18\text{ GHz}$) [48] ergeben sich $t_{r,\text{Mess,I}} \approx 171\text{ ps}$ und $t_{r,\text{Mess,V}} \approx 62\text{ ps}$. Der Aufbau mit dem Spannungssensor kann dieser Rechnung nach die steigende Flanke einer Anregung mit der Anstiegszeit von 150 ps auflösen; der Aufbau mit einem Stromsensor würde dagegen die Anstiegszeit geringfügig verzerren.

Die Bandbreite ist aber nicht der einzige einschränkende Faktor. Zusätzlich spielt die Anpassung an die Systemimpedanz Z_0 eine wichtige Rolle. Jedoch kann eine perfekte Anpassung aufgrund von Fertigungstoleranzen und Messprinzipien der Sensoren nicht garantiert werden und es kommt häufig zu Artefakten. Bei dem. Solange diese Artefakte klein sind und sich nur im Signalpfad ausbreiten, können diese toleriert werden. Das liegt daran, dass diese Artefakte Teil der Prüflingssignale werden und dementsprechend das Verhalten des Prüflings widerspiegeln. Artefakte, die nur im Messzweig sichtbar sind, aber nicht im Signalzweig vorkommen, sind als ein Störsignal zu interpretieren. Das Wissen über die Quellen

⁸ Wobei der Stromsensor aufgrund des Transformatorprinzips ein Bandpassfilter ist. Die untere Eckfrequenz hat aber keinen Einfluss bei üblichen Pulsdauern von 100 ns

⁹ DSOZ204A von Keysight [28] mit $f_{3\text{ dB,OsZ}} = 21\text{ GHz}$ und $f_s = 80\text{ GHz}$.

der Artefakte und in welchem Zweig sie sich ausbreiten, lässt eine bessere Beurteilung über die Qualität der Messung zu.

3.2 SENSOREN

3.2.1 STROMSENSOR

Durch die notwendige Bedingung der Anpassung an die Systemimpedanz wird bei allen TLP Verfahren die Strommessung mittels eines Impulsübertrages [45] (engl. „*current transformer*“) durchgeführt. Das Ersatzschaltbild dafür ist in Abbildung 3-1a dargestellt. Hier wirkt die Durchkontaktierung von Ein- zu Ausgang als die Primärseite eines Transformators. Die Sekundärseite wird um einen torusförmigen ferromagnetischen Kern gewickelt (N_2 Windungen) und mit einem Messwiderstand abgeschlossen. In dem TLP-Fall wird diese Impedanz als Kabel oder Oszilloskopeingang mit der Systemimpedanz Z_0 realisiert.

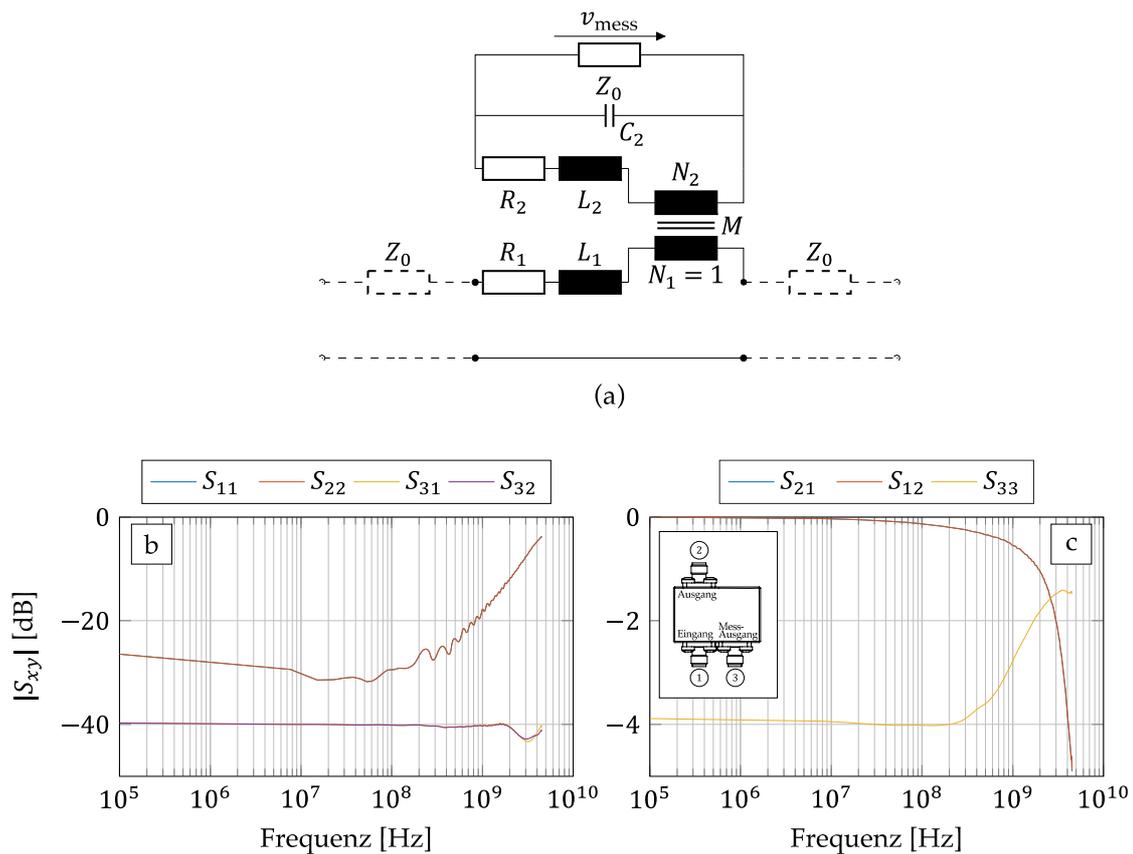


Abbildung 3-1. Impulsübertrager für TLP Anwendungen.

(a) Ersatzschaltbild eines Impulsübertragers.

(b) und (c) Messung der Transmissions- und Reflexionsfaktoren eines beispielhaften Stromsensors.

Dieser Aufbau erzeugt einen Bandpassfilter am Sensorausgang, dessen Übertragungsfunktion im Bereich der unteren und oberen Grenzfrequenz proportional zum Strom in der Primärwindung ist. Da die Messung auf dem Transformatorprinzip basiert, kann kein Gleichstrom gemessen werden. Dadurch bzw. aufgrund von Sättigungseffekten des Kerns ist die maximale Pulsdauer und die Amplitude des Pulses fest miteinander verknüpft.

Die Bandbreite des Sensors wird durch die Einfügedämpfung (S_{12} bzw. S_{21} insbesondere aber L_1) bestimmt. Dies ist auch anhand des Frequenzverlaufs eines beispielhaften Sensors in Abbildung 3-1b und c ersichtlich. Neben dem symmetrischen Ein- und Ausgangsverhalten und flachen Übertragungsfunktion bis in den GHz-Bereich erkennt man bei hohen Frequenzen den Einfluss der Längsinduktivität. Die 3 dB Grenz-Frequenz beträgt in diesem Fall ungefähr 3,5 GHz.

3.2.2 SPANNUNGSSENSOR

Im Kontext des TLP-Verfahrens wird üblicherweise ein resistiver Spannungsabgriff als Spannungssensor verwendet („pick-off“ engl. für „Abgriff“). Der schematische Aufbau ist in Abbildung 3-2a dargestellt: ein Querwiderstand R_2 , der am Sensorausgang mit der Impedanz des Kabels bzw. des Oszilloskops abgeschlossen ist. Durch den Spannungsteiler zwischen R_2 und Z_0 ergibt sich der Übertragungsfaktor zu

$$K = \frac{v_{\text{mess}}}{v_E} = \frac{v_{\text{mess}}}{v_A} = \frac{Z_0}{R_2 + Z_0}. \quad (3-2)$$

Der links- oder rechtsseitige Reflexionsfaktor r lässt sich mit Gl. (2-14) zu

$$r = \frac{[(R_2 + Z_0) \parallel Z_0] - Z_0}{[(R_2 + Z_0) \parallel Z_0] + Z_0} = \frac{-Z_0}{2R_2 + 3Z_0} = \frac{-K}{2 + K} \quad (3-3)$$

berechnen. Mit einem beispielhaften Querwiderstand von $R_2 = 2,2 \text{ k}\Omega$ ergibt sich $1/K = 45 \approx 33 \text{ dB}$ und $r \approx -1,1\%$.

Die maximalen Spannungen, die die gängigen TLP-Generatoren produzieren, können nicht direkt an einem Oszilloskop gemessen werden. Das liegt daran, dass die maximalen Eingangsspannungen der Oszilloskope im einstelligen Voltbereich liegen. Deshalb wird der Wert von R_2 hoch gewählt, damit die Sensorausgangsspannungen handhabbar sind.

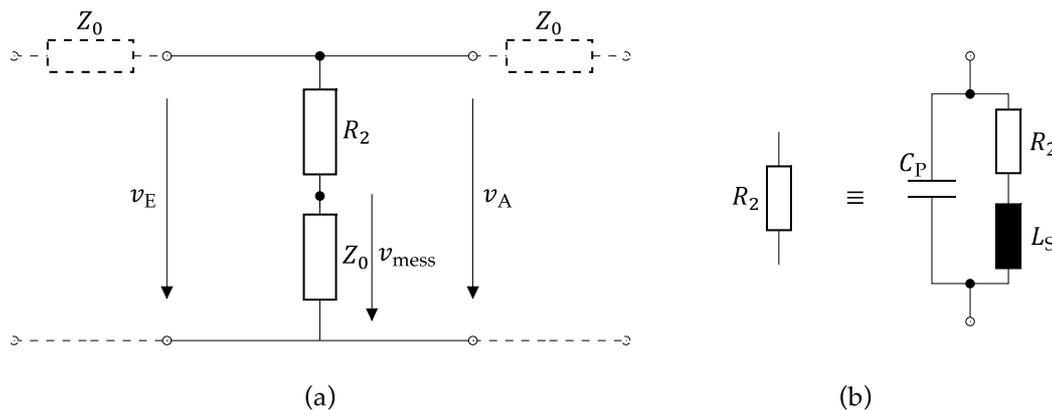


Abbildung 3-2. Resistiver Spannungssensor für TLP-Anwendungen.

(a) Ersatzschaltbild des Spannungssensors.

(b) Ersatzschaltbild eines Widerstands bei Betrieb mit hohen Frequenzen.

Die bisherige Betrachtung konzentriert sich lediglich auf den Widerstandswert. Bei hochfrequenten Anwendungen werden zusätzliche parasitäre Eigenschaften des Bauelements wichtig. Das gängigste Hochfrequenz-Ersatzschaltbild [49][24] für einen Widerstand ist in Abbildung 3-2b dargestellt und ergibt sich als Parallelschaltung von einer $R_2 + L_S$ Serienschaltung mit einer Kapazität C_P . Je nach Betrag von R_2 zeigt sich der Effekt nur einer der parasitären Komponenten [24]. Für R_2 im Bereich $1 \Omega \dots 100 \Omega$ dominiert die Induktivität L_S und im Bereich $R_2 > 1 \text{ k}\Omega$ die Kapazität C_P ; im Bereich zwischen $50 \Omega \dots 200 \Omega$ kompensieren sich die parasitären Elemente über eine größere Frequenzbandbreite gegenseitig. Es ergibt sich somit, dass der Widerstandsbetrag bei höheren Frequenzen vom Gleichgrößen-Widerstandswert nach oben oder unten abweicht.

Der maßgebliche Faktor für die Bandbreite des Sensors ist neben dem Frequenzverhalten des Querwiderstands das Übertragungsverhalten von v_E zu v_A und umgekehrt. Das spiegelt sich auch in den gemessenen Reflexions- und Transmissionsfaktoren (S -Parameter Messung mit einem Netzwerkanalysator) eines beispielhaften Spannungssensors mit $R_2 = 2,2 \text{ k}\Omega$ in Abbildung 3-3 wider. Dabei erkennt man anhand der Abbildung 3-3a, dass die Eingänge symmetrisch sind und der Übertragungsfaktor über die gesamte gemessene Bandbreite von 4,5 GHz in erster Näherung konstant ist. Der Einfluss von C_P zeigt sich dagegen in Abbildung 3-3b: mit höheren Frequenzen werden die Signale mehr und mehr über die parasitäre Kapazität abgeführt und werden zwar am Oszilloskop gemessen, sind aber aus der eigentlichen Anregung gefiltert. Die Frequenzen, die um 3 dB gedämpft werden, kennzeichnen die Bandbreitenspezifikation und liegen hier außerhalb des Messbereichs; der Hersteller gibt 10 GHz an. Zusätzlich ist in der Teilabbildung b die Fehlanpassung aller Ports zu erkennen. Port 1 und 2 haben bei 100 kHz

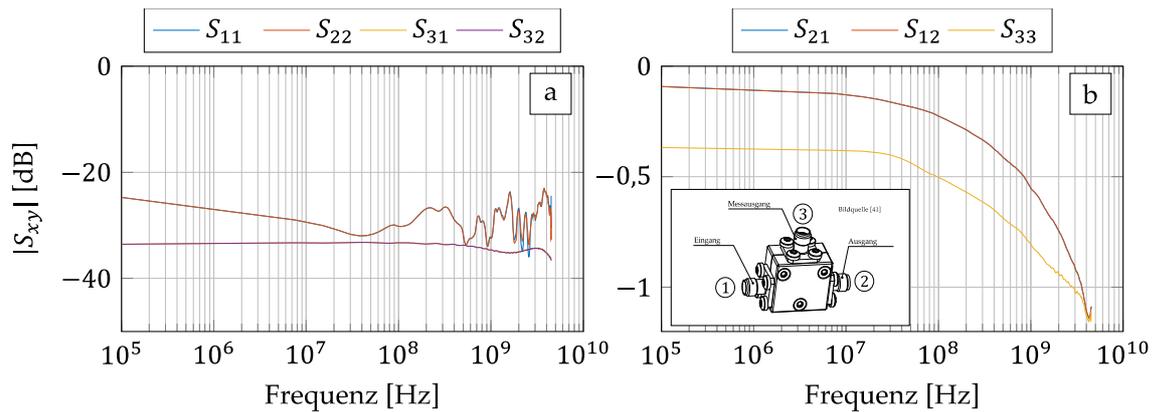


Abbildung 3-3. Messung der Transmissions- und Reflexionsfaktoren eines beispielhaften Spannungssensors [47].

$S_{12/21} = -0,091$ dB, was einem Reflexionsfaktor von $-1,05\%$ entspricht und $S_{33} = -0,368$ dB bzw. einem Reflexionsfaktor $(R_2 - Z_0)/(R_2 + Z_0)$ am Messausgang von $0,959$.

3.2.2.1 ANPASSUNG DES SENSOREIN- UND AUSGANGS

Die beiden Ein-/Ausgänge 1 und 2 (v_E und v_A) können angepasst werden. Dafür werden nach Abbildung 3-4a zwei Widerstände mit dem Wert R_1 eingefügt. In Abhängigkeit von R_2 und mit festgewähltem Z_0 ergibt sich für die Systemimpedanzanpassung

$$R_1(R_2) = \sqrt{(R_2 + Z_0)^2 + Z_0^2} - (R_2 + Z_0). \quad (3-4)$$

Ferner führt das Einfügen beider Widerstände zu einem Spannungsteiler zwischen Ein- und Ausgang und damit zu einer Dämpfung des Ausgangssignals

$$\frac{v_A}{v_E} = \alpha_{\text{angepasst}}(R_1) = \frac{Z_0 - R_1}{Z_0 + R_1}. \quad (3-5)$$

Sowohl R_1 als auch $\alpha_{\text{angepasst}}$ sind in Abbildung 3-4b und c als Funktion von R_2 und unter der Voraussetzung der Systemanpassung dargestellt. Man erkennt, dass die Kurven gegenläufig verlaufen und man keine Anpassung ohne eine Dämpfung bekommt. Hier muss eine Abwägung beider Werte erfolgen. Im Endeffekt sollten beide Widerstandsbeträge maximiert werden, um ein kleines K und eine möglichst kleine Dämpfung der Signale zu bekommen. Darüber hinaus muss das Frequenzverhalten des Widerstands möglichst flach sein, ohne dass dessen Betrag durch die parasitären Elemente zu stark verzerrt werden. Da die parasitären Komponenten C_P und L_P für eine möglichst große Bandbreite minimiert

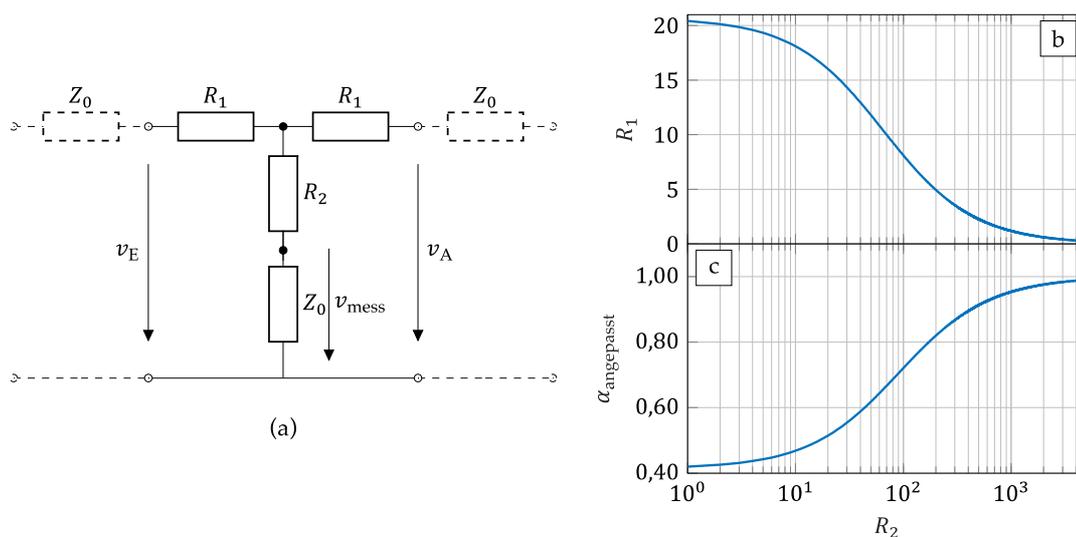


Abbildung 3-4. Anpassung des resistiven Spannungssensors.

- (a) Ersatzschaltbild für einen an die Systemimpedanz Z_0 angepassten resistiven Spannungssensors.
- (b) Die nötigen Widerstandswerte R_1 , um bei einer Wahl von R_2 Anpassung an die Systemimpedanz Z_0 zu gewährleisten.
- (c) Aus der Wahl von R_2 und R_1 resultierende Dämpfung $\alpha_{angepasst} = v_A/v_E$ des Spannungssensors.

werden müssen, muss zwangsläufig auch die Bauform des Bauelements minimiert werden. Gleichzeitig müssen diese Widerstände hohe Spannungs- und Stromfestigkeit aufweisen, um die gängigen Niveaus der Leistungselektronik störungsfrei verarbeiten zu können. Somit müssten für diese Metrik die Baugrößen maximiert werden. Diesen Kompromiss aufzulösen, ist keine triviale Aufgabe. Deshalb werden in dieser Arbeit die handelsüblichen Spannungssensoren für den TLP-Aufbau verwendet.

3.2.3 VERGLEICH DER SENSOREN IM ZEITBEREICH

Vergleicht man beide Sensorarten anhand Ergebnisse der letzten zwei Abschnitte, so erkennt man, dass die Vorteile des Spannungssensors überwiegen. Neben der vergleichsweise starken Einschränkung der Bandbreite des Stromsensors (Faktor von ca. 3 gegenüber dem Spannungssensor), können mit einem Impulsübertrager keine langen Pulse mit hohen Strömen dargestellt werden. Nichtsdestotrotz ist die Auflösung nach Gl. (3-1) gerade noch an der Grenze zu den Anstiegszeiten der gängigen TLP-Generatoren.

Die bisher erläuterten Betrachtungsweisen reichen aber nicht vollständig aus, um beide Sensoren im Zeitbereich zu vergleichen. Zum einen ist die steigende Flanke bei einer Auswertung des kompletten Signals nur ein Teil des Gesamtbildes. Zum

anderen ist es schwierig die Bedeutung des Frequenzverhaltens auf den exakten Einfluss im Zeitbereich zu erfassen. Deshalb werden in Abbildung 3-5 die Unterschiede beider Sensoren [46][47] im Zeitbereich aufgezeigt. Dafür wird der Sensorausgang mit einem 50 cm langen Kabel direkt an ein Oszilloskop angeschlossen (Z_0 Prüfling und $v_{\text{ref}}(t)$), während der jeweilige Sensormessausgang mit Hilfe eines Kabels der Länge von 75 cm mit einem zweites Oszilloskopkanal verbunden wird ($v_V(t)$ bzw. $v_I(t)$). Im Anschluss werden die Spannungssignale beider Kanäle aufeinander skaliert (80% bis 90% des Plateaus) und auf die steigende Flanke synchronisiert.

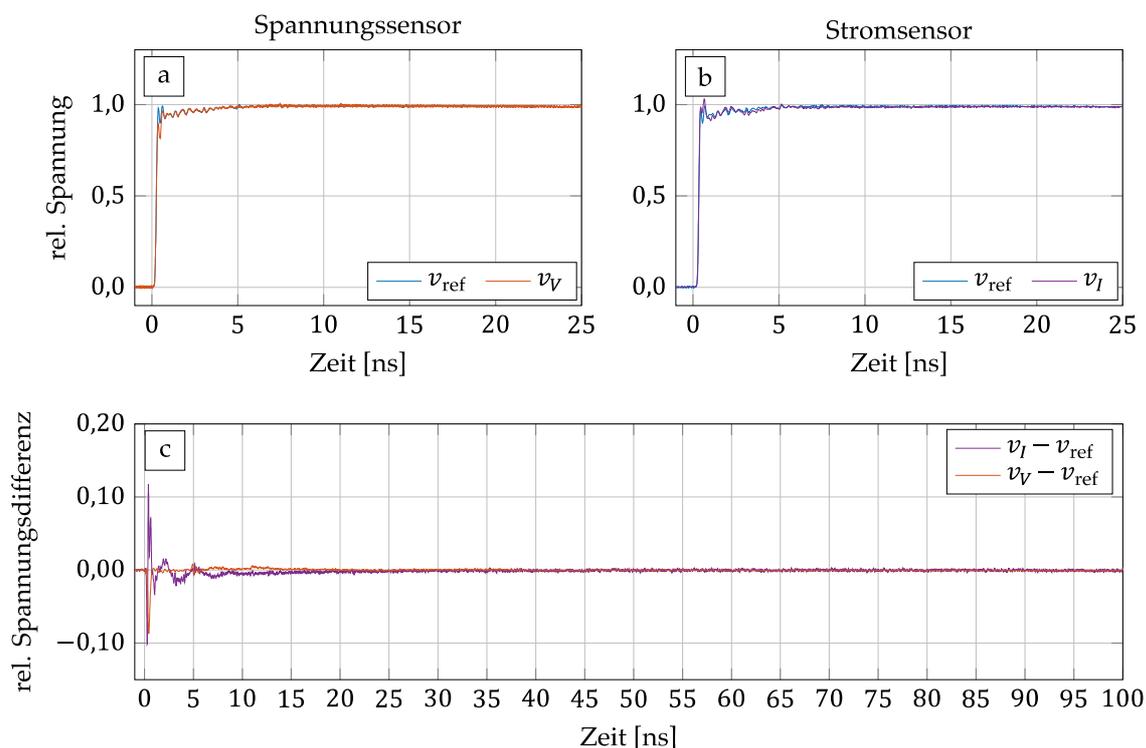


Abbildung 3-5. Signale der Strom- [46] und Spannungssensoren [47] eines Z_0 Prüflings (Oszilloskopeingang).

- (a) und (b) Skalierte und synchronisierte Signale am Prüfling (v_{ref}) und am Sensormessausgang (v_V bzw. v_I).
- (c) Die Differenz der Signale aus (a) und (b). Der Stromsensor zeigt mehr Artefakte.

In den Teilabbildungen a und b erkennt man das Verhalten der Sensoren in den ersten 25 ns einer 100 ns langen Anregung. Wie erwartet, werden die Plateaus richtig wiedergegeben. Die Ursache für die Unterschiede in den ersten 10 bis 20 ns ist das Übertragungsverhalten der Sensoren, der dispersive Effekt der Zuleitung in beiden Signalzweigen (vgl. nächsten Abschnitt) und die Reflexionen an den Oszilloskopeingängen (vgl. Abbildung 4-24 auf Seite 93).

In Abbildung 3-5c werden die Differenzen zwischen dem Referenzsignal am Prüfling und den Signalen an den Sensormessausgängen direkt miteinander verglichen. Dabei zeigt es sich, dass der Stromsensor ein Einschwingverhalten aufweist, das erst nach den ersten 15 bis 20 ns abgeklungen ist. Das Spannungssensorsignal dagegen erzeugt kleinere Abweichungen, die innerhalb der ersten Nanosekunden verschwinden. Die kleinen Signale innerhalb des Spannungssensorsignals bei 5 und 11 ns sind Artefakte aus dem jeweiligen Pfad (vgl. auch hier Abbildung 4-24 auf Seite 93).

Mit dieser Untersuchung zeigt sich der Spannungssensor als die vorteilhaftere Wahl, insbesondere im Blick auf das in dieser Arbeit vorgestellte TLP-Verfahren (Abschnitt 4.3).

3.3 KABEL

Die Kabel spielen eine wichtige Rolle innerhalb aller TLP-Verfahren, insbesondere wenn die kompletten Signalverläufe ausgewertet werden sollen. Dabei haben die frequenzabhängigen Verluste einen signifikanten Einfluss. Diese Leitungsverluste werden innerhalb der Ausbreitungskonstante γ

$$\gamma = \alpha_K + j\beta_K = \sqrt{(R' + sL')(G' + sC')}, \quad (3-6)$$

beschrieben, wobei α_K als Dämpfungskonstante und β_K als Phasenkonstante bezeichnet wird. Wie in Abschnitt 2.1.1 erwähnt, sind dabei alle Parameter unter der Wurzel frequenzabhängig. Um die Verluste dennoch in erster Näherung zu quantifizieren, wird häufig unter Annahme $|R'| \ll |sL'|$ und $|G'| \ll |sC'|$ für die Dämpfungskonstante

$$\alpha_K \approx \alpha_{\text{diel}} + \alpha_{\text{met}} \approx \frac{G'Z_0}{2} + \frac{R'}{2Z_0}. \quad (3-7)$$

angegeben [25] mit den Abschätzungen für die Verluste im Dielektrikum α_{diel} und im Metall α_{met} . Einige empirische Abschätzungen für die Frequenzabhängigkeit der Parameter sind in [30] und [50] aufgeführt.

Neben den Verlusten kommt es nach Durchlauf durch ein Kabel zu zusätzlichen Verzerrungen des Signals. Das erkennt man, wenn eine beliebige Anregung im Frequenzbereich untersucht wird [51]. Am Anfang der Leitung lautet die Fourierreihe der Anregung

$$v(t, 0) = \frac{V_{\text{TLP}}}{2} \sum_{n=1}^{\infty} [b_n \cos(\omega_n t) + c_n \sin(\omega_n t)]. \quad (3-8)$$

Am Ende der l -langen Leitung geht diese Gleichung in

$$v(t, l) = \frac{V_{\text{TLP}}}{2} \sum_{n=1}^{\infty} e^{-\alpha_K l} [b_n \cos(\omega_n t - \beta_K l) + c_n \sin(\omega_n t - \beta_K l)] \quad (3-9)$$

über. Nicht nur die Abnahme der Amplitude der einzelnen Spektralkomponenten nimmt in Abhängigkeit der Frequenz unterschiedlich ab, sondern auch die Phasenlage ist je nach Frequenzverlauf der Beläge verschieden. Beide Effekte führen zu einer Abnahme der Pulsamplitude und zu einer „Verschmierung“ der steigenden Flanken. Im Verlauf der Arbeit werden beide Effekte zusammengefasst und als *dispersiver Effekt* bezeichnet.

Es zeigt sich, dass die Modellierung der Frequenzabhängigkeit der Materialparameter von vielen Faktoren¹⁰ abhängt [52], die Messung des Frequenzverhaltens dieser Parameter bei kurzen Kabellängen und hohen Bandbreiten in dem Gigahertz-Bereich sehr herausfordernd ist [50] und kleine Messabweichungen zu sichtbaren Fehlern führen [51]. Deshalb wird hier nur eine empirische Darstellung der Pulsveränderungen aufgrund der im experimentellen Aufbau verwendeten Kabel unterschiedlicher Länge aufgezeigt. Dazu wird der TLP-Generator mit Hilfe eines 2 cm langen Adapters direkt an einem Oszilloskopeingang angeschlossen und so ein 100 ns Referenzsignal $v_R(t)$ als Mittelwert von 1000 Pulsen erzeugt (skaliert auf das Maximum des Signals). Anschließend werden anstelle des Adapters drei Kabel desselben Typs [48] aber mit unterschiedlicher Länge zwischen Generator und demselben Oszilloskopeingang eingefügt. Das Ausgangssignal wird auf die gleiche Weise vermessen¹¹ und skaliert. Die Differenz beider Signale ($[v_R(t) - v_K(t)] \cdot 100$) der unterschiedlichen Kabellängen ist in Abbildung 3-6a dargestellt. Um die Signale besser vergleichen zu können, wird in Abbildung 3-6b eine stark gefilterte Version gezeigt.

Man erkennt anhand des abfallenden Verlaufs, dass in den ersten Nanosekunden das Referenzsignal größer ist als die jeweiligen Kabelmessungen. Daraus lässt sich erwartungsgemäß ableiten: je länger das Kabel, desto mehr hochfrequente Anteile fehlen innerhalb der Flanke.

Das Verhalten des 36 cm langen Kabels zeigt zu Beginn eine kleinere Abweichung im Vergleich zu den anderen Kabeln (erwartet), generell hat dieser Puls aber eine kleinere Steigung im Plateau als das Referenzsignal. Da dieser Effekt sich im Bereich von 0,2 Promille zeigt, wird er nicht weiter untersucht. Der hauptsächliche Einfluss der beschriebenen Unterschiede beläuft sich darauf, dass die Differenz

¹⁰ Diese, für die Modellierung benötigten Material- und Geometrieparameter, werden von den Herstellern nicht bereitgestellt.

¹¹ Die Synchronisierung wurde dadurch hergestellt, dass das Auslöser-Niveau (engl. „trigger level“) bei allen Kabellängen gleich gewählt wurde.

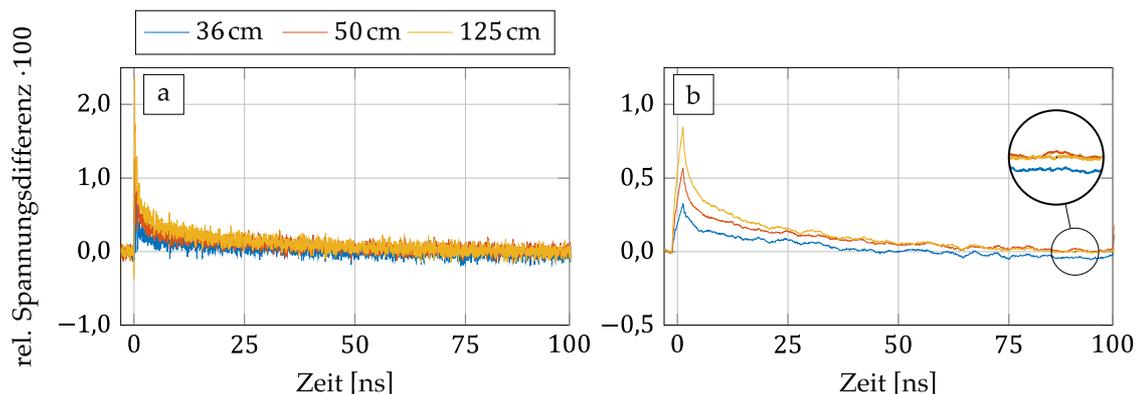


Abbildung 3-6. Signalunterschiede nach dem Durchlaufen durch Kabel unterschiedlicher Länge.

(a) Skalierte Differenz eines Referenzsignals zu einem Signal derselben TLP-Anregung am Ende eines Kabels unterschiedlicher Länge.

(b) Die Signale aus (a), jedoch stark gefiltert (gleitender Mittelwert mit Filterfenster 5% der Pulslänge).

auch mit Gl.(2-20) als Strom des Prüflings interpretiert wird und bei Auswertung von $\psi(i)$ bzw. $q(i)$ zu abweichenden Ergebnissen führt. Da aber die Signale je nach Verfahren mehrmals durch unterschiedliche Kabel laufen, kann diese Abweichung nicht mit dem beschriebenen Experiment pauschal quantifiziert werden. Nichtsdestotrotz spielt der dispersive Effekt zusätzlich bei der Rekonstruktion der Anregung in Abschnitt 4.3.6 eine wichtige Rolle.

4 TRANSMISSION LINE PULSING: ENTWICKLUNG EINES NEUEN VERFAHRENS

Nachdem die Grundlagen und die Einflüsse der Komponente eines TLP-Verfahrens erläutert wurden, werden in diesem Kapitel die konkreten Realisierungen von TLP-Aufbauten genauer diskutiert. Die ersten beiden Abschnitte handeln von etablierten Methoden. Dabei wird zunächst auf das Standard-TLP-Verfahren eingegangen und eine Erweiterung dieses Verfahrens beschrieben. Als nächstes dient das very fast TLP-Verfahren als Ausgangspunkt für eine Weiterentwicklung: das sensor gap TLP. Dieses Verfahren wird zunächst in der idealisierten Grundidee erörtert, anschließend eine Erweiterung der Modelle, die die Effekte eines realen Messaufbaus berücksichtigen, aufgezeigt und schlussendlich die Kalibrierung des Verfahrens beschrieben.

4.1 STANDARD-TLP

Das Standard-TLP-Verfahren ist weit verbreitet und wird für die Charakterisierung von elektronischen Bauelementen eingesetzt. Dieser Abschnitt beschreibt die zugrundeliegende Messmethode, deren Kalibrierung [36] und eine Erweiterung des Verfahrens, mit dem die Auflösung am Pulsanfang erhöht werden kann.

4.1.1 MESSAUFBAU

Das Standard-TLP-Verfahren ist für Pulsdauern von größer als 10 ns spezifiziert und benutzt zwei Sensoren: einem Strom- und einen Spannungssensor. Aufgrund des Bandpassverhaltens und Transformatorprinzips verändert der Stromsensor die Anregung des TLP-Generators mehr als der Spannungssensor (vgl. Abschnitt 3.2.1). Deswegen wird meistens der Stromsensor vor den Spannungssensor geschaltet, damit diese Unterschiede zwischen den Sensoren nicht in den Messergebnissen vorkommen.

Der Aufbau mit einer Suppressordiode als Prüfling ist in Abbildung 4-1a dargestellt. Zusätzlich sind die Messsignale beider Sensoren beispielhaft bei einer einzigen Vorladespannung von 80 V und daraus extrahierte quasistatische v - i -Charakteristik daneben in Abbildung 4-1b und c abgebildet.

Da es nicht möglich ist, bei zwei Sensoren sowohl den Strom als auch die Spannung an demselben Punkt zu messen, erreichen die Anregungen und die Prüflingsantwort verzögert zueinander die Sensoren. Zwischen den Signalen entsteht dadurch immer ein Versatz, da sich vor allem die Anregung und die Prüflingsantwort in gegenläufige Richtungen ausbreiten. Um diesen Effekt zu kompensieren, muss diese Verzögerung so minimal wie möglich gehalten werden. Das kann mit kleinen Adaptern zwischen den Sensoren bzw. mit Positionierung

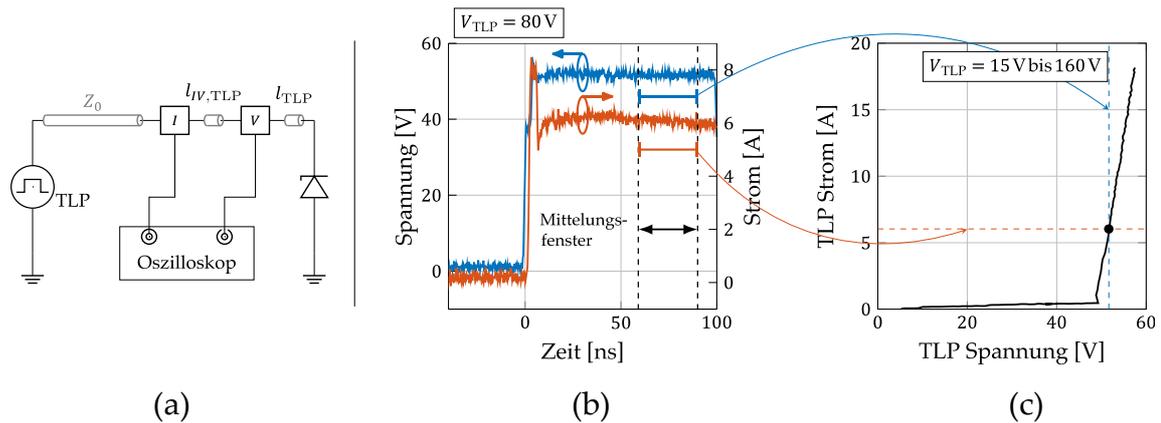


Abbildung 4-1. Messablauf für das Standard-TLP-Verfahren.

- Messaufbau mit zwei Sensoren und einer Suppressordiode als Prüfling.
- Beispielfhaft die Sensorsignale des Spannungs- und Stromsensors bei einer Vorladespannung $V_{TLP} = 80 \text{ V}$
- Die v - i -Charakteristik einer Suppressordiode

beider Sensoren direkt am Prüfling bewerkstelligt werden (was dem Verkleinern von $l_{IV,TLP}$ und l_{TLP} entspricht).

Die Überlappung der Anregung und der Prüflingsantwort nach dem Versatz entspricht dem quasi-statischen Verhalten des Prüflings. Deshalb werden für die Auswertung nicht die kompletten Sensordaten verwendet. Man konzentriert sich auf den hinteren Bereich der Sensorsignale, da dort alle transienten Vorgänge (vom Sensor oder vom Prüfling) eingeschwungen sind. Anschließend wird für ein Vorladespannung anhand eines Mittelungsfensters ein Wert für Strom und Spannung bestimmt, dieses Wertepaar in die v - i -Charakteristik aufgenommen und die Vorladespannung erhöht. So kann das komplette quasi-statische Verhalten vermessen werden, wie z.B. in Abbildung 4-1c dargestellt ist. Dort erkennt man das Schutzverhalten der Diode. Üblicherweise wird zwischen zwei Pulsen unterschiedlicher Vorladespannung noch ein Funktionaltest durchgeführt, um zu sehen, ob das Bauelement durch die letzte Pulsbelastung beschädigt wurde oder nicht.

4.1.2 KALIBRIERUNG

Bevor die Kalibrierung der Sensoren durchgeführt wird, werden zunächst die Verzögerungen zwischen den Sensoren angepasst. Dafür wird ein Leerlauf-Prüfling vermessen und die Signale auf die erste steigende Flanke ausgerichtet. An dieser Stelle ist bemerkenswert, dass auch auf die zweite Flanke ausgerichtet werden könnte, nur ist dies bei sehr kleinen Verzögerungen (z.B. $cl_{TLP} \ll 1 \text{ ns}$ und üblichen Abstraten um 40 GHz) schwer umsetzbar, da die erste und die zweite

Flanke messtechnisch kaum voneinander zu unterscheiden sind. In dem nächsten Abschnitt wird jedoch die Wahl der Flanke wichtig.

Für die weitere Kalibrierung des Standard-TLP-Verfahrens benötigt man vier Faktoren [36][53]. Davon sind zwei Übertragungskonstanten K_I und K_V für beide Sensoren inklusive eventueller Dämpfungsglieder, die die Oszilloskop-Eingänge vor Überlastung schützen, falls hohe Ströme und Spannungen gemessen werden sollen. Außerdem benötigt man zwei Werte für die Kontakt- bzw. Messwiderstände, die sich aufgrund des Messaufbaus ergeben. Das Ersatzschaltbild für den Aufbau mit dem Messwiderstand $R_{\text{Mess}} = R_V + Z_0$ und Kontaktwiderstand R_K ist in Abbildung 4-2 gezeigt.

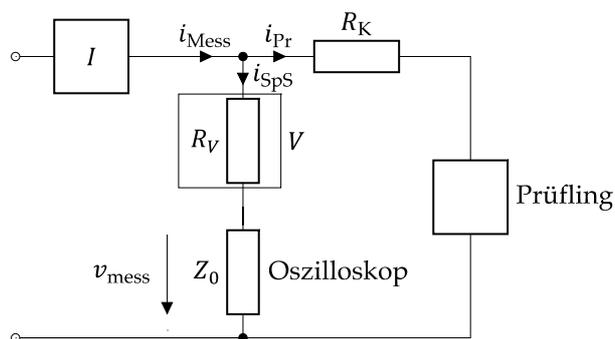


Abbildung 4-2. Ersatzschaltbild für das Standard-TLP mit einem Stromsensor (I) und einem Spannungssensor (V).

Die Faktoren K_I und K_V werden anhand zwei Prüflingen bestimmt. Dabei benutzt man für K_I einen Widerstand mit einem bekannten Wert R_{ref} und für K_V eine Zener-Diode mit bekannter Durchbruchspannung $V_{\text{DB,ref}}$. R_{Mess} wird mit einem Leerlauf und R_K mit einem Kurzschluss ermittelt. Bei der Bestimmung aller Widerstandswerte und der Durchbruchspannungen wird eine lineare Regressionsgerade verwendet. Diese Gerade wird durch die Auswertung der Messwerte beider Sensoren, die innerhalb eines festgelegten Bereiches der Vorladespannung gemessen werden, berechnet.

Der Ablauf der Kalibrierung läuft wie folgt ab: zunächst wird eine Schätzung K_I' und K_V' mit Hilfe von Angaben in den Datenblättern durchgeführt und für $R_K = 0 \Omega$ angenommen. Zusammen mit einem Dämpfungsfaktor K_{dB}^{12} gilt für K_V' :

$$K_V' = \left(\frac{R_V + Z_0}{Z_0} \right) K_{\text{dB}}. \quad (4-1)$$

¹² Wenn kein Dämpfungsglied verwendet wird: $K_{\text{dB}} = 1$

Beim Vermessen vom Leerlaufprüfling gilt $i_{Pr} = 0$ und es ergibt sich aus der Steigung der Regressionsgeraden

$$R_{\text{mess}} = R_V + Z_0 = \frac{v_{\text{mess,LL}} \cdot K_V'}{i_{\text{mess,LL}} \cdot K_I'} \quad (4-2)$$

wobei beide Messwertkurven gespeichert werden, um R_{mess} im Verlauf der Kalibrierung mit genauer bestimmten K_I und K_V zu aktualisieren. Im nächsten Schritt wird die Durchbruchspannung V_{DB} einer Zener-Diode gemessen (und die Messwerte gespeichert) und mit dem bekannten Wert $V_{DB,\text{ref}}$ verglichen. Dabei ist darauf zu achten, dass V_{DB} anhand des Schnittpunktes der Regressionsgerade des Durchbruchbereichs der Diode mit der v -Achse ermittelt wird. Durch den Vergleich ergibt sich

$$K_V = \frac{V_{DB,\text{ref}}}{V_{DB}}. \quad (4-3)$$

Mit dem neuen Wert von K_V wird R_{mess} aktualisiert. Durch die Messung eines bekannten Widerstands $R_{\text{ref}} \gg R_K$ wird der Faktor K_I anhand

$$K_I = K_V R \left(\frac{1}{R_{\text{mess}}} + \frac{1}{R_{\text{ref}}} \right) \quad (4-4)$$

bestimmt, wobei R der Steigung der linearen Regression der gemessenen v - i -Charakteristik entspricht. Mit diesem neuen K_I werden sukzessiv sowohl R_{mess} , K_V als auch K_I nachjustiert. Im letzten Schritt wird ein Kurzschlussprüfling mit $R_{KS} \ll R_K$ vermessen. Dadurch ergibt sich für die v - i -Charakteristik des Kurzschlusses

$$i_{KS} = K_I i_{\text{mess}} - \frac{K_V v_{\text{mess}}}{R_{\text{mess}}} \quad (4-5)$$

$$v_{KS} = K_V v_{\text{mess}} \quad (4-6)$$

und wieder über die Steigung der linearen Regression der Wert für R_K . Für die eigentliche Messung mit dem Standard-TLP folgt mit den bestimmten Kalibrierungsfaktoren

$$i(t) = K_I I_{\text{mess}} - \frac{K_V}{R_{\text{mess}}} V_{\text{mess}} \quad (4-7)$$

$$v(t) = K_V V_{\text{mess}} - I R_K. \quad (4-8)$$

Anschließend empfiehlt es sich, die Kalibrierungsroutine mit denselben Prüflingen erneut durchzuführen; nur diesmal entspricht die erste Schätzung nicht den

Angaben aus den Datenblättern, sondern den zuletzt bestimmten Faktoren. Dadurch lassen sich Fehler vermeiden.

4.1.3 ERWEITERTES STANDARD-TLP-VERFAHREN

Beim Standard-TLP-Verfahren gibt es durch den Versatz der Zuleitung l_{TLP} und durch den Abstand $l_{\text{IV,TLP}}$ zwischen den Sensoren Artefakte, durch die der vordere Bereich der Sensorsignale verzerrt wird. Die Idee hinter dem erweiterten Standard-TLP besteht darin, diese Artefakte im Nachhinein entweder durch weitere Messung von zusätzlichen Prüflingen oder durch eine Abschätzung dieser zusätzlichen Messsignale anhand der eigentlichen Prüflingsmesssignale zu beseitigen.

Betrachtet man das Spannungssignal eines beliebigen Prüflings, so stellt sich das $v(t)$ mit der Verzögerungszeit $\Delta t_{\text{TLP}} = l_{\text{TLP}}/c$ und $\Delta t_{\text{IV,TLP}} = l_{\text{IV,TLP}}/c$ wie folgt zusammen¹³:

$$v_{\text{ist}}(t) = v_{\text{h}}(t - \Delta t_{\text{IV,TLP}}) + v_{\text{r}}(t - \Delta t_{\text{IV,TLP}} - 2\Delta t_{\text{TLP}}); \quad (4-9)$$

gesucht ist aber

$$v_{\text{soll}}(t) = v_{\text{h}}(t - \Delta t_{\text{IV,TLP}} - 2\Delta t_{\text{TLP}}) + v_{\text{r}}(t - \Delta t_{\text{IV,TLP}} - 2\Delta t_{\text{TLP}}) \quad (4-10)$$

am Prüfling selbst. Zieht man nun G. (4-10) von der Gl. (4-9) ab, so folgt

$$\begin{aligned} v_{\text{ist}}(t) - v_{\text{soll}}(t) &= v_{\text{h}}(t - \Delta t_{\text{IV,TLP}}) - v_{\text{h}}(t - \Delta t_{\text{IV,TLP}} - 2\Delta t_{\text{TLP}}) \\ &= v_{\text{KS}}(t) \end{aligned} \quad (4-11)$$

$$\Rightarrow v_{\text{soll}}(t) = v_{\text{ist}}(t) - v_{\text{KS}}(t). \quad (4-12)$$

Analog ergibt sich für den Strom

$$i_{\text{soll}}(t) = i_{\text{ist}}(t) - i_{\text{LL}}(t). \quad (4-13)$$

Dabei ist $v_{\text{KS}}(t)$ bzw. $i_{\text{LL}}(t)$ als das Signal gekennzeichnet, das am Ort des jeweiligen Sensors gemessen wird und nicht die Spannung bzw. der Strom am Kurzschluss bzw. Leerlauf selbst. Wenn man also zusätzlich zum Prüfling bei gleicher Vorladespannung die Signale für Strom des Leerlaufs und die Spannung des Kurzschlusses vermisst, kann man die Artefakte teilweise beseitigen. Dadurch verdreifacht sich allerdings der Messaufwand. Abgesehen davon, dass die Güte des

¹³ Der Nullzeitpunkt $t_0 = 0$ wird beim Auftreffen der Anregung am Stromsensor definiert.

Leerlauf- und Kurzschlussprüflings hoch sein muss, um keine weiteren Artefakte hinzuzufügen.

Der Anteil der Artefakte, der nicht kompensiert werden kann, ist das Einschwingverhalten der einzelnen Sensoren. Das liegt daran, dass dieses Einschwingverhalten bei jedem Ankommen eines neuen Signals wiederholt auftritt; also auch beim Auftreffen des hin- *und* des rücklaufenden Pulses. Insbesondere spielen dabei für den Verlauf dieses Einschwingverhaltens die Amplitude und die Polarität des ankommenden Pulses eine entscheidende Rolle. Die größten Artefakte entstehen dementsprechend, wenn z.B. das Spannungssignal eines Leerlaufs mit dem Spannungssignal eines Kurzschlusses kompensiert wird. Dennoch können die dadurch kompensierten Signale bei vernachlässigbarem Einschwingverhalten für Analysen der dynamischen Charakteristik von Prüflingen bessere Ergebnisse liefern als die Signale des herkömmlichen Standard-TLP-Verfahrens.

Um den Messaufwand zu verringern, kann die Form der Anregung aus den Messsignalen abgeschätzt werden. Dafür betrachtet man die Addition von Gl. (2-19) und Gl. (2-20):

$$v_p(t) + i_p(t)Z_0 = v_h(t) + v_r(t) + v_h(t) - v_r(t) = 2v_h(t). \quad (4-14)$$

Vergleicht man dagegen die Ergebnisse der Sensorausgänge (kalibriert, aber ohne Einschwingverhalten)

$$Z_0 i_{\text{Mess}}(t) = v_h(t) - v_r(t - 2\Delta t_{IV,TLP} - 2\Delta t_{TLP}) \text{ und} \quad (4-15)$$

$$v_{\text{Mess}}(t + \Delta t_{IV,TLP}) = v_h(t) + v_r(t - 2\Delta t_{TLP}) \quad (4-16)$$

so erkennt man, dass eine einfache Addition der Messsignale durch den Abstand zwischen den Sensoren und dem Ausrichten auf die erste Flanke nicht dem Ergebnis aus Gl. (4-14) entspricht. Außerdem ist der genaue Betrag von Z_0 nicht bekannt. Um dennoch die Anregung anhand der Sensorsignale eines beliebigen Prüflings zu bestimmen, wurden Messaufbau und Messdaten des Stromsensors wie folgt verändert:

1. Verlängerung von l_{TLP} um mindestens die äquivalente Länge des Einschwingverhaltens des Stromsensors.
2. Verschiebung von $i_{\text{Mess}}(t)$ zu $i_{\text{Mess}}(t + 2\Delta t_{IV,TLP})$, sodass sowohl Strom- als auch Spannungssignal auf den Anfang der Prüflingsantwort synchronisiert sind.
3. Bestimmung von Z_0 aus den Daten des Anregungsartefaktes am Anfang beider Sensorsignale (im Bereich nach dem Einschwingen des jeweiligen Sensors, aber kurz vor dem Eintreffen der Prüflingsantwort).

4. Ersetzen des Anregungsartefaktes innerhalb der Daten des Stromsensors durch die mit Z_0 skalierten Daten des Spannungssensors.

Die Summe in Gl. (4-14) führt dann auf die Anregung $v'_h(t)$, mit der wiederum durch Verschieben um $2\Delta t_{\text{TLP}} (\equiv v'_h(t - 2\Delta t_{\text{TLP}}))$ und Addition bzw. Subtraktion jeweils auf $v'_{\text{KS}}(t)$ und $i'_{\text{LL}}(t)$ geschlossen werden kann. Diese abgeschätzten Signale haben dann nur Artefakte im Bereich der Prüflingsantwort mit der Dauer des längsten Einschwingverhaltens beider Sensoren. Abbildung 4-3a zeigt beispielhaft ein gemessenes $v_{\text{KS}}(t)$ und ein rekonstruiertes $v'_{\text{KS}}(t)$ und in Abbildung 4-3b ist die Differenz beider Signale $v'_{\text{KS}}(t) - v_{\text{KS}}(t)$ dargestellt. Dabei wurde der Kurzschluss mithilfe von 50 Ω -Kontaktierungsnadeln (40 GHz-Bandbreite) auf einem goldbeschichteten Substrat realisiert.

Es zeigt sich in diesem Beispiel, dass bis ca. 5 ns beide Signale bis auf das Rauschen identisch sind, wobei der Zeitstempel 5 ns auch den Bereich markiert, bis zu dem die Ersetzung aus 4. angewendet wurde. Ab der Zeitmarke von 5 ns gibt es einen Unterschied, der sich aus einer Mischung des dispersiven Effektes (vgl. Abschnitt 3.3) und der Einschwingverhalten beider Sensoren (vgl. Abschnitt 3.2.3) zusammensetzt. Zusätzlich sind noch Reflexionen des Stromsensors ca. alle 6 ns (die Dauer äquivalent zu der Kabellänge l_{TLP}) zu erkennen.

Diese Ausführungen zeigen, dass die Auflösung beider Signale am Anfang der Pulse auch ohne zusätzlichen Messaufwand erhöht werden kann. Dennoch werden dadurch die Artefakte nicht gänzlich beseitigt, da neben dem dispersiven Effekt die Einflüsse des Einschwingverhaltens des Stromsensors die ersten Nano-

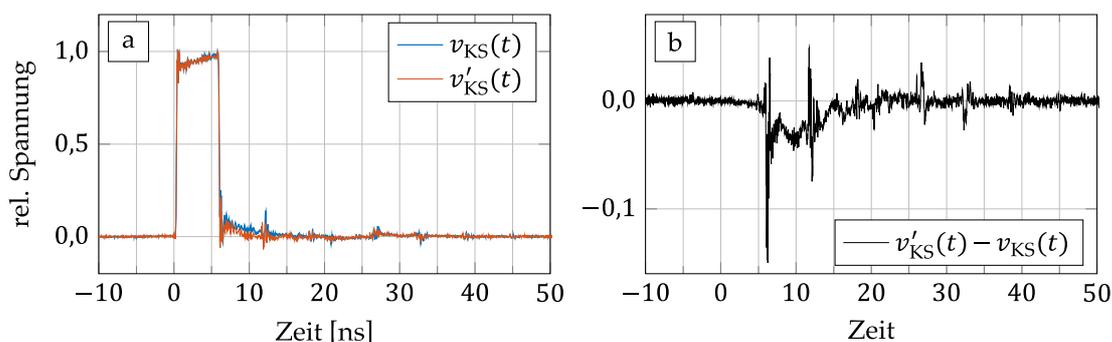


Abbildung 4-3. Vergleich zwischen Spannungssignalen eines Kurzschlussprüflings einer Messung und einer Rekonstruktion.

Die Rekonstruktion bildet die Messung gut ab.

Unterschiede ergeben sich durch das Einschwingverhalten der Sensoren und durch Kabelverluste.

- (a) Gemessenes $v_{\text{KS}}(t)$ und rekonstruiertes $v'_{\text{KS}}(t)$ Signal normiert auf $V_{\text{TLP}}/2$.
- (b) Differenz beider Verläufe $v'_{\text{KS}}(t) - v_{\text{KS}}(t)$.

sekunden stark dominieren. Zusätzlich sind noch weitere Artefakte durch Mehrfachreflexionen im Messaufbau vorhanden.

4.2 VERY FAST TLP

Bei dem very fast TLP (vfTLP; „*very fast*“ engl. für „sehr schnelles TLP“) Verfahren wird der Strom und die Spannung nicht direkt gemessen, sondern man versucht, die Anregung zeitlich von der Antwort des Prüflings zu trennen. Das erreicht man durch eine lange Verzögerungsleitung, deren äquivalente Länge $c \cdot l_{\text{vfTLP}}$ größer ist als die Anregungsdauer t_p . Auf diese Weise ist nur ein einziger Sensor (Strom- oder Spannungssensor) nötig. Dabei wird dieses Verfahren häufig zur Analyse von schnellen Vorgängen bei kurzen Anregungspulsen bis 10 ns verwendet [36, 54]. Im Rahmen dieser Arbeit wird dieses etablierte Verfahren für den direkten Vergleich innerhalb der ersten Nanosekunden im Strom- und Spannungsverlauf des Prüflings eingesetzt.

4.2.1 MESSAUFBAU

Der Aufbau mit einem Spannungssensor und einer Suppressordiode als beispielhaften Prüfling ergibt sich nach Abbildung 4-4a. Die Signale bei einer $t_p = 5$ ns Anregung und einer Amplitude oberhalb der Durchbruchspannung der Diode sind in Abbildung 4-4b dargestellt: im Zeitbereich zwischen 0 ns und 20 ns erkennt man den Anregungspuls $v_h(t)$ und ab ca. 32 ns beginnt die Antwort der Diode $v_r(t)$ auf diese Anregung. Hier zeigt sich, dass je nach Pulsgenerator die nötige Länge l_{vfTLP} größer sein muss als die Dauer der Anregung. Die fallende Flanke der Anregung ist aufgrund des Tiefpassverhaltens der vorgeladenen Kabel (vgl. Abschnitt 2.1.2) nicht so scharf wie die steigende Flanke. Außerdem kommt es zu Reflexionen, die durch geringe Fehlanpassung des Sensors und Ausgang des Generators (oder durch andere Quellen) auftreten. In diesem Beispiel muss die äquivalente Länge des Kabels mindestens $2,5t_p$ betragen, damit sich das Ende der Anregung und der Anfang der Antwort nicht überlappen und dadurch Artefakte erzeugen. Insbesondere kann man die Reflexionen mit Hilfe von einigen Maßnahmen (dargestellt unter anderem in [55]) minimieren. Für diese Arbeit wird für alle Verfahren ein Dämpfungsglied von 3 dB am Generatorausgang platziert.

Abbildung 4-4c zeigt im rechten Schaubild die synchronisierte Überlagerung beider Signale und links daneben jeweils die nach Gl. (2-19) berechnete Spannung und den sich nach Gl. (2-20) ergebenden Strom. Die Erläuterungen zu den Verläufen sind in Abschnitt 5.1 aufgeführt.

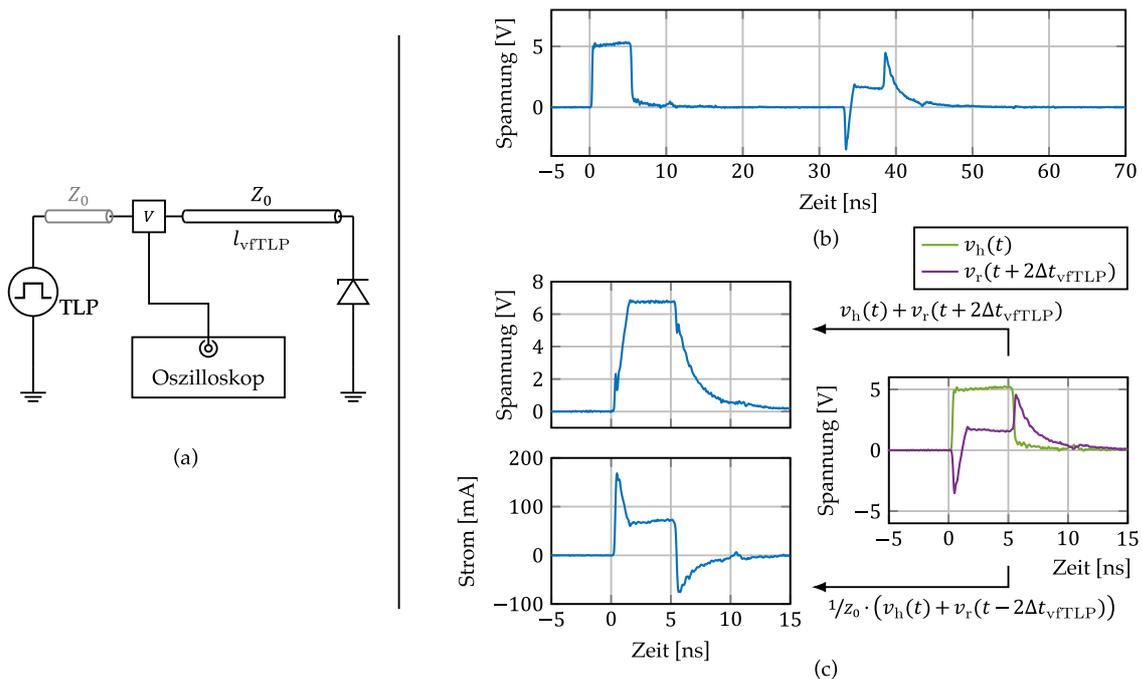


Abbildung 4-4. Messablauf für das very fast TLP (vfTLP)-Verfahren.

- (a) Messaufbau mit einem Spannungssensor und einer Suppressordiode als Prüfling.
Zwischen den beiden Elementen befindet sich ein Kabel der Länge l_{vfTLP} , um die Anregung von der Prüflingsantwort zeitlich trennen zu können.
- (b) Beispielhaft die Sensorsignale des Spannungssensors bei einer Vorladespannung $V_{TLP} = 10$ V (oberhalb der Durchbruchspannung der Diode).
- (c) *Rechts* die synchronisierte Anregung und Prüflingsantwort; *links* die Spannung und der Strom der Diode.

4.2.2 KALIBRIERUNG

Die Kalibrierung wird durch zwei Aspekte bestimmt [36]: die Einflüsse des Kabels und die des Sensors. Die Kabeleinflüsse belaufen sich in einem einfachen Ansatz auf die Verzögerungszeit Δt_{vfTLP} und die frequenzunabhängige Kabeldämpfung δ_{vfTLP} . Für eine genauere Kalibrierung, die auch das Frequenzverhalten der Kabel und des Sensors mitberücksichtigt, kann optional und vorab die Übertragungsfunktion der beiden Elemente vermessen werden [56][57]. Da aber die nötige Messausrüstung mit ausreichender Auflösung für [56] nicht vorhanden war und die Ansätze in [57] sehr spät im Verlauf der Arbeit veröffentlicht wurden, wurde hier nur der einfache Ansatz verfolgt.

Zunächst wird anhand eines Leerlaufprüflings Δt_{vfTLP} und δ_{vfTLP} bestimmt. Die Methoden für die Verzögerungszeitbestimmung sind in [58] zusammengefasst

(vgl. dazu auch entsprechend Abschnitt 4.4.3). Die Gleichstromdämpfung wird über den Vergleich der Plateaus¹⁴ zwischen der Anregung und der Antwort bestimmt. Dadurch, dass sowohl die Anregung als auch das Antwortsignal der Leerlaufprüflings jeweils einmal durch das Kabel laufen, gilt

$$\delta_{\text{vFTLP}} = \sqrt{V_{r,PI}/V_{h,PI}}, \quad (4-17)$$

wobei $V_{h,PI}$ und $V_{r,PI}$ die gemessenen (Mittel-)Werte der Plateaus darstellen.

Die Kalibrierung des Übertragungsfaktors des Spannungssensors geschieht analog zu dem Standard-TLP-Verfahren (Abschnitt 4.1.2). Hier muss darauf geachtet werden, dass die Zener-Diode schnell genug einschwingt, damit die Durchbruchspannung und nicht das Einschaltverhalten vermessen wird. Für Z_0 wird pauschal 50Ω angenommen.

4.3 SENSOR GAP TLP: METHODE FÜR SCHNELLE FLANKEN UND LANGE PULSE

Insgesamt ist das vFTLP ein gut etabliertes und leistungsfähiges Instrument, um schnelle Vorgänge im sub-ns-Bereich zu analysieren. Es wird im folgenden Abschnitt als Ausgangspunkt für ein neues Verfahren dienen, mit dem die Einschränkung auf kurze Pulse (typ. 5 ns) überwunden werden soll. Hierfür wird zunächst die Grundidee hinter dem Verfahren erläutert und die Vorgehensweise anhand von Simulationen beschrieben. In anschließenden Abschnitten wird das Prinzip experimentell umgesetzt und erprobt.

4.3.1 GRUNDIDEE DER METHODE

Bei allen TLP-Verfahren sollen zwei unabhängige physikalische Größen, Strom und Spannung, bestimmt werden. Dazu müssen beide Messvorgänge unabhängig sein (vgl. Abschnitt 2.1.3.).

Beim Standard-TLP-Verfahren wird versucht, Strom und Spannung direkt am Prüfling zu erfassen und somit die Unabhängigkeit durch die direkte Messung der gesuchten Größen sicherzustellen.

Das vFTLP-Verfahren benutzt dagegen zwei andere Signale: den hin- und den rücklaufenden Spannungspuls. Hier handelt es sich ebenfalls um zwei unabhängige Messungen, aus denen durch Superposition Strom bzw. Spannung am Prüfling bestimmt werden kann. Um diese unabhängigen Signale zu erhalten, werden die charakteristischen Signale zeitlich getrennt gemessen. Dazu ist, wie bereits erwähnt, nur ein Sensor und ein einziges Kabel notwendig. Dabei muss die

¹⁴ Wenn bei kurzen Pulsen kein Plateau vorhanden ist, benutzt man die maximalen Werte im hinteren Bereich der Pulse

notwendige Voraussetzung, dass die doppelte Verzögerungszeit des Kabels größer ist als die Anregungsdauer, erzeugt werden. In diesem Kontext stellt sich die Frage, ob es möglich ist, dieses Prinzip auch für eine längere Anregungsdauer zu nutzen, ohne die Kabellängen an die Dauer des Generatorpulses anpassen zu müssen. Diese Frage wird im Folgenden diskutiert.

Ist die Anregungsdauer länger als die doppelte Kabelverzögerungszeit, wird eine Überlagerung des hin- und des rücklaufenden Signals am Ort des Sensors gemessen. Dadurch geht die Unabhängigkeit der Messung des hin- und rücklaufenden Spannungssignals verloren. Ferner entstehen bei zwei verschiedenen Kabellängen auch unterschiedliche Überlagerungen der Signale. Wenn man aber anstelle von zwei unterschiedlichen Kabellängen die Signale an zwei unterschiedlichen Orten entlang der Zuleitung vom Generator zum Prüfling abgreift, ergibt sich so ein einziger Messvorgang beider Signalanteile mit unterschiedlichen Überlagerungszeitpunkten. Durch den Vergleich beider Sensorsignale erreicht man zumindest lokal eine Unabhängigkeit der Generatoranregung von der Prüflingsantwort. Wie in der folgenden Diskussion gezeigt wird, reicht dieser lokale Unterschied aus, um auf eine globale getrennte Darstellung des hin- und rücklaufenden Pulses zu schließen. Dabei wird dieses Prinzip für die Entwicklung eines neuartigen Verfahrens genutzt.

Da sich bei diesem Messaufbau eine Lücke zwischen den Sensoren ergibt, wird das Verfahren als Sensor Gap TLP (sgTLP; „*sensor gap*“ engl. für „Lücke zwischen Sensoren“) bezeichnet. Ist sowohl der Verlauf der Anregung als auch der Antwort bekannt, kann damit – ähnlich dem vfTLP-Verfahren – Strom und Spannung am Ort des Prüflings berechnet werden.

Der Aufbau des sgTLP ist in Abbildung 4-5a dargestellt. Dort ist abzulesen, dass die Signale an zwei unterschiedlichen Orten entlang der Verbindung zwischen dem Prüfling und dem Pulsgenerator gemessen werden. Die Wahl der Sensorart spielt hierbei prinzipiell keine Rolle, da die Strom- und Spannungssignale, die sich im System ausbreiten, durch die Systemimpedanz miteinander verknüpft sind. Dennoch ist es vorteilhafter, beide Sensoren als Spannungssensoren auszuführen (vgl. Abschnitt 3.2.3).

In der folgenden Analyse werden die Sensoren und die Kabel zunächst als ideal angenommen; das bedeutet, dass die Kabel und Sensoren perfekt an Z_0 angepasst sind und die Kabel keine Dämpfungseffekte aufweisen. Dieses Modell für die Messsignalerzeugung wird im Verlauf nach und nach erweitert, um die Eigenschaften realer Kabel und Sensoren besser widerzuspiegeln. Als Prüfling dient exemplarisch eine Kombination aus einer Induktivität und Systemimpedanz Z_0 , da die resultierenden Signale intuitiver verständlich sind und dadurch die Abläufe während der Methodik ersichtlicher dargestellt werden können.

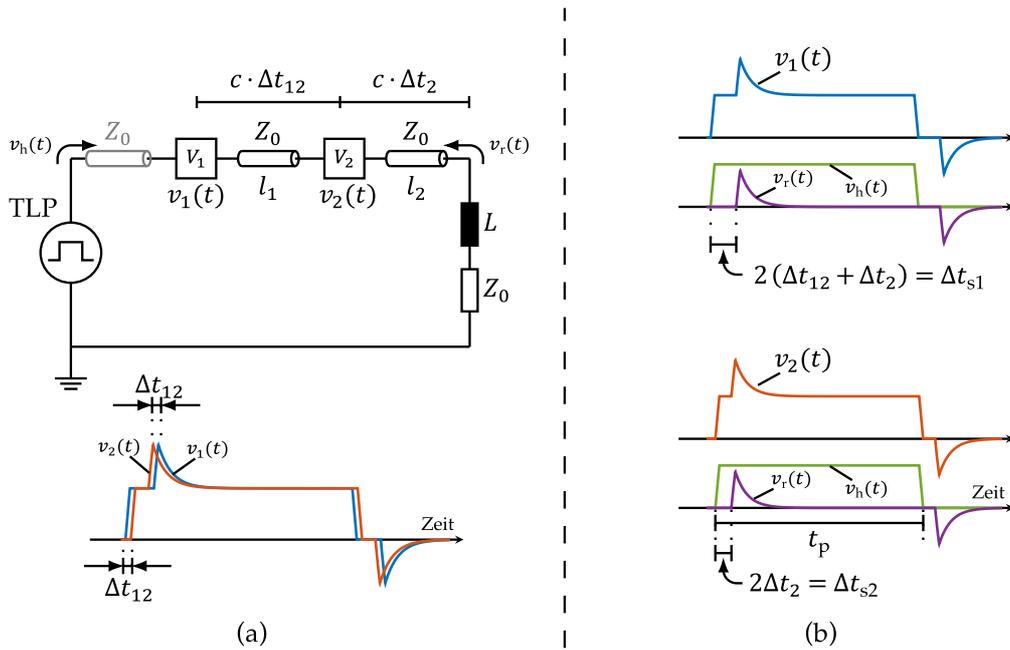


Abbildung 4-5. Aufbau und Signalzusammensetzung vom sgTLP-Verfahren.
 (a) Oben der Messaufbau für sgTLP mit einem induktiv-resistiven Prüfling;
 darunter die sich ergebenden Signale an den beiden Sensoren.
 (b) Die Zusammensetzung der Signale am Sensor 1 ($v_1(t)$) und Sensor 2 ($v_2(t)$) bestehend aus der Anregung $v_h(t)$ und der Prüflingsantwort $v_r(t)$.

4.3.2 REKONSTRUKTIONSMODELL MIT IDEALEN KOMPONENTEN

Beim vfTLP-Verfahren kann die Superposition der eigenen Signale erst nach der Bestimmung der Signallaufzeit im Kabel berechnet werden. Deshalb sind auch beim sgTLP diese Laufzeiten wichtig, wobei diese Zeiten neben der Superposition auch für die Trennung der Anregung von der Prüflingsantwort benötigt werden. Hierbei müssen insgesamt zwei Laufzeiten beachtet werden: Δt_{12} als der zeitliche Abstand zwischen den beiden Sensoren und Δt_2 als der zeitliche Abstand zwischen dem letzten Sensor und dem Prüfling.

Die resultierenden Signale sieht man in Abbildung 4-5a unter dem Messaufbau und die Signalzusammensetzung ist in Abbildung 4-5b dargestellt. Hier sind zunächst alle Anregungs- und Antwortsignale innerhalb des Messaufbaus identisch. Diese Annahme muss in der anschließenden Diskussion verworfen werden (vgl. Abschnitt 4.3.3). Die Sensorsignale ergeben sich somit wie folgt:

- Der TLP-Pulsgenerator erzeugt eine trapezförmige Anregung $v_h(t)$ der Länge t_p und einer Anstiegszeit t_r , die sich in Richtung des Prüflings ausbreitet. Durch die endlichen Laufzeiten im System kommt es zu Verzö-

gerungen, sodass die Anregung auf dem Weg zum Prüfling erst zum Zeitpunkt $t_{0,1}$ am Sensor 1 und danach zum Zeitpunkt $t_{0,2} = t_{0,1} + \Delta t_{12}$ am Sensor 2 detektiert werden kann.

- Die Anregung erreicht zum Zeitpunkt $t_{s2} = t_{0,2} + \Delta t_2$ den Prüfling. Dort reagiert der Prüfling mit einem Strom $i_p(t)$ und einer Spannung $v_p(t)$, die mit dem Verfahren bestimmt werden sollen, und die eine Antwort $v_r(t)$ zur Folge haben. Diese Antwort lässt sich mit Gl. (2-38) und (2-39) und der Gesamtimpedanz $Z_p(t) = Z_L(t - t_{s2}) + Z_0$ des Prüflings bestimmen. Qualitativ ergibt sich für das Beispiel eines induktiv-resistiven Prüflings, dass sich $Z_L(t - t_{s2})$ vom Wert eines Leerlaufs ($Z = \infty$) mit der Zeitkonstante $\tau = L/Z_0$ in Richtung des Wertes eines Kurzschlusses ($Z = 0$) verändert und somit $Z_p(t) \rightarrow Z_0$ für $t \gg \tau$ strebt. Für Strom und Spannung am Prüfling gilt die Superposition aus Anregung und Antwort (Gl. (2-21) und Gl. (2-22)).
- Die Antwort $v_r(t)$ breitet sich entgegengesetzt zu $v_h(t)$ in Richtung des Pulsgenerators aus. Aufgrund der Verzögerungen der Kabel kommt $v_r(t)$ erst zum Zeitpunkt $t_{s2} + \Delta t_2$ am Sensor 2 und zum Zeitpunkt $t_{s2} + \Delta t_2 + \Delta t_{12}$ am Sensor 1 an. Unter der Voraussetzung, dass für die Pulslänge $t_p \gg 2 \cdot (\Delta t_{12} + \Delta t_2)$ gilt, detektieren beide Sensoren die Überlagerungen beider Spannungssignale und es ergeben sich die Signalformen wie in Abbildung 4-5a (unten) und b dargestellt.

Infolge des Aufbaus resultieren unterschiedliche Ankunftszeiten zwischen dem hinlaufenden und dem rücklaufenden Puls an den einzelnen Sensoren. Die Zeitdifferenz zwischen $v_h(t)$ und $v_r(t)$ am Sensor 1 ist $\Delta t_{s1} = 2 \cdot (\Delta t_{12} + \Delta t_2)$ und am Sensor 2 $\Delta t_{s2} = 2 \cdot \Delta t_2$; dadurch liegt der hinlaufende Puls $2\Delta t_{12}$ länger am Sensor 1 als am Sensor 2 an, bevor der rücklaufende Puls überlagert. Diese Unterschiede werden mit dem sgTLP-Verfahren genutzt, um iterativ auf die Form der Anregung und der Antwort des Prüflings zu schließen. Die Grundidee besteht nun darin, das zusätzliche Wissen über $v_h(t)$ in einem Signal zu nutzen, um ein weiteres Stück von $v_r(t)$ im anderen Sensorsignal zu berechnen und umgekehrt. Auf diese Weise rekonstruiert man abschnittsweise den gesamten Verlauf von $v_h(t)$ und $v_r(t)$.

Die wichtigsten Schritte dieser iterativen Rekonstruktion sind in der Abbildung 4-6 dargestellt. Im ersten Schritt wird der $t_{0,1} + \Delta t_{s1}$ lange vordere Bereich $v_{h,1}(t)$ von $v_h(t)$ aus $v_1(t)$ ohne Veränderungen übernommen. Nach anschließendem Verschieben von $v_{h,1}(t)$ um Δt_{12} nach rechts wird in Schritt 2 $v_{h,1}(t - \Delta t_{12})$ von dem Signal $v_2(t)$ von Sensor 2 subtrahiert, um den ersten $2\Delta t_{12}$ -langen Teil $v_{r,1}(t)$ der Antwort des Prüflings $v_r(t)$ zu erhalten. Anschließend wird in Schritt 3 $v_{r,1}(t)$ um Δt_{12} nach rechts verschoben und $v_{r,1}(t - \Delta t_{12})$ von $v_1(t)$ abgezogen, um $2\Delta t_{12}$ längeren vorderen Bereich $v_{h,2}(t)$ von $v_h(t)$ zu ermitteln. Nun kann Schritt 2 mit $v_{h,2}(t)$ angewendet werden, um auf $v_{r,2}(t)$ zu schließen; usw. Dieses Verfahren

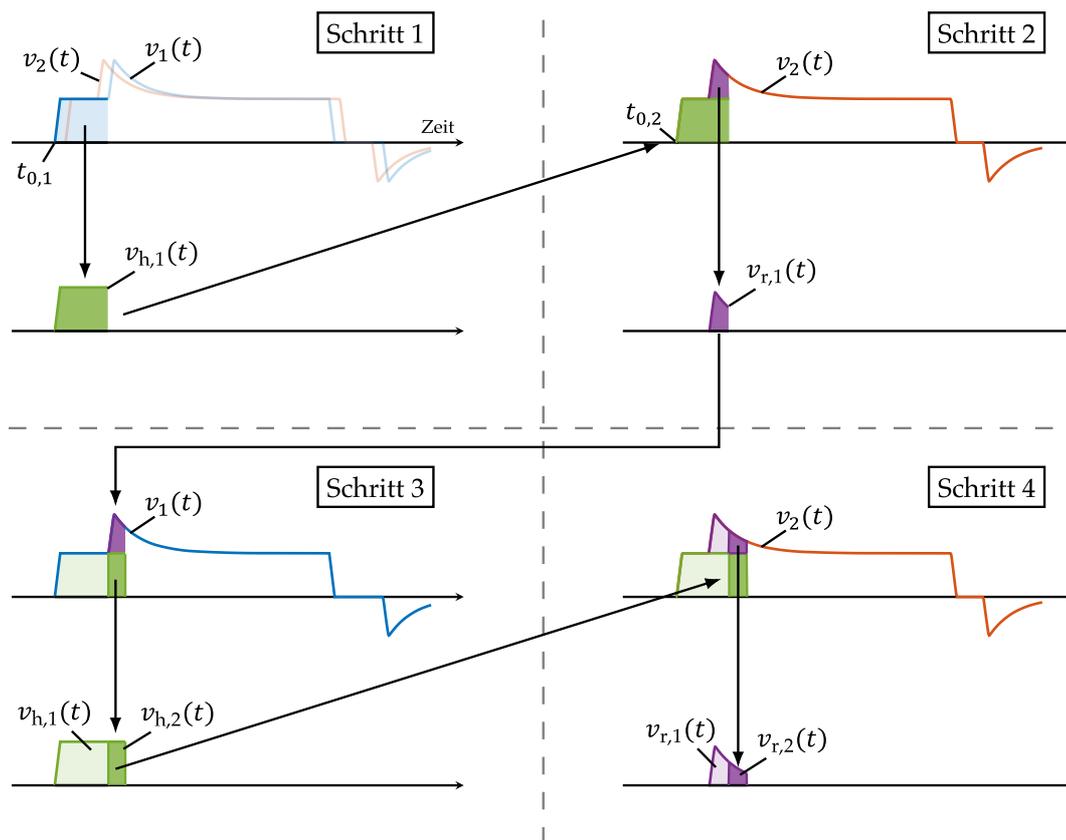


Abbildung 4-6. Die ersten vier Schritte des iterativen sgTLP-Rekonstruktionsalgorithmus.

ergibt im idealen System eine exakte Rekonstruktion von $v_h(t)$ und $v_r(t)$ und damit $i_p(t)$ und $v_p(t)$ des Prüflings.

4.3.3 EFFEKTE VON FEHLANPASSUNG, DÄMPFUNG UND RAUSCHEN

Im realen System bewirken drei Effekte, dass das oben beschriebene idealisierte Verfahren die Pulse nicht exakt rekonstruiert. Zum einen treten an den nicht ideal angepassten Sensoren Reflektionen in der Größenordnung von -1% auf, ferner werden die Signale durch die Einflüsse der Kabel ein wenig gedämpft und schließlich sind die Signale stets mit Rauschen überlagert. Die Auswirkungen dieser Effekte und anschließend die Möglichkeiten, die Signale zu rekonstruieren, sollen in den nächsten Abschnitten diskutiert werden.

Wendet man den oben beschriebenen Algorithmus auf Sensorsignale einer Simulation an, die um die Effekte der Sensorfehlpassung ($r = -1\%$), konstante Kabeldämpfung (1 dB) und weißem Rauschen (Signal-zu-Rausch-Verhältnis engl. „Signal-to-Noise Ratio“ SNR: 40 dB) erweitert wurde, ist die Rekonstruktion von $v_h(t)$ und $v_r(t)$ mit Artefakten überlagert.

Die Signale, die an den Sensoren anliegen und die der Rekonstruktionsalgorithmus verwendet, sind in Abbildung 4-7a zu erkennen, dabei ist die Rauschamplitude mit bloßem Auge gut sichtbar. Da man in der Simulation sehr einfach Zugriff auf die Ströme und Spannungen an einem beliebigen Punkt des Messaufbaus hat, kann man das Ergebnis des sgTLP-Algorithmus direkt mit den vorherrschenden Signalen am Prüfling vergleichen. Die Berechnung der vorherrschenden Prüflingssignale geschieht mit Gl. (2-21) und Gl. (2-22).

Dieser Vergleich ist in Abbildung 4-7b und c dargestellt, wobei die Anregung $v_h(t)$ und die Antwort des Prüflings $v_r(t)$ für bessere Vergleichbarkeit zueinander verschoben wurden. Hier sind drei Unterschiede im Ergebnis des Rekonstruktionsalgorithmus erkennbar:

- Unterschied 1. Ein Rauschsignal, dessen Amplitude im Zeitverlauf immer mehr zunimmt.
- Unterschied 2. Eine positive Steigung des Plateaus in $v_h(t)$ und dazu gegenläufig ein Abfall des Plateaus in $v_r(t)$.
- Unterschied 3. Zwei Vertiefungen in der Anregung $v_h(t)$, die in Abbildung 4-5b nicht vorhanden sind.

Die Erhöhung der Rauschamplitude mit zunehmender Zeit wird durch die sukzessive Addition von rauschbehafteten Signalen erzeugt. Die Unterschiede 2. und 3., wie in späteren Abschnitten gezeigt wird, ergeben sich aus der zusätzlichen konstanten Kabeldämpfung und durch die geringe Fehlanpassung der Sensoren.

Die Rauschaddition ist ein grundlegender Effekt, der sich in dem iterativen Ansatz begründet. Unter der Annahme eines nicht korrelierten weißen Rauschens in beiden Sensorsignalen erhöht sich die Standardabweichung σ_i der Rauschamplituden bei der i -ten Subtraktion auf

$$\sigma_i = \sqrt{\sigma_{i-1}^2 + \sigma_0^2} = \underbrace{\sqrt{i+1}}_{f_\sigma} \cdot \sigma_0, \quad (4-18)$$

wobei σ_0 die Standardabweichung des Rauschens der Sensorsignale darstellt. Der Faktor f_σ wird im folgenden Abschnitt 4.3.5 benötigt.

Die Vertiefungen im Plateau von $v_h(t)$ ergeben sich, weil beide Sensoren nicht exakt an die Systemimpedanz angepasst sind. Jedes Mal, wenn ein Puls auf einen Sensor trifft, wird eine Transmission (tr) und eine Reflexion (refl) erzeugt:

$$\text{z. B. } v_r(t) \rightarrow v_{r,\text{tr}}(t) = v_r(t) \cdot (1 + r) \text{ und } v_{r,\text{refl}}(t) = v_r(t) \cdot r, \quad (4-19)$$

mit Reflexionsfaktor r aus Abschnitt 3.2.2. Dabei behält die Transmission die Ausbreitungsrichtung bei und die Reflexion breitet sich entgegengesetzt dazu aus.

Praktisch kommt es zu weiteren Reflexionen, wenn eine Reflexion wieder an einem Sensor ankommt und dadurch selbst eine weitere Reflexion erzeugt. Diese Mehrfach-reflexionen oder Reflexionen zweiter Ordnung sind hier nicht sichtbar, da die Sensorhersteller die bestmögliche Anpassung anstreben und es zu sehr geringen Fehlanpassung kommt; r im einstelligen Prozent-Bereich führt zu r^2 im Promille-Bereich. Die Reflexionen zweiter Ordnung verschwinden dadurch meistens im Rauschen.

Daraus ergibt sich, dass bei der Ausbreitung der Prüflingsantwort $v_r(t)$ in Richtung des TLP-Pulsgenerators bei jedem Auftreffen an einem Sensor Reflexionen erzeugt werden, die wiederum zurück zum Prüfling laufen und dort als eine weitere Anregung wirken. Auch bei der Ausbreitung der Anregung $v_h(t)$ kommt es zu zwei Reflexionen. Die erste Reflexion von der Anregung am Sensor 1 ist nicht relevant, da sie von keinem Sensor detektiert wird. Dagegen wird die zweite Reflexion der Anregung am Sensor 2 im Signal $v_1(t)$ sichtbar, wie man in der Vergrößerung in Abbildung 4-7a ohne Rauschen erkennen kann.

Durch die Einführung der Kabeldämpfung mit einem konstanten Faktor kommt es zu einem weiteren Unterschied zwischen den Sensorsignalen. Bei jedem Durchlauf eines Signals durch ein Kabel kommt es zu einer Skalierung des Signals. Da Ausbreitung der Anregung und der Antwort entgegengesetzt verläuft, ist auch die Zusammenstellung der Sensorsignale in den Amplituden der einzelnen Kom-

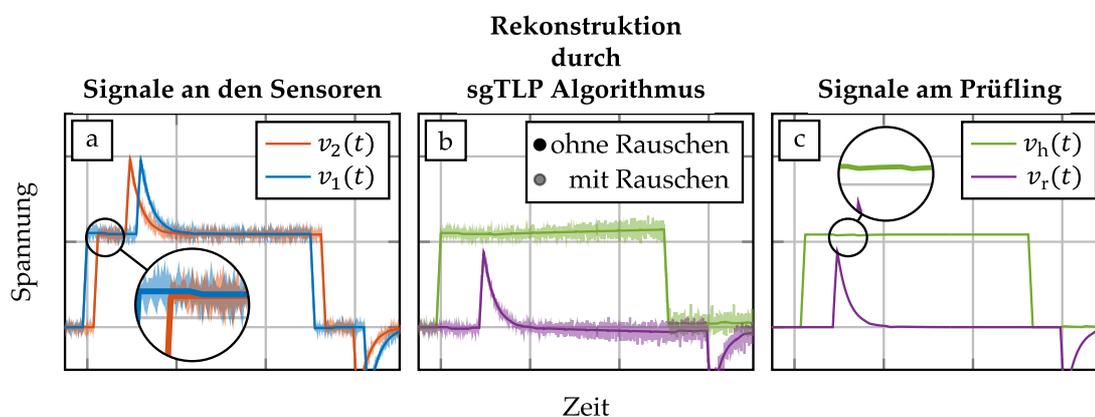


Abbildung 4-7. Simulierte Signale an den Sensoren des sgTLP-Messaufbaus, die Ergebnisse des sgTLP-Rekonstruktionsalgorithmus (versetzt) und Signale am Prüfling (versetzt).

- Signale an den beiden Sensoren eines induktiv-resistiven Prüflings, mit und ohne Überlagerung von weißem Rauschen.
- Ergebnisse des sgTLP-Rekonstruktionsalgorithmus für die Anregung und die Prüflingsantwort mit und ohne Überlagerung von weißem Rauschen.
- Vorherrschenden Signale am Ort des Prüflings.

ponenten gegenläufig. Dadurch ist eine einfache Kompensation mit einem einzigen Faktor nicht möglich.

Die Sensorsignale $v_1(t)$ und $v_2(t)$ sind also aufgrund der zusätzlichen Reflexionen und der Kabeldämpfung unterschiedlich. Um eine korrekte Rekonstruktion zu erzeugen, setzt man jedoch für den bis jetzt vorgestellten Rekonstruktionsalgorithmus voraus, dass die Signale an den beiden Sensoren identische und nur zeitlich versetzte Information enthalten. Das ist bei dem detaillierten Modell nicht gegeben und es führt zu einem Fehler, der durch die Iteration in jedem Schritt aufaddiert wird. Die oben beschriebenen Unterschiede 2. und 3. sind das Ergebnis.

Im Folgenden wird es darum gehen, ob Signale trotz dieser Unzulänglichkeiten rekonstruiert werden können und wie dies optimal zu bewerkstelligen ist.

4.3.4 BERÜCKSICHTIGUNG VON FEHLANPASSUNG UND DÄMPFUNG

An diesem Punkt angekommen, stellt sich die Frage, ob die beschriebenen Einflüsse während der Rekonstruktion derart berücksichtigt werden können, dass die Rekonstruktion trotzdem die korrekten Signale erzeugt. Im Prinzip müssten sich Reflexionen und konstante Dämpfungen aus den Signalen herausrechnen lassen – notfalls iterativ. Es wird sich im Folgenden herausstellen, dass mithilfe einer analytischen Beschreibung der Effekte sogar eine geschlossene Darstellung erreichbar ist, die eine korrekte Rekonstruktion auf ähnliche Weise wie oben beschrieben ermöglicht. Dabei wird anhand eines Hilfssignals auf das hin- und rücklaufende Signal geschlossen.

Um die Effekte aus dem Abschnitt 4.3.3 bezüglich der Rekonstruktion zu berücksichtigen, wird die analytische Beschreibung der Signale zunächst um die Effekte der Fehlanpassung und Dämpfung erweitert. Der Einfluss des Rauschens wird im anschließenden Abschnitt betrachtet. Die nachfolgende Diskussion wird mithilfe der Laplace-Transformierten der Signale formuliert, da aufgrund der Linearitäts- und der Verschiebungseigenschaften der Laplace-Transformation die zeitliche Verschiebung kompakt dargestellt werden kann. Es gilt beispielhaft

$$\mathcal{L}\{v_h(t \pm \Delta t) \cdot k\} = k \cdot V_h(s) \cdot e^{\pm s\Delta t}, \quad (4-20)$$

wobei $e^{\pm s\Delta t}$ den zeitlichen Verschiebungsoperator auf der Zeitachse um Δt nach links (+) bzw. nach rechts (–) und k einen beliebigen Faktor darstellt.

Abbildung 4-8 zeigt das erweiterte Modell für den sgTLP-Aufbau. Dieses besteht aus den bereits eingeführten Elementen, die zusätzlich um neue Parameter ergänzt werden. Für das Modell der Sensoren wird ein Reflexionsfaktor r_j und ein Übertragungsfaktor K_j eingeführt (vgl. Abschnitt 3.2.2), wobei im Folgenden nur r_2 des zweiten Sensors benötigt wird. Bei den verwendeten Sensoren sind $r_{1,2} < 0$, aber für den Algorithmus ist dies unerheblich. Die Kabel haben neben einer Verzögerung um Δt_{12} bzw. Δt_2 jeweils einen Dämpfungsfaktor δ_{12} bzw. δ_2 . Außerdem

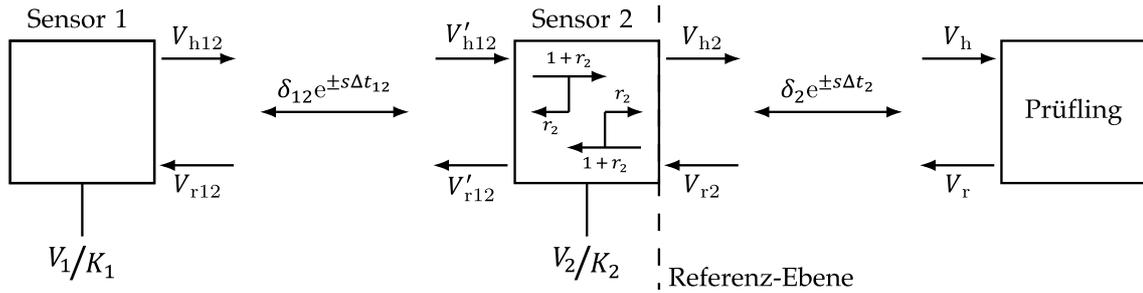


Abbildung 4-8. Das erweiterte Modell für den sgTLP-Aufbau, ergänzt durch die Effekte der Sensorfehlanspassung und einer konstanten Kabeldämpfung

sind die vorherrschenden Signale in mehrere Teile aufgespalten: im oberen Teil der Abbildung die Anregung $V_h(s)$ (hinlaufende Signale) und darunter die Antwort $V_r(s)$ (rücklaufenden Signale). Die gestrichelten Größen V' sind jeweils die Signalanteile auf der linken Seite des jeweiligen Sensors, die nicht gestrichelten Größen V auf der rechten Seite des Sensors. Die Indizes spiegeln die Kabelbezeichnungen wider, in denen sich die Signalanteile ausbreiten. Die gesuchten Signale sind $V_h(s)$ und $V_r(s)$ am Prüfling.

Laut Abbildung 4-8 sind die Signale durch die Kabel folgendermaßen verknüpft:

$$V_{h12}(s) = 1/\delta_{12} \cdot e^{s\Delta t_{12}} \cdot V'_{h12}(s), \quad (4-21)$$

$$V_{r12}(s) = \delta_{12} \cdot e^{-s\Delta t_{12}} \cdot V'_{r12}(s), \quad (4-22)$$

$$V_h(s) = \delta_2 \cdot e^{s\Delta t_2} \cdot V_{h2}(s) \text{ und} \quad (4-23)$$

$$V_r(s) = 1/\delta_2 \cdot e^{-s\Delta t_2} \cdot V_{r2}(s). \quad (4-24)$$

Die Gl. (4-23) und (4-24) zeigen, dass bei bekannten δ_2 und Δt_2 die Signale hinter Sensor 2 ($V_{h2}(s)$ und $V_{r2}(s)$ an der Referenz-Ebene) ausreichen, um auf die Anregung und Antwort am Prüfling zu schließen.

Weiterhin gilt wegen der Reflexion und Superposition an den Sensoren:

$$V_{h2}(s) = (1 + r_2)V'_{h12}(s) + r_2V_{r2}(s) \quad (4-25)$$

$$V'_{r12}(s) = (1 + r_2)V_{r2}(s) + r_2V'_{h12}(s) \quad (4-26)$$

$$\stackrel{(4-24)}{\implies} V'_{h12}(s) = \frac{1}{1+r_2} V_{h2}(s) - \frac{r_2}{1+r_2} V_{r2}(s) \quad (4-27)$$

$$\stackrel{(4-27), (4-26)}{\implies} V'_{r12}(s) = \frac{r_2}{1+r_2} V_{h2}(s) + \frac{1+2r_2}{1+r_2} V_{r2}(s). \quad (4-28)$$

Mit (4-21) bis (4-24), (4-27) und (4-28) und den Ausführungen in Abbildung 4-8 lassen sich die Sensorsignale $V_1(s)$ und $V_2(s)$ nun durch die Signale V_{h2} und V_{r2} hinter Sensor 2 ausdrücken

$$\begin{aligned} \frac{V_1(s)}{K_1} &= V_{h12}(s) + V_{r12}(s) \\ &= 1/\delta_{12} \cdot e^{s\Delta t_{12}} \cdot V'_{h12}(s) + \delta_{12} \cdot e^{-s\Delta t_{12}} \cdot V'_{r12}(s) \\ &= 1/\delta_{12} \cdot e^{s\Delta t_{12}} \left\{ \frac{1}{1+r_2} V_{h2}(s) - \frac{r_2}{1+r_2} V_{r2}(s) \right\} \\ &\quad + \delta_{12} \cdot e^{-s\Delta t_{12}} \left\{ \frac{r_2}{1+r_2} V_{h2}(s) + \frac{1+2r_2}{1+r_2} V_{r2}(s) \right\} \\ &= \left\{ \frac{1}{\delta_{12}(1+r_2)} e^{s\Delta t_{12}} + \frac{\delta_{12} r_2}{1+r_2} e^{-s\Delta t_{12}} \right\} \cdot V_{h2}(s) \\ &\quad + \left\{ -\frac{r_2}{\delta_{12}(1+r_2)} e^{s\Delta t_{12}} + \frac{\delta_{12}(1+2r_2)}{1+r_2} e^{-s\Delta t_{12}} \right\} \cdot V_{r2}(s), \end{aligned} \quad (4-29)$$

$$\frac{V_2(s)}{K_2} = V_{h2}(s) + V_{r2}(s). \quad (4-30)$$

Über (4-29) und (4-30) hängen $V_{1,2}$ also nur noch von $V_{h2,r2}$ ab. Durch Kombination lässt sich V_{h2} und V_{r2} eliminieren und man erhält folgende Hilfsfunktionen:

$$\begin{aligned} \frac{V_{hh}(s)}{K_2} &:= \delta_{12} \cdot e^{-s\Delta t_{12}} \cdot V_1(s) \cdot \frac{1}{K_1} + \left[\frac{r_2}{1+r_2} - \frac{\delta_{12}^2(1+2r_2)}{1+r_2} \cdot e^{-2s\Delta t_{12}} \right] V_2(s) \\ &= (1 - \delta_{12}^2 e^{-2s\Delta t_{12}}) V_{h2}(s), \end{aligned} \quad (4-31)$$

$$\begin{aligned} \frac{V_{rr}(s)}{K_2} &:= -\delta_{12} \cdot e^{-s\Delta t_{12}} \cdot V_1(s) \cdot \frac{1}{K_1} + \left[\frac{1}{1+r_2} + \frac{\delta_{12}^2 r_2}{1+r_2} \cdot e^{-2s\Delta t_{12}} \right] V_2(s) \\ &= (1 - \delta_{12}^2 e^{-2s\Delta t_{12}}) V_{r2}(s). \end{aligned} \quad (4-32)$$

$$\Rightarrow \frac{v_{rr}(t)}{K_2} = v_{r2}(t) - \delta_{12}^2 v_{r2}(t - 2 \cdot \Delta t_{12}). \quad (4-33)$$

Die Hilfsfunktionen V_{hh} und V_{rr} lassen sich also aus den Sensorsignalen generieren, enthalten aber im Ergebnis aber nur noch V_{h2} bzw. nur noch V_{r2} . Dadurch lassen sich mit (4-31) und (4-32) die Anregung und Prüflingsantwort hinter Sensor 2 wie folgt iterativ berechnen:

$$\begin{aligned} \frac{V_{h2}(s)}{K_2} &= V_{hh}(s) + \delta_{12}^2 e^{-2s\Delta t_{12}} V_{hh}(s) + \\ &\quad \delta_{12}^4 e^{-4s\Delta t_{12}} V_{hh}(s) + \delta_{12}^6 e^{-6s\Delta t_{12}} V_{hh}(s) + \dots \\ &= \sum_{i=0}^n \delta_{12}^{2i} e^{-2i \cdot s\Delta t_{12}} V_{hh}(s), \end{aligned} \quad (4-34)$$

$$\begin{aligned} \frac{V_{r2}(s)}{K_2} &= V_{rr}(s) + \delta_{12}^2 e^{-2s\Delta t_{12}} V_{rr}(s) + \\ &\quad \delta_{12}^4 e^{-4s\Delta t_{12}} V_{rr}(s) + \delta_{12}^6 e^{-6s\Delta t_{12}} V_{rr}(s) + \dots \\ &= \sum_{i=0}^n \delta_{12}^{2i} e^{-2i \cdot s\Delta t_{12}} V_{rr}(s), \end{aligned} \quad (4-35)$$

wobei

$$n = \left\lceil \frac{t_p}{2\Delta t_{12}} \right\rceil \quad (4-36)$$

gilt. Dabei wird die Gesamtanzahl n der Summanden durch die Zeit $t_p = 2\Delta t_{12}(n + 1)$ bestimmt, bis zu der diese Rekonstruktion mit dem Signal V_{h2} bzw. V_{r2} übereinstimmt.

Alternativ kann mit bestimmten $V_{h2}(s)$ oder $V_{r2}(s)$ über (4-30) auf den jeweilig anderen Summanden geschlossen werden.

Sobald $V_{h2}(s)$ und $V_{r2}(s)$ bekannt sind, errechnen sich $V_h(s)$ und $V_r(s)$ über (4-23) und (4-24) zu

$$V_h(s) = \delta_2 \cdot e^{-s\Delta t_2} \cdot V_{h2}(s) \text{ bzw.} \quad (4-37)$$

$$V_r(s) = 1/\delta_2 \cdot e^{s\Delta t_2} \cdot V_{r2}(s) \text{ und daraus} \quad (4-38)$$

$$\Rightarrow V_P = V_h(s) + V_r(s), \quad (4-39)$$

$$\Rightarrow I_P = [V_h(s) - V_r(s)]/Z_0. \quad (4-40)$$

Im Zeitbereich lauten die wesentlichen Ergebnisse:

$$(4-29) \Rightarrow \frac{v_1(t)}{K_1} = \frac{1}{\delta_{12}(1+r_2)} v_{h2}(t + \Delta t_{12}) + \frac{\delta_{12}r_2}{1+r_2} v_{h2}(t - \Delta t_{12}) \\ - \frac{r_2}{\delta_{12}(1+r_2)} v_{r2}(t + \Delta t_{12}) + \frac{\delta_{12}(1+2r_2)}{1+r_2} v_{r2}(t - \Delta t_{12}), \quad (4-29z)$$

$$(4-30) \Rightarrow \frac{v_2(t)}{K_2} = v_{h2}(t) + v_{r2}(t), \quad (4-30z)$$

$$(4-31) \Rightarrow \frac{v_{hh}(t)}{K_2} = v_{h2}(t) - \delta_{12}^2 v_{h2}(t - 2 \cdot \Delta t_{12}), \quad (4-31z)$$

$$(4-32) \Rightarrow \frac{v_{rr}(t)}{K_2} = v_{r2}(t) - \delta_{12}^2 v_{r2}(t - 2 \cdot \Delta t_{12}), \quad (4-32z)$$

$$(4-34) \Rightarrow \frac{v_{h2}(t)}{K_2} = \sum_{i=0}^n \delta_{12}^{2i} v_{hh}(t - 2i \cdot \Delta t_{12}), \quad (4-34z)$$

$$(4-35) \Rightarrow \frac{v_{r2}(t)}{K_2} = \sum_{i=0}^n \delta_{12}^{2i} v_{rr}(t - 2i \cdot \Delta t_{12}), \quad (4-35z)$$

$$(4-37) \Rightarrow v_h(t) = \delta_2 \cdot v_{h2}(t - \Delta t_2) \quad (4-37z)$$

$$(4-38) \Rightarrow v_r(t) = 1/\delta_2 \cdot v_{r2}(t + \Delta t_2), \quad (4-38z)$$

Die Rekonstruktion mithilfe der erweiterten analytischen Beschreibung bei gegebenen Faktoren (r , δ und K) lässt sich nun in folgende Schritte aufteilen:

1. Bestimmung von $v_{hh}(t)$ oder $v_{rr}(t)$ mit (4-31z) und (4-32z)
2. Iterative Auswertung der Summe in (4-34z) oder (4-35z), um $v_{h2}(t)$ oder $v_{r2}(t)$ zu erhalten
3. Bestimmung des jeweiligen anderen Summanden mit (4-30z)
4. Bestimmung von v_h und $v_r(t)$ mit (4-37z) und (4-38z)
5. Berechnen von $v_p(t)$ und $i_p(t)$ mit (2-19) und (2-20)

Die Ergebnisse dieses erweiterten Rekonstruktionsverfahrens mit den Sensordaten aus der Simulation, die in Abschnitt 4.3.3 beschrieben wurden, zeigt die Abbildung 4-9.

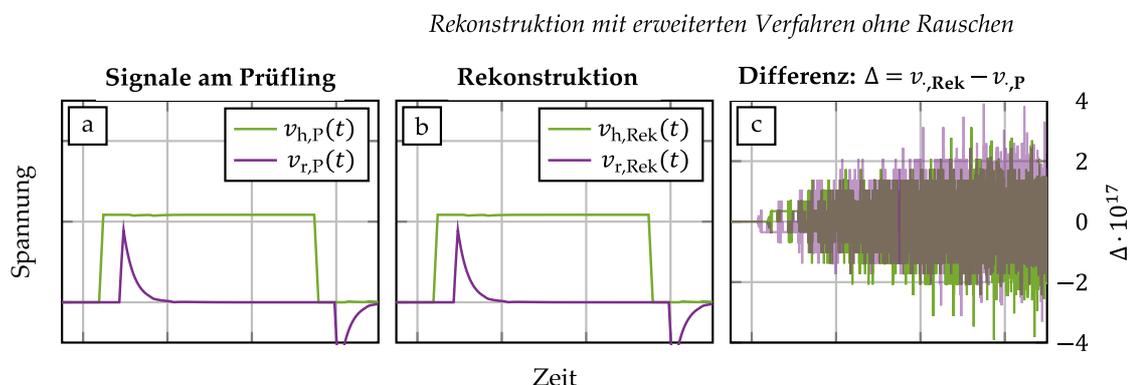


Abbildung 4-9. Ergebnisse des erweiterten sgTLP-Rekonstruktionsalgorithmus.
 (a) vorherrschende Anregung und Antwort am Ort des Prüflings (versetzt).
 (b) Ergebnisse des sgTLP-Algorithmus.
 (c) Differenz zwischen den vorherrschenden Signalen und den rekonstruierten Signalen (numerisches Rauschen).

Man erkennt, dass das Verfahren die vorherrschenden Signale ohne Rauschen perfekt rekonstruiert. Reflexion und Dämpfung verändern zwar die Anregung, aber das Signal am Prüfling wird korrekt wiedergegeben. Das erkennt man auch an der Differenz in Abbildung 4-9c. Der Unterschied zwischen den vorherrschenden und rekonstruierten Signalen ist im Bereich vom numerischen Rauschen. Insbesondere tritt der oben beschriebene Unterschied 2 auf Seite 48 (Abweichung der Rampe) nun nicht mehr auf. Unterschied 3 (Vertiefungen in der Anregung) ist dabei durch den Messaufbau begründet und gehört zur Anregung des Prüflings.

Wird in der Simulation den Sensorsignalen ein weißes Rauschen (40 dB) überlagert (s. Abbildung 4-10a und b), so ist die Erhöhung der Rauschamplitude (Unterschied 1 auf Seite 48) aufgrund des iterativen Ansatzes nach wie vor vorhanden (Abbildung 4-10c).

Im Folgenden werden zunächst Maßnahmen gegen die Rauschaddition diskutiert und geprüft (Abschnitt 4.3.5). Im anschließenden Abschnitt 4.3.6 wird der zusätzliche Effekt der Kabeldispersion, der bisher nicht berücksichtigt wurde, dargestellt und Korrekturmaßnahmen entwickelt.

4.3.5 UNTERDRÜCKUNG DER RAUSCHAMPLITUDENADDITION

Durch den iterativen Ansatz addiert sich das Rauschen im Zeitverlauf auf. Um diese Rauschamplitudenaddition zu verringern, ist ein einfaches Filtern der gesamten Signale $v_h(t)$ und $v_r(t)$ nicht zielführend, da auch informationsgebende

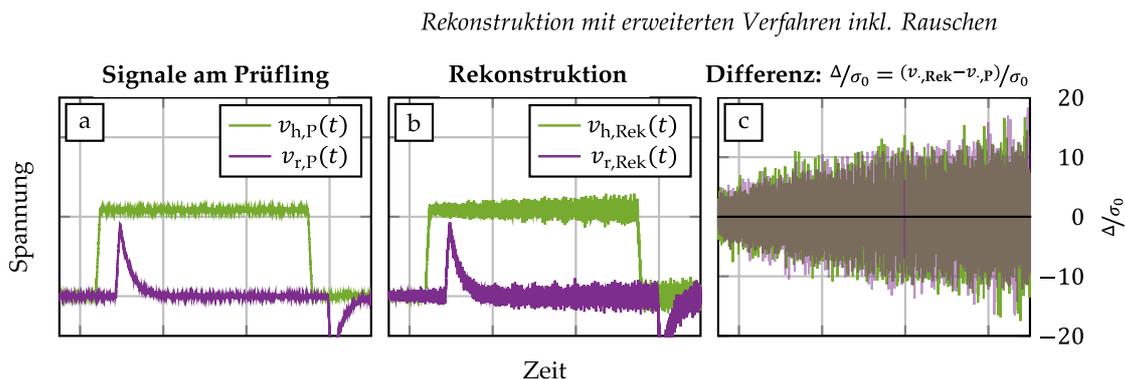


Abbildung 4-10. Ergebnisse des erweiterten sgTLP-Rekonstruktionsalgorithmus.
 (a) vorherrschende Anregung und Antwort am Ort des Prüflings (versetzt und mit weißem Rauschen (SNR: 40 dB) überlagert).
 (b) Ergebnisse des sgTLP-Algorithmus.
 (c) Differenz zwischen den vorherrschenden Signalen und den rekonstruierten Signalen skaliert auf die Standardabweichung σ_0 des Rauschens in den vorherrschenden Signalen.

hochfrequente Signalanteile mit gefiltert werden. Andere auf das Verfahren abgestimmte Filter berücksichtigen die Ursachen der Rauschamplitudenaddition und führen zu einer verbesserten Unterdrückung, die bei entsprechender Dimensionierung der Filter die hochfrequenten Signalanteile nur minimal beeinflusst.

Der Rauscheffekt im sgTLP-Ansatz wird allgemein durch die Addition und Subtraktion von verrauschten Signalen verursacht; das ist teilweise aus der Gl. (4-18) ersichtlich, da diese Gleichung bei beiden Operationen gilt. Diese Operationen werden bei einer digitalen Auswertung Datenpunkt für Datenpunkt durchgeführt und kommen in jedem der vier Schritte (Seite 54) des Algorithmus vor.

4.3.5.1 MAßNAHME 0

Eine erste Maßnahme, um Rauschamplitudenaddition zu vermeiden, liegt darin, die Signale der Sensoren $v_1(t)$ und $v_2(t)$ vor Beginn des Pulses, also vor der steigenden Flanke ($t < t_{0,1}, t_{0,2}$ vgl. Abbildung 4-6) auf den Wert 0 zu setzen. Damit wird beim rechtsseitigen Verschieben und anschließender Addition bzw. Subtraktion der Signale (Gl. (4-31) bzw. (4-32)) oder der Hilfsfunktionen (Gl. (4-34) bzw. (4-35)) kein Rauschen, das vor der steigenden Flanke vorhanden ist, in die gesuchten Signale $v_h(t)$ und $v_r(t)$ hineingerechnet.

4.3.5.2 MAßNAHME 1

Eine weitere experimentelle Maßnahme ist aus der Iteration (4-34z) bzw. (4-35z) ersichtlich: ist δ_{12} deutlich kleiner als 1, verlieren die Summanden nach und nach an Gewicht. Die Verkleinerung von δ_{12} entspricht dabei einem Einfügen eines

zusätzlichen Dämpfers zwischen den beiden Sensoren. Im erweiterten Modell geht dann die Gl. (4-18) in

$$\sigma_i = \sqrt{\sigma_{i-1}^2 + \sigma_0^2 \cdot \delta_{12}^{4i}} = \sqrt{\sum_{k=0}^i \delta_{12}^{4k}} \cdot \sigma_0 = \underbrace{\sqrt{\frac{1 - \delta_{12}^{4(i+1)}}{1 - \delta_{12}^4}}}_{f_\sigma(i)} \sigma_0 \quad (4-41)$$

über. Die Abbildung 4-11 zeigt den Faktor f_σ über die Anzahl der Iterationen i aufgetragen; zusätzlich ist der Faktor aus der Gl. (4-18) eingezeichnet.

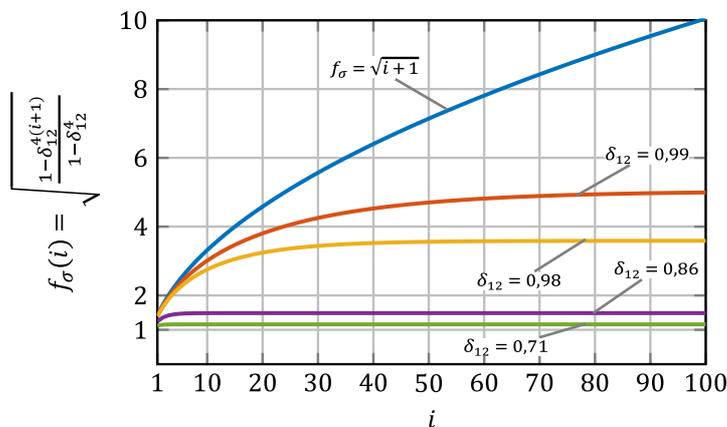


Abbildung 4-11. Verlauf von $f_\sigma(i)$ aus Gl.(4-41) für verschiedene Werte von δ_{12} . $\delta_{12} = 0,71$ entspricht dabei einer Dämpfung von 3 dB.

Man erkennt, dass in Abhängigkeit von δ_{12} der Faktor $f_\sigma(i)$ unterschiedlich schnell gegen die Asymptote $\sqrt{-1/(\delta_{12}^4 - 1)}$ strebt; z.B. durch das Einfügen eines 3-dB-Dämpfungsglieds ($\delta_{12} \approx 0,71$) wird die Standardabweichung der Rausüberlagerung von $v_{h2}(t)$ bzw. $v_{r2}(t)$ auf $1,16 \cdot \sigma_0$ begrenzt. Zwar wird die Amplitude der Anregung um δ_{12} reduziert, dies kann jedoch mit einer höheren Vorladespannung des Pulsgenerators kompensiert werden. Dadurch lässt sich ein Kompromiss zwischen der maximal verfügbaren Spannung des Anregungspulses und der benötigten Rauschamplitudenaddition finden.

Die technische Realisierung von Dämpfungsgliedern mit kleinen Dämpfungsfaktoren bei gleichzeitig hoher Spannungsfestigkeit und hoher Bandbreite kann sehr herausfordernd sein. Daher werden nachfolgend Filterverfahren erläutert, die auch ohne zusätzliche Dämpfungsglieder die Rauschamplitudenaddition mindern, dabei jedoch die hochfrequenten Signalbestandteile weitestgehend beibehalten.

4.3.5.3 MAßNAHME 2

Die Idee besteht darin, die Struktur der Hilfsfunktionen $v_{hh}(t)$ bzw. $v_{rr}(t)$ auszunutzen, wobei im Folgenden nur der Ansatz für die Hilfsfunktion $v_{hh}(t)$ erläutert wird. Der Ablauf für $v_{rr}(t)$ ist zwar analog, das Verwenden von $v_{hh}(t)$ bringt jedoch Vorteile mit sich, da in $v_{hh}(t)$ nur der hinlaufende Puls des Generators enthalten ist. Diese weitgehend trapezförmige Anregung ist prüflingsunabhängig und beinhaltet in der Regel im Plateau weniger hochfrequente Anteile als die Antwort eines allgemeinen Prüflings. Genau diese Gutmütigkeit ist aus dem Gesichtspunkt der Filterung nützlich.

In $v_{hh}(t)$ ist der Generatorpuls doppelt, aber zeitverschoben enthalten; Informationen, die in einem Bereich der Hilfsfunktion bekannt sind, kann im zeitverschobenen Bereich verwendet werden, um auf unbekannt Informationen zu schließen. So reicht in diesem Fall ein einfacher gleitender Mittelwert mit zentriertem Durchschnitt über L_F Punkte (L_F ungerade) aus, um die Rauschamplitude bei der Addition innerhalb des Algorithmus zu verringern. Die Filterung darf dabei nur innerhalb des Plateaus und nur innerhalb des rekonstruierten Teils von v_h durchgeführt werden. Eine direkte Filterung von v_{hh} erzeugt bei so einem Vorgehen zusätzliche Artefakte im Bereich der Flanken der Hilfsfunktion. Das bedeutet, dass zuerst die ersten beiden Summanden aus Gl. (4-34z) addiert werden, bevor das Filterfenster um den ersten rekonstruierten Punkt von v_{h2} angewendet werden kann. Das Ergebnis der Filterung wird zu dem entsprechenden Bereich von v_{hh} addiert. Dieser Vorgang wird von einem Datenpunkt zum nächsten Datenpunkt wiederholt, bis v_{h2} vollständig rekonstruiert ist.

Für die Amplitude der verwendeten Filterübertragungsfunktion gilt [59]

$$|H_F(f)| = \left| \frac{\sin(\pi f L_F)}{L_F \sin(\pi f)} \right|; \quad (4-42)$$

mit normierter Frequenz $f \in (0; 0,5]$, wobei $H_F(0) = 1$ gesetzt wird.

Stellt man sich dieses Filterergebnis als eine mit $1/L_F$ gewichtete Addition von L_F verrauschten Signalen vor, dann gilt für die Standardabweichung des Rauschens nach dem Anwenden des Filters

$$\sigma_F = \frac{1}{L_F} \sqrt{\sum_{j=1}^{L_F} \sigma_0^2} = \frac{1}{\sqrt{L_F}} \sigma_0. \quad (4-43)$$

Bereits die Wahl von $L_F = 3$ verringert die Rauschamplitude des Signals um 42% bei gleichzeitiger 3-dB-Eckfrequenz der Filterübertragungsfunktion von $0,155 \cdot f_s$; bei $L_F = 5$ wird die Rauschamplitude des Signals um 55% reduziert und 3-dB-

Eckfrequenz ergibt $0,090 \cdot f_s$. Beträgt die Abtastfrequenz z.B. $f_s = 80$ GHz und $L_F = 3$, entspricht das einer Bandbreite von etwa 12,4 GHz.

Addiert man folglich das gefilterte Signal zu $v_{hh}(t)$, erhöht sich σ zu

$$\sigma' = \sqrt{\sigma_0^2 + \delta_{12}^4 \sigma_F^2} = \sqrt{\sigma_0^2 + \frac{\delta_{12}^4}{L_F} \sigma_0^2} = \sqrt{1 + \frac{\delta_{12}^4}{L_F}} \sigma_0, \quad (4-44)$$

was effektiv einer Verkleinerung von δ_{12}^2 um den Faktor $1/\sqrt{L_F}$ bedeutet. Die Asymptote von f_σ aus der Gl. (4-41) fällt bei $L_F = 3$ und $\delta_{12} = 0,99$ von 5,04 auf 1,21.

Eine beispielhafte Rekonstruktion nach diesem Ansatz ist in Abbildung 4-13c dargestellt und zeigt ein zusätzliches Artefakt, das sich aufgrund der Filterung eines hochfrequenten Signals im Bereich zwischen t_0 und $t_0 + 2\Delta t_{12}$ bildet. Der iterative Rekonstruktionsansatz vervielfältigt dieses Artefakt entlang des Plateaus mit einer Periode von $2\Delta t_{12}$ skaliert mit δ_{12}^{2i} . Ein Ansatz, wie dieser Fehler beseitigt werden kann, wird im Anschluss diskutiert.

4.3.5.4 MAßNAHME 3

Dieses Vorgehen aus Maßnahme 2 führt zu einer anderen Art von Fehler, welcher in das Endergebnis der Rekonstruktion von $v_{h2}(t)$ eingefügt wird. Denn durch das Filtern wird die Information innerhalb des Filterfensters des vorderen Bereichs von $v_{hh}(t)$ leicht verändert. Gleichzeitig bleibt dieselbe Information in dem um $2\Delta t_{12}$ verschobenen Teil gleich. Wenn dem Plateau der Anregung hochfrequente Elemente überlagert sind, führt der Unterschied zwischen diesen Informationen beim Addieren beider Komponenten zu einem periodischen Fehler. Dieser kann verhindert werden, indem nach jedem Durchgang von einem Bereich der Länge $2\Delta t_{12}$ das komplette $v_{hh}(t)$ mit demselben Filteransatz gefiltert wird. Dadurch eliminiert man diese periodischen Fehler, allerdings wird bei jedem Durchgang die Bandbreite für den restlichen Teil des rekonstruierten $v_{h2}(t)$ reduziert. Die 3-dB-Eckfrequenz $f_{3\text{ dB}}(n)$ verschiebt sich bei n -maligen Filtern von $v_{hh}(t)$ mit $L_F = 3$ zu [59]

$$\begin{aligned} [H(f_{3\text{ dB}})]^n &= 0,7079 \\ \Rightarrow f_{3\text{ dB}}(n) &\approx f_s \cdot 0,159 \cdot \cos^{-1}(1,5 \cdot \sqrt[n]{0,7079} - 0,5), \end{aligned} \quad (4-45)$$

wobei für n die Gl. (4-36) als obere Grenze gilt. Der Graph von $f_{3\text{ dB}}(n)/f_s$ ist in Abbildung 4-12 aufgetragen und man erkennt, dass die Bandbreite zunächst schnell abfällt und nach dem ersten 20-maligen Filtern langsamer abnimmt. Erst nach dem Filtern von ca. 116 Durchgängen ist die ursprüngliche Bandbreite (nach

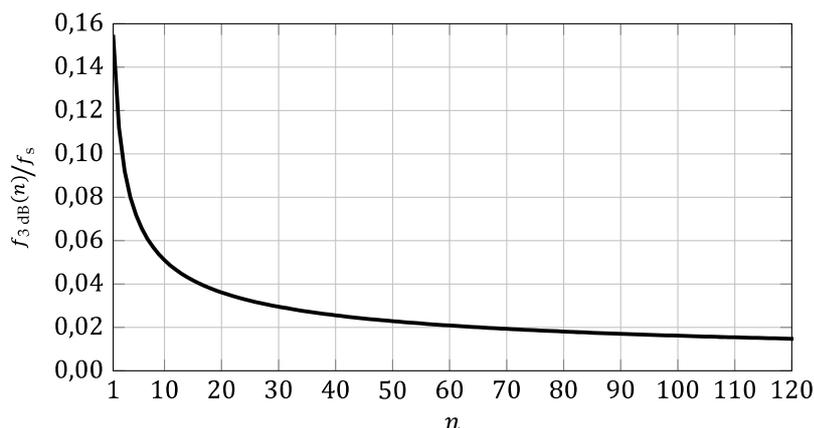


Abbildung 4-12. Änderung der 3-dB-Eckfrequenz des resultierenden Signals in Abhängigkeit von der Anzahl n der Filteranwendungen.

einmaligem Filtern) auf $1/10$ gefallen; im obigen Beispiel sinkt entsprechend die Bandbreite für das Plateau und die fallende Flanke von $v_{h2}(t)$ von 12,4 GHz auf 1,24 GHz. Die Abschätzung der Rauschamplitudenaddition der Gl. (4-44) gilt in diesem Fall aber nicht für den kompletten rekonstruierten Puls, sondern zeigt eine obere Grenze auf.

4.3.5.5 MAßNAHME 4

Schließlich gibt es noch die Möglichkeit, einzig das Plateau ab dem Zeitpunkt $t_0 + 2\Delta t_{12}$ (oder später) mit dem gleitenden Mittelwert zu filtern. Dabei gilt für die Rauschamplitudenänderung des gesamten Filterbereichs die Gl. (4-43) und die Abschätzung aus Gl. (4-44). In dem Kontext muss besonders auf die Randbedingungen für den Filter geachtet werden, da die ersten und die letzten L_F -Elemente im zu bearbeitenden Datensatz nicht vollständig gefiltert werden können.

4.3.5.6 ZUSAMMENFASSUNG DER RAUSCHAMPLITUDENREDUKTION

Die Abbildung 4-13 zeigt beispielhaft die verschiedenen Ansätze zur Rauschamplitudenminimierung. Teilabbildung a zeigt den vorherrschenden hinlaufenden Puls, dem im vorderen Bereich ein hochfrequentes Element hinzugefügt wurde. In den Teilabbildungen b bis e sind die Rekonstruktionsergebnisse unter Beachtung der Maßnahmen 0 bis 4 des bis zu diesem Punkt vorgestellten sgTLP-Algorithmus aufgezeigt.

- Maßnahme 0** *Beschreibung:*
 Setzen der Signale $v_1(t)$ und $v_2(t)$ vor dem hinlaufenden Puls auf 0.
Effekt:
 Es verbleibt eine steigende Rauschamplitude (siehe Gl. (4-18) bzw. Gl. (4-41)).
 Es gibt keine zusätzlichen Bandbreiten-Einschränkungen.

- Maßnahme 1** *Beschreibung:*
Einfügen eines zusätzlichen Dämpfungsglieds zwischen den Sensoren.
Effekt:
Die Rauschamplitude ist reduziert gemäß Gl. (4-41) und das hochfrequente Element ist unverändert. Zusätzliche Bandbreiten-Einschränkung durch das Dämpfungsglied.
Vorladespannung des Generators muss um die Dämpfung angepasst werden.
- Maßnahme 2** *Beschreibung:*
Filterung des anfänglichen Bereichs des $v_{hh}(t)$, um auf den hinteren Bereich von $v_{hh}(t)$ mit reduzierter Rauschamplitude zu schließen.
Effekt:
Die Rauschamplitude ist zwar verringert, aber es kann zu Artefakten kommen. Die Bandbreite im hinteren Pulsbereich ist durch Filter verkleinert. (Bei $L_F = 3$ Gl. (4-45) mit $n = 1$)
- Maßnahme 3** *Beschreibung:*
Filterung des anfänglichen Bereichs des $v_{hh}(t)$, um auf den hinteren Bereich von $v_{hh}(t)$ mit reduzierter Rauschamplitude zu schließen. Eine anschließende Filterung des kompletten Verlaufs von $v_{hh}(t)$ ist bei jedem Durchgang von einer Fensterbreite $2\Delta t_{12}$ nötig.
Effekt:
Die Rauschamplitudenaddition ist stark unterdrückt. Artefakte aus Maßnahme 2 sind nicht vorhanden. Die Bandbreite im hinteren Pulsbereich ist durch die Mehrfachfilterung stärker reduziert.
- Maßnahme 4** *Beschreibung:*
Filterung des rekonstruierten Signals mit Filterkernlänge L_F .
Effekt:
Die Rauschamplitude nimmt im Vergleich zu Maßnahme 0 um $1/\sqrt{L_F}$ ab, Bandbreite wird durch Filterfensterlänge L_F bestimmt.

Diese Analyse und das Beispiel in Tabelle 1 zeigt, dass zum einen die Maßnahme 0 durch ihre Einfachheit immer angewandt werden kann und dass Methode 1 und 3 das geringste Rauschen aufweisen. Dabei hängt die Methode 1 stark von den Eigenschaften des zusätzlichen Filters ab und Methode 3 kann nur angewendet werden, wenn keine zusätzlichen hochfrequenten Signalanteile im Plateau vorhanden sind, das Plateau der Anregung demnach stark bandbegrenzt ist. Wenn die hinlaufende Anregung $v_h(t)$ diese Eigenschaft erfüllt, bringt Maßnahme 3 eine

4.3 Sensor Gap TLP: Methode für schnelle Flanken und lange Pulse

größere Rauschamplitudenreduktion, da das Rauschen innerhalb des Plateaus mit jedem Filterdurchlauf von $2\Delta t_{12}$ weiter verringert wird. Erfüllt die Anregung diese Eigenschaft nicht, kann Methode 4 angewendet werden. Diese hinterlässt jedoch im Vergleich zu Methode 3 ein höheres Rauschniveau.

Wenn nichts anders erwähnt wird, wird im Folgenden die Methode 3 verwendet, da die nötigen Voraussetzungen als gegeben angenommen werden.

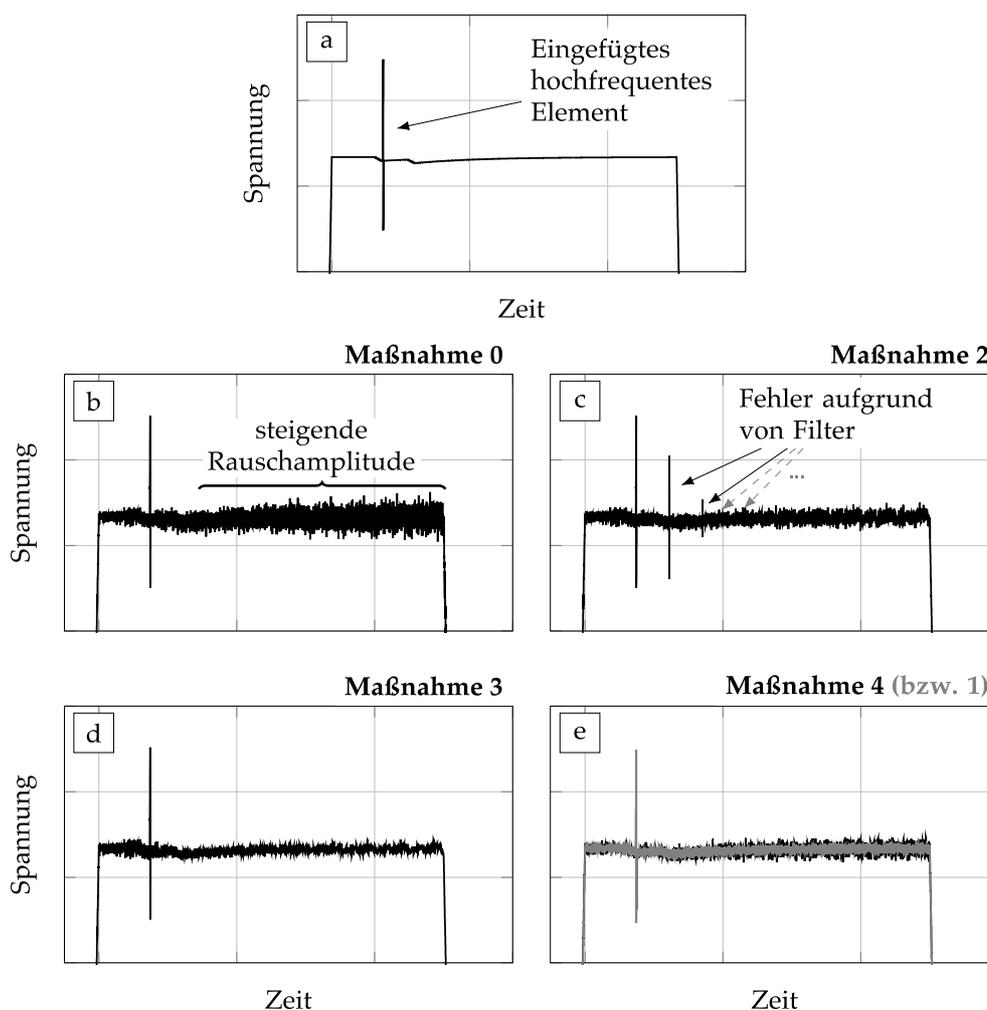


Abbildung 4-13. Die vorgestellten Maßnahmen 0 bis 4, um die Rauschamplitudenaddition zu kompensieren.

- (a) Signal mit zusätzlich hinzugefügtem hochfrequentem Element, das rekonstruiert werden soll.
- (b bis e) Ergebnisse der sgTLP-Rekonstruktion unter der Anwendung der beschriebenen Maßnahmen.

Tabelle 1: Vergleich von der Standardabweichung (quadratisches Mittel) des Rauschens am Ende des Pulses (80% bis 90% bei $i = 10$) nach Anwendung der beschriebenen Methoden im Vergleich zum Rauschen σ_0 im $v_{hh}(t)$.

	Maßnahme				
	0	1 ²⁾	2 ³⁾	3 ³⁾	4 ³⁾
$\sigma [10^{-4} \text{ V}]$	4,294	1,337	2,435	1,604	2,542
σ/σ_0 ¹⁾	3,686	1,148	2,042	1,380	2,227

1) Standardabweichung des Rauschens in $v_{hh}(t)$ $\sigma_0 = 1,1640 \cdot 10^{-4} \text{ V}$ 2) 3 dB Dämpfung 3) $L_F = 3$

4.3.6 PERIODISCHE FEHLER: DISPERSIVER EFFEKT DER KABEL

Wie in Abschnitt 3.3 beschrieben, beeinflussen die Kabel nicht nur die absolute Höhe, sondern auch die Form der Spannungspulse. Da die primären Leitungsgrößen frequenzabhängig sind, verändert sich diese Signalform nach Durchlauf durch ein Kabel aufgrund von zwei Eigenschaften: erhöhte Dämpfung der hochfrequenten Anteile (Tiefpassverhalten) und „Versmierung“ durch die frequenzabhängige Ausbreitungsgeschwindigkeit (Laufzeitverzerrungen bzw. Dispersion) der einzelnen Signalkomponenten. Im Folgenden werden beide Beiträge gemeinsam als *dispersiver Effekt* bezeichnet.

Die exakte Modellierung dieser Aspekte ist komplex, da die experimentelle Bestimmung der Leitungsgrößen und deren Frequenzverhalten über eine große Bandbreite sehr herausfordernd ist. Einige Zeitbereichssimulationen mit gängiger Software (z.B.: Keysight Advanced Design Studio) lieferten zwar Ergebnisse, die zunächst plausibel erschienen. Bei genauerer Untersuchung der kompletten Pulsverläufe wichen die Simulationsergebnisse jedoch deutlich von den Messkurven (wie der z.B. in Abbildung 3-6) sowohl im Bereich der Flanke als auch im späteren Verlauf des Pulses ab. Dadurch wurden weitere Artefakte in der Rekonstruktion verursacht, die messtechnisch nicht verifizierbar waren. Eine Ursachenforschung konnte nicht durchgeführt werden, da es keine Möglichkeit gab, die genauen Modellierungsalgorithmen zu analysieren.

Im Verlauf der Arbeit hat sich gezeigt, dass die resultierenden Einflüsse auf den Rekonstruktionsalgorithmus unabhängig von der Ursache der Abweichungen sind, solange sie sich in einer Änderung des Pulsverlaufs an der Pulsflanke bzw. in deren Nähe äußern. Gemäß Albert Einsteins Credo „Alles sollte so einfach wie möglich sein – aber nicht einfacher“¹⁵ werden in den folgenden Abschnitten die

¹⁵ „HOW A 'DIFFICULT' COMPOSER GETS THAT WAY; HARPSICHORDIST“, von Roger Sessions New York Times, 8.1.1950, S. 89

Kabel als Filter mit gleitendem Mittelwert modelliert (zusätzlich zu den bereits erwähnten Eigenschaften), daraus resultierenden Effekte auf den Rekonstruktionsalgorithmus gezeigt sowie Kompensationsmöglichkeiten dieser Effekte beschrieben.

4.3.6.1 FOLGEN DES DISPERSIVEN EFFEKTES FÜR DIE REKONSTRUKTION

Neben der konstanten Dämpfung δ_{12} bzw. δ_2 und der Verschiebung um Δt_{12} bzw. Δt_2 filtern die Kabel zusätzlich die Signale bei jedem Durchlauf. Diese Filterwirkung hat unter anderem ein Tiefpassverhalten; z.B. beträgt laut Hersteller [48] der Faktor der Dämpfung α_K (in dB/m) zwischen 0,9 GHz und 4,5 GHz der verwendeten Kabel im Laboraufbau 2,33.

Diese Eigenschaft verursacht die stärksten Veränderungen in der Nähe der steigenden Flanke der Anregung $v_h(t)$ und (je nach Prüfling) an der ersten Flanke der rücklaufenden Antwort des Prüflings, da diese Flanken die meisten hochfrequenten Signalanteile beinhalten.

Für die Analyse der resultierenden Folgen auf die Rekonstruktion wurde das bisher verwendete Modell nochmals erweitert. Um die Sichtbarkeit der neuen Effekte zu erhöhen, wurde in den folgenden Simulationen zusätzlich die Dämpfung erhöht, die konstanten Dämpfungsfaktoren δ der Kabel demnach betragsmäßig verkleinert. Die Ergebnisse mit und ohne dispersiven Effekt sind in Abbildung 4-14 dargestellt; Abbildung 4-14a zeigt dabei das mit Gl. (4-31) erzeugte $v_{hh}(t)$ und Abbildung 4-14b das daraus berechnete $v_h(t)$.

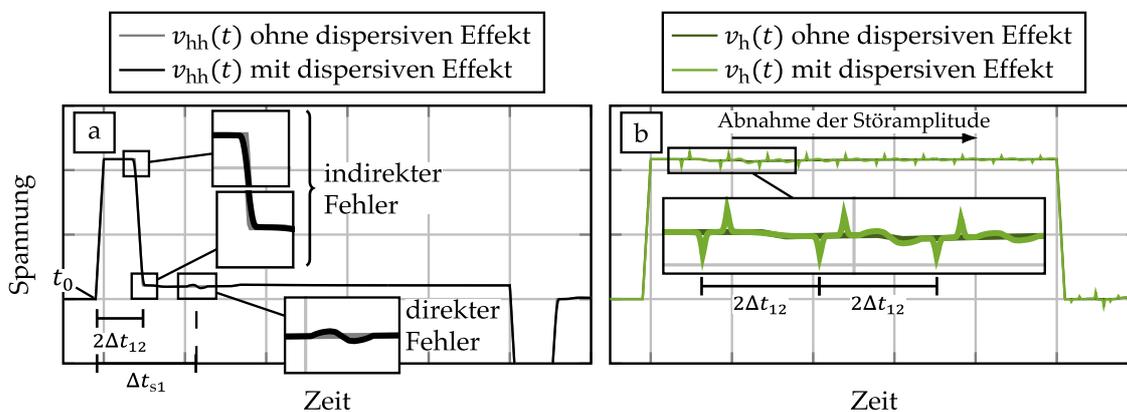


Abbildung 4-14. Die Auswirkung des dispersiven Effekts auf $v_{hh}(t)$ und $v_h(t)$.

- (a) zwei Fehlerarten in $v_{hh}(t)$, die durch den dispersiven Effekt entstehen.
- (b) sichtbarer periodischer Fehler in $v_{hh}(t)$ aufgrund des dispersiven Effekts.

Die Unterschiede in Abbildung 4-14a zwischen $v_{hh}(t)$ mit und ohne dispersiven Effekt sind bei den gewählten Filtereigenschaften in dieser Simulation subtil und

beschränken sich hauptsächlich auf zwei Bereiche, die sich aus der Struktur der Berechnung in Gl. (4-31) ergeben. Für diese Berechnung werden im Wesentlichen die Sensorsignale zunächst auf den Anfang der Prüflingsantwort synchronisiert und anschließend $v_2(t)$ von $v_1(t)$ subtrahiert. Dabei kommt es mit dem dispersiven Effekt zu zwei Fehlern in $v_{hh}(t)$. Aufgrund der unmittelbaren Sichtbarkeit in $v_{hh}(t)$ wird einer dieser Fehler nachfolgend als *indirekter Fehler* und der andere als *direkter Fehler* bezeichnet.

Der indirekte Fehler zeigt sich in $v_h(t)$ nach dem Ausführen der ersten Summation in Gl. (4-34) und hat den Ursprung in dem Unterschied der steigenden Flanke des hinlaufenden Pulses zwischen $v_1(t)$ und $v_2(t)$. Der direkte Fehler dagegen zeigt sich direkt in $v_{hh}(t)$ als Differenz zwischen den Flanken der Prüflingsantwort und überträgt sich eins zu eins beim Ausführen von Gl. (4-34) in $v_h(t)$. Da der direkte Fehler sich erst nach $t_0 + \Delta t_{s1}$ (vgl. Abbildung 4-5) zeigt, gibt es einen Bereich zwischen $t_0 + 2\Delta t_{12}$ und $t_0 + \Delta t_{s1}$, in dem nur der indirekte Fehler präsent ist. Ab $t > t_0 + \Delta t_{s1}$ und aufgrund des iterativen Ansatzes in Gl. (4-34) überlagern beide Fehler mit der Periode $2\Delta t_{12}$ das eigentliche Signal bis zum Ende der Auswertung, wie in Abbildung 4-14b zu sehen ist.

Zusätzlich verringert sich bei jeder Summation die Störungsamplitude aufgrund des Faktors δ_{12}^{2i} in Gl. (4-34). Das Verringern dieses Faktors δ_{12} – z.B. durch das Einfügen eines Dämpfungsgliedes zwischen den Sensoren (vgl. Maßnahme 1 auf S. 61) – verkleinert zwar die Amplitude der Artefakte im Verlauf der Rekonstruktion, beseitigt aber nicht die grundlegende Ursache. Durch das Hinzufügen können darüber hinaus je nach Bandbreite dieses Filters sowohl der direkte als auch indirekte Fehler verstärkt werden.

4.3.6.2 KOMPENSATION DES DISPERSIVEN EFFEKTES

Wenn der exakte Einfluss der Kabel bekannt ist, kann Anhand einer Rückfaltung dieser Effekt exakt kompensiert werden (vgl. das Kapitel Zusammenfassung und Ausblick am Ende der Arbeit). Zum einen - wie bereits erwähnt - ist die exakte Bestimmung der Übertragungsfunktion über die benötigte Bandbreite herausfordernd. Zum anderen muss der Rückfaltungsansatz sowohl das Überlagern von (mindestens) zwei in gegensätzliche Richtungen laufenden Signalen als auch die Kabeleinflüsse berücksichtigen. Dadurch ist die Rückfaltung jedoch im Vergleich zu den nachfolgenden Ausführungen viel komplexer.

Um die beschriebenen, durch den dispersiven Effekt verursachten periodischen Fehler zu vermeiden, müssten bei den bisherigen Annahmen hauptsächlich die Signalflanken¹⁶ von $v_1(t)$ und $v_2(t)$ bei der Berechnung von $v_{hh}(t)$ identisch sein. Durch den dispersiven Effekt sind aber diese Flanken wie beschrieben unter-

¹⁶Allgemein: die hochfrequenten Anteile

schiedlich. Die Kompensation dieses Effektes läuft somit darauf hinaus, dass diese Flanken aufeinander abgestimmt werden müssen.

Indirekter Fehler

Per Definition ist der Bereich zwischen t_0 und $t_0 + 2\Delta t_{12}$ in $v_{hh}(t)$ aus $v_1(t)$ entnommen, lediglich um die Dämpfung des Kabels zwischen den Sensoren, und im Bereich zwischen $t_0 + \Delta t_{12}$ bis $t_0 + 2\Delta t_{12}$ um die Sensorfehl Anpassung von Sensor 2 verändert. Das Resultat zwischen t_0 und $t_0 + 2\Delta t_{12}$ entspricht ohne dispersiven Effekt dem Signal $v_2(t)$. Der indirekte Fehler entsteht, weil die erste Flanke von $v_2(t)$ nicht mehr identisch mit der von $v_1(t)$ ist. Ersetzt man nun den ersten Teil, (von t_0 bis $t_0 + 2\Delta t_2$) von v_1 durch den entsprechenden skalierten Teil von v_2 , verschwindet der indirekte Fehler. Das ist möglich, weil v_2 in diesem Zeitbereich, genauso wie v_1 , nur den hinlaufenden Puls v_h enthält.

Wie diese Ersetzung aussieht, hängt von dem Verhältnis der Längen l_2/l_1 der Kabel im sgTLP-Aufbau ab:

$$l_2 \leq l_1 \rightarrow v_{hh}(t) = v_2(t + \Delta t_{12}) \quad \text{mit } t \in [t_0; t_0 + 2\Delta t_2), \quad (4-46)$$

$$l_2 > l_1 \rightarrow v_{hh}(t) = v_2(t + \Delta t_{12}) - \delta_{12}^2 v_2(t - \Delta t_{12}) \quad \text{mit } t \in [t_0; t_0 + 2\Delta t_2). \quad (4-47)$$

Das Ergebnis der Rekonstruktion nach der beschriebenen Kompensation sieht man in Abbildung 4-15, dabei entspricht die Abbildung 4-15a der Abbildung 4-14b und dient als Vergleich. In Abbildung 4-15b ist abzulesen, dass der indirekte Fehler mit dem Ansatz der Gl. (4-46) bzw. (4-47) restlos kompensiert werden konnte und nur noch der direkte Fehler dem eigentlichen Signal überlagert ist. Dieses Vorgehensweise ist nur bei der Rekonstruktion mittels $v_{hh}(t)$ nötig.

Bei $v_{rr}(t)$ wird aufgrund seiner Struktur der indirekte Fehler zum direkten Fehler. Da sich dieser Fehler vor dem eigentlichen Signal v_r befindet, kann dieser folgenlos abgeschnitten werden.

Beim Verwenden von $v_{rr}(t)$ ist nur der Fehler durch die Flanken von $v_r(t)$, der dadurch zum indirekten Fehler wird, wesentlich. Wird in dem Bereich dieser Flanken gefiltert, kommt es aufgrund der steigenden Flanken der Prüflingsantwort zu weiteren Artefakten und die Kompensation der Rauschaddition gestaltet sich komplexer. Deshalb wird ab diesem Punkt lediglich die Rekonstruktion mittels $v_{hh}(t)$ erläutert.

Direkter Fehler

Der direkte Fehler entsteht durch die Unterschiede in den Flanken der Prüflingsantwort, also zu Zeiten, in denen in beiden Sensorsignalen v_h und v_r gemischt vorkommen. Daher ist in dem Kontext ein anderes Vorgehen notwendig. Der hier verwendete Ansatz nutzt aus, dass der direkte Fehler in v_h zwar abklingt, aber

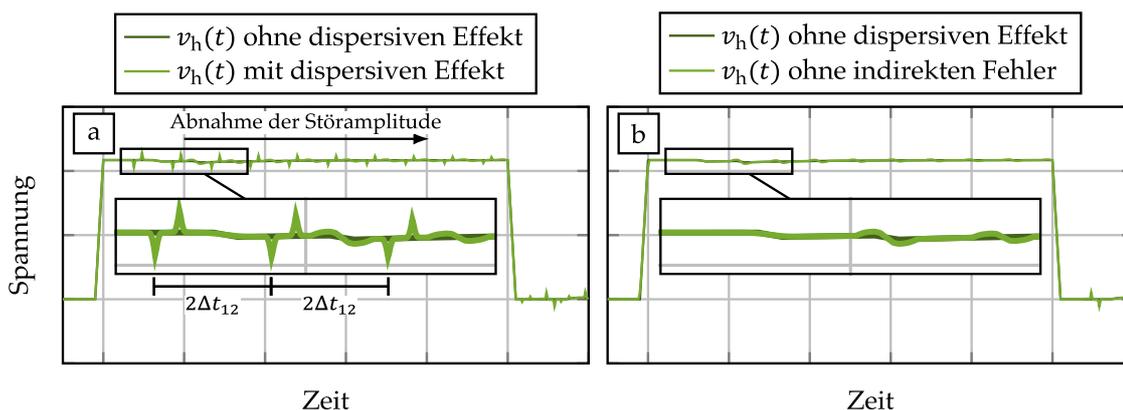


Abbildung 4-15. Kompensation des indirekten Fehlers in $v_h(t)$.

- (a) Zwei Fehlerarten, die sich durch dispersiven Effekt zeigen.
- (b) Sichtbarer periodischer Fehler aufgrund des direkten Fehlers allein.

ansonsten streng periodisch erscheint und seine zeitliche Lage in v_{hh} genau bekannt ist.

Um den direkten Fehler zu beseitigen, gilt es folglich seine Form zu bestimmen, ihn in $v_{hh}(t)$ zu lokalisieren und entsprechend zu entfernen. Eine Kompensation in $v_h(t)$ ist durch das wiederholte Auftreten komplexer und dadurch anfälliger für das Hinzufügen weiterer Artefakte.

Zunächst müssen folgende Fälle unterschieden werden: Die Dauer des direkten Fehlers kann kleiner oder größer als $2\Delta t_{12}$ sein, ferner kann der direkte Fehler mittelwertfrei oder mittelwertsbehaftet sein¹⁷. Im Folgenden wird erst der mittelwertfreie Fall behandelt, da dieser grundlegend ist für das Verständnis der Kompensation des direkten Fehlers ist.

Diese Analyse wird zunächst ohne den Einfluss des Rauschens durchgeführt, die Auswirkung auf die Rekonstruktion bei verrauschten Signalen wird am Ende des Abschnitts erläutert.

Fall 1: Fehlersignatur ist mittelwertfrei mit Dauer kleiner als $2\Delta t_{12}$

Folgende Merkmale des direkten Fehlers sind aus der Struktur der Berechnung bekannt:

- Merkmal 1** Der direkte Fehler ist ein hochfrequentes Signal, da dieses Signal durch Subtraktion zweier unterschiedlich tiefpassgefilterter Signale entsteht.

¹⁷ Der Fall eines direkten Fehlers mit einer Dauer größer als $2\Delta t_{12}$ und der gleichzeitig innerhalb des Intervalls $2\Delta t_{12}$ nicht mittelwert-behaftet ist, ist bei einem breitbandigen Signal, das durch eine tiefpass-ähnliche Charakteristik erzeugt wurde, eine vernachlässigbare Untermenge aller möglichen Fehlersignaturen.

- Merkmal 2 Der Anfangszeitpunkt des direkten Fehlers in $v_{hh}(t)$ beträgt $t_{\text{direkt,start}} = t_0 + \Delta t_{s1} - \epsilon$, wobei ϵ davon abhängt, wie stark die Filterwirkung der Kabel ist.
- Merkmal 3 Die Periode des resultierenden Fehlers in $v_h(t)$ beträgt $T_{\text{direkt}} = 2\Delta t_{12}$.
- Merkmal 4 Das Abklingverhalten, also der Faktor, mit dem der direkte periodische Fehler im Verlauf von $v_h(t)$ von einer $(j - 1)$ -ten zur j -ten Periode skaliert wird, beträgt, $\delta_{12}^{2 \cdot j'}$. Dabei hängt j' davon ab, welcher Index i aus der Gl. (4-34) $t_{\text{direkt,start}}$ beinhaltet. Deshalb gilt

$$j' = i + \left\lfloor \frac{\Delta t_2}{\Delta t_{12}} \right\rfloor. \quad (4-48)$$

Diese Merkmale können genutzt werden, um die Form des direkten Fehlers zu extrahieren.

Zunächst soll ein stark geglättetes Signal erzeugt werden, das den periodischen Fehler nicht enthält, um diesen damit gut bestimmen zu können.

Durch die periodische Struktur des resultierenden Fehlers in $v_h(t)$ setzt sich dessen Spektrum aus den Frequenzen $1/T_{\text{direkt}}$ und ganzen Vielfachen davon zusammen, was für eine geeignete Filterung positiv ist.

Beim Filtern im Frequenzbereich gilt allgemein

$$F'(f) = F(f) \cdot H_F(f), \quad (4-49)$$

wobei die Spektren $F'(f)$ das gefilterte Signal, $F(f)$ das ungefilterte Signal und $H_F(f)$ die Übertragungsfunktion des Filters repräsentieren. Deshalb wird für die Extraktion des direkten Fehlers zunächst der Filter aus Gl. (4-42) so angepasst, dass die Nullstellen von $|H_F(f)|$ mit Frequenzen des Fehlerspektrums zusammenfallen:

$$\begin{aligned} |H_F(f)| = 0 &\Rightarrow \sin(\pi f \cdot X_F) = 0 \\ &\Rightarrow \pi \frac{f_{\text{direkt}}}{f_s} \cdot X_F = \pi \\ &\Rightarrow X_F = T_{\text{direkt}} \cdot f_s = 2\Delta t_{12} \cdot f_s. \end{aligned} \quad (4-50)$$

Es ergibt sich damit eine Filterung mit einem gleitenden Mittelwertfilter der Länge $T_{\text{direkt}} = 2\Delta t_{12}$.

Dadurch, und unter der Voraussetzung, dass der Generator-Puls im Plateau keine bzw. wenige hochfrequente Signalanteile besitzt, hat das Filterergebnis vom rekonstruierten $v_h(t)$ eine zugrundeliegende Form, die den periodischen direkten Fehler nicht enthält. Ebenso ist aber auch das komplette Signal wegen der großen Länge des Filterkerns X_F merklich gefiltert. Dies ist jedoch unerheblich, da hier nur der sehr flache Teil von v_h verwendet wird.

Wenn nun das Filterergebnis von dem Rekonstruktionsergebnis subtrahiert wird, entsteht ein Signal $s_{\text{direkt}}(t)$, das im Bereich $t \in [t_{\text{direkt,start}}; (t_p - t_{\text{direkt,start}})]$ n_P Perioden des direkten Fehlers enthält, die mit den hochfrequenten Signalanteilen des Anregungsplateaus überlagert sind. Der direkte Fehler ist dabei streng periodisch und von einer Periode zur nächsten mit dem Faktor $\delta_{12}^{2 \cdot j'}$ skaliert (vgl. Merkmal 3 und 4 oben).

Um den direkten Fehler zu isolieren, reicht es daher aus, $s_{\text{direkt}}(t)$ in n_P Teile mit den Teilbereichen

$$t_j \in [t_{\text{direkt,start}} + j \cdot T_{\text{direkt}}; t_{\text{direkt,start}} + (j+1) \cdot T_{\text{direkt}}) \text{ mit } j = 0, 1, \dots, n_P - 1, \quad (4-51)$$

aufzuteilen, jeden dieser Teilbereiche mit $1/\delta_{12}^{2j'}$ (vgl. Gl. (4-48)) zu skalieren und anschließend den Mittelwert $s_{\text{Kern}}(t)$ aller Teilbereiche zu bestimmen:

$$s_{\text{Kern}}(t) = \frac{1}{n_P - x} \sum_{j=x}^{n_P-1} \frac{s_{\text{direkt}}(t_j)}{\delta_{12}^{2j'}}. \quad (4-52)$$

Hierbei ist $x \geq 0$ der Startindex. Im weiteren Verlauf wird sich herausstellen, dass die Wahl $x \geq 1$ vorteilhaft ist.

Der in $s_{\text{Kern}}(t)$ abgeschätzte direkte Fehler beinhaltet jedoch eine weitere Eigenschaft. Durch die Sensorfehl Anpassung besteht die Anregung, die am Prüfling anliegt, nicht nur aus dem trapezförmigen Puls des TLP-Generators, sondern diesem Puls sind zwei weitere Reflexionen der rücklaufenden Antwort des Prüflings überlagert (eine pro Sensor im Messaufbau – vgl. Unterschied 3 auf Seite 48). Die Anfangszeitpunkte dieser Reflexionen am Sensor 2 betragen in diesem Zusammenhang jeweils $t_0 + \Delta t_{s2}$ und $t_0 + \Delta t_{s2} + 2\Delta t_{12} = t_0 + \Delta t_{s1}$. Der zweite Zeitpunkt fällt also genau mit $t_{\text{direkt,start}}$ zusammen. Bei einem beliebigen Prüfling ist die Wahrscheinlichkeit sehr hoch, dass in diesem Bereich der zweiten Reflexion hochfrequente Anteile vorhanden sind. Das hat zur Folge, dass in $s_{\text{direkt}}(t)$ die ersten Perioden¹⁸ nicht nur den direkten Fehler, sondern auch die hochfrequenten

¹⁸ Vor allem aber in der ersten Periode im Bereich $[t_{\text{start,direkt}}; t_{\text{start,direkt}} + T_{\text{direkt}})$.

Signalteile der zweiten Reflexion enthalten. Deshalb ist es effektiver, die Mittelwertbildung für $s_{\text{Kern}}(t)$ erst bei $j = x \geq 1$ durchzuführen.

Der Vergleich zwischen dem in $v_{\text{hh}}(t)$ vorhandenen direkten Fehler und dem ermittelten Mittelwert $s_{\text{Kern}}(t)$ mit $x = 0$ und $x = 1$ ist in Abbildung 4-16a dargestellt. Die Abbildung 4-16b zeigt daneben die relative Abweichung von dem rekonstruierten $v_{\text{h}}(t)$ mit und ohne Kompensation gegenüber der am Prüfling vorherrschenden Anregung, wobei auf das Maximum dieser anliegenden Anregung skaliert wurde.

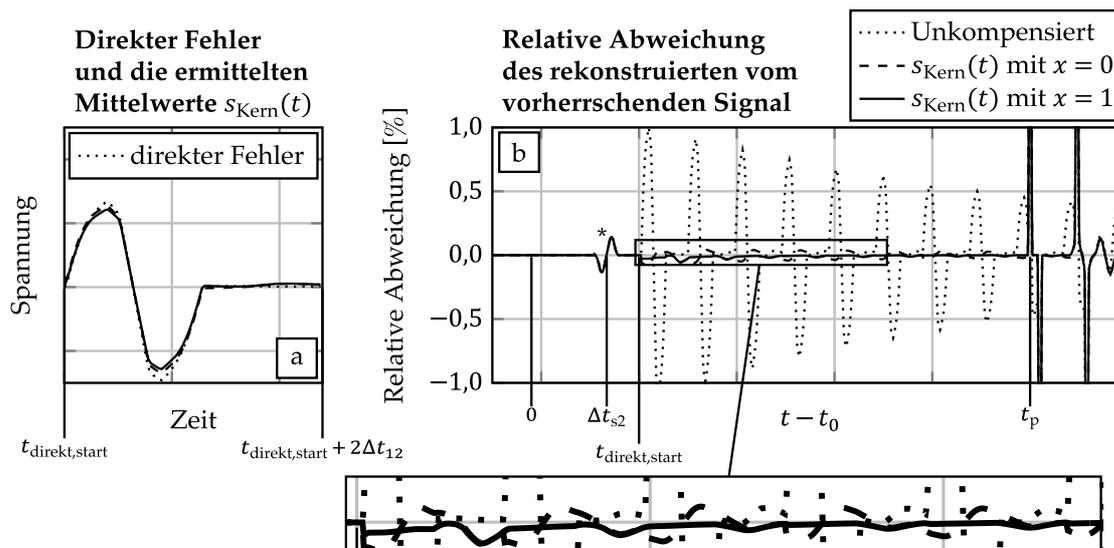


Abbildung 4-16. Direkter Fehler in $v_{\text{hh}}(t)$ und dessen Kompensation.

- (a) Direkter Fehler in $v_{\text{hh}}(t)$ und der ermittelte Mittelwert aus $s_{\text{direkt}}(t)$ für unterschiedliche Wahl von x .
- (b) Relative Abweichung des rekonstruierten $v_{\text{h}}(t)$ mit und ohne Kompensation des direkten Fehlers. Der mit * markierte Bereich hat einen Ursprung im dispersiven Effekt der Kabel. Dieser wirkt sich auch auf die Reflexionen aus (s. Text).

Man erkennt, dass beide Mittelwerte $s_{\text{Kern}}(t)$ den direkten Fehler zum großen Teil gut abbilden und die Abweichungen des rekonstruierten Signals deutlich reduzieren. Im Bereich des periodischen Fehlers verbleiben relative Abweichungen von $\leq 5\%$ ($x = 0$) bzw. $\leq 0,5\%$ ($x = 1$).

Die Abweichungen haben zweierlei Gründe: Zum einen die Überlagerungen von Reflexionen, die aufgrund der Sensorfehlanspassung entstehen; zum anderen der Unterschied dieser Reflexionen an den einzelnen Sensoren aufgrund des dispersiven Effektes¹⁹.

¹⁹ Das ist auch die Ursache für den mit (*) markierten Bereich um Δt_{s2} in Abbildung 4-16b.

Insgesamt führt die Verwendung der bestimmten Mittelwerte zu einer teilweisen Kompensation des direkten Fehlers. In dem gezeigten Beispiel verringert sich die relative Abweichung bei der Wahl von $x = 0$ um ca. 95% während des gesamten Anregungsplateaus und bei der Wahl von $x = 1$ um ca. 95% in der ersten Periode und um bis zu ca. 99,5% am Ende des Plateaus. Daraus lässt sich ableiten: Obwohl die Wahl für $x = 0$ laut Abbildung 4-16a besser den direkten Fehler in $v_{hh}(t)$ zu repräsentieren scheint, erzeugt die Wahl von $x = 1$ eine Schätzung $s_{Kern}(t)$, die den kompletten Verlauf des periodischen Fehlers besser beseitigen kann.

Fall 2: Fehlersignatur ist mittelwertsbehaftet mit Dauer kleiner als $2\Delta t_{12}$

Ob der Mittelwert des direkten Fehlers verschwindet oder nicht, hängt stark von dem dispersiven Effekt der Kabel ab. Bei einer mittelwertsbehafteten Art des direkten Fehlers mit Dauer kleiner als $2\Delta t_{12}$ wird beim Anwenden des Filters aus Gl. (4-50) dieser Mittelwert des Fehlers in $s_{direkt}(t)$ nicht enthalten sein; der Filter kann diesen Mittelwert nicht vom eigentlichen Mittelwert des Signals trennen. Dadurch kommt es bei der Rekonstruktion zu einem Versatz um genau diesen Mittelwert des direkten Fehlers, wobei der Versatz im Verlauf des Plateaus nach jedem Durchgang von $j \cdot 2\Delta t_{12}$ mit $\delta_{12}^{2 \cdot j'}$ skaliert wird.

Eine vollständige Kompensation dieses Effekts ist schwer realisierbar, da der Mittelwert des Fehlers stark von der Form des direkten Fehlersignals abhängt, die wiederum stark mit der Form der Prüflingsantwort²⁰ variiert. Man kann jedoch davon ausgehen, dass sowohl der direkte als auch der indirekte Fehler die gleichen Ursachen haben. Bei einem Leerlauf- bzw. Kurzschlussprüfling stellt der indirekte Fehler ein Worst-Case-Szenario für den direkten Fehler dar; die Anregung hat in der Regel mehr hochfrequente Anteile als die Prüflingsantwort. Das bedeutet wiederum, dass bei vergleichbaren Kabeln mit ähnlicher Länge $l_1 \approx l_2$ der Mittelwert des indirekten Fehlers stark mit dem Mittelwert des direkten Fehlers korreliert und als obere Schranke für den Mittelwert des direkten Fehlers eines allgemeinen Prüflings dienen kann.

Da im Gegensatz zu $v_{hh}(t)$ der indirekte Fehler isoliert in $v_{rr}(t)$ aus Gl. (4-32) im Bereich zwischen t_0 und $t_0 + \Delta t_{s2}$ mit umgekehrten Vorzeichen vorhanden ist, kann der beschriebene Versatz in der Rekonstruktion minimiert werden, indem man den in $v_{rr}(t)$ bestimmten Mittelwert des indirekten Fehlers zu $s_{Kern}(t)$ addiert.

Fall 3: Fehlersignatur hat eine Dauer größer als $2\Delta t_{12}$ und ist ggf. mittelwertsbehaftet

Die letzte Fehlerart des direkten Fehlers – länger als $2\Delta t_{12}$ und ggf. mittelwertsbehaftet im Intervall $t_{direkt,start}$ bis $t_{direkt,start} + 2\Delta t_{12}$ – hat zwei Folgen. Zum einen ist $s_{Kern}(t)$ nicht eine Repräsentation des direkten Fehlers, sondern eine Kombi-

²⁰ Eine Prüflingsantwort mit niederfrequenten Anteilen am Anfang des Signals verursacht einen kleineren direkten Fehler im Vergleich zu einer Prüflingsantwort mit hochfrequenten Anteilen am Anfang des Signals.

nation aus dem direkten Fehler im Bereich $t_{\text{direkt,start}}$ bis $t_{\text{direkt,start}} + 2\Delta t_{12}$ und des direkten Fehlers der darauffolgenden Bereiche²¹. Zum anderen kommt es zu einem Versatz aufgrund des herausgefilterten Mittelwertes des direkten Fehlers (analog zu Fall 2 oben).

In diesem Fall 3 und unter der Voraussetzung, dass die Überlappung innerhalb des Bereichs zwischen $t_{\text{direkt,start}} + 2\Delta t_{12}$ und $t_{\text{direkt,start}} + 4\Delta t_{12}$ schnell abklingt, lässt sich die nach Gl. (4-52) die rekonstruierte Fehlerform $s_{\text{Kern}}(t)$ folgendermaßen beschreiben:

$$s_{\text{Kern}}(t) \approx \underbrace{f_{\text{direkt}}(t) + f_{\text{direkt}}(t + 2\Delta t_{12}) \cdot \delta_{12}^2}_{f'} - \overline{f'} \quad (4-53)$$

mit $t \in [t_{\text{direkt,start}}; t_{\text{direkt,start}} + 2\Delta t_{12}]$,

wobei $f_{\text{direkt}}(t)$ den Zeitverlauf eines allgemeinen direkten Fehlers darstellt. Hier ist es essenziell, $s_{\text{Kern}}(t)$ wie in Fall 1 mit $x \geq 1$ zu bestimmen, da die eigentliche Störperiode bei $t_{\text{direkt,start}} + 2\Delta t_{12}$ anfängt. Bei der Wahl $x = 0$ wird ein zusätzlicher periodischer Fehler in die Rekonstruktion eingefügt.

Ohne weitere Kenntnis über die dispersive Verzerrung lassen sich die Summanden aus (4-53) nicht trennen. Im allgemeinen Fall führt in dem Kotext kein Weg an einer Entfaltung vorbei, wie anfangs bereits erwähnt. Selbst ein exponentieller Verlauf ist durch den gleitenden Mittelwert aus (4-48) und (4-49) verzerrt in $s_{\text{Kern}}(t)$ enthalten und daher nicht sauber auswertbar. An diesen Punkt ist man demnach durch Länge und Qualität der Kabel begrenzt. Die vom Kabel zwischen Sensor 2 und Prüfling erzeugten dispersiven Effekte dürften nicht länger andauern als die doppelte Laufzeit $2\Delta t_{12}$ des Kabels zwischen den beiden Sensoren.

Der Versatz, der aufgrund des gefilterten Mittelwertes $\overline{f'}$ auftaucht, kann analog zu Fall 2 durch die Abschätzung in $v_{\text{rr}}(t)$ minimiert werden. Dennoch bleibt sowohl eine Abweichung im Bereich $t_{\text{direkt,start}}$ bis $t_{\text{direkt,start}} + 2\Delta t_{12}$ infolge der größeren Dauer des direkten Fehlers (ähnlich zu Fall 1) als auch ein Versatz (ähnlich zu Fall 2), der durch die unvollständige Abschätzung des Mittelwertes des direkten Fehlers erzeugt wird.

Durch die Vergrößerung der Kabellänge l_1 kann Fall 3 in Fall 2 umgewandelt werden. Die dazu benötigte Kabellänge kann im Vorfeld durch eine Charakterisierung des dispersiven Effektes der verwendeten Kabel ermittelt werden (vgl. Abschnitt 3.3).

Einfluss des Rauschens auf die Kompensation des direkten Fehlers

Bei den verrauschten Signalen $v_1(t)$ und $v_2(t)$ bzw. $v_{\text{hh}}(t)$ ergibt sich bei der Berechnung von $s_{\text{Kern}}(t)$ in Gl. (4-52) eine Rauschamplitudenverstärkung. In den

²¹ Ähnlich dem Ergebnis einer periodischen Faltung [60].

jeweiligen Teilbereichen von t_j ergibt sich die Standardabweichung σ_j dadurch, dass die Standardabweichung σ von $v_{hh}(t)$ mit $f_\sigma(j')$ aus Gl. (4-41) und Gl. (4-48) multipliziert wird. Neben diesem Effekt kommt es zusätzlich zu einer Verstärkung durch den Faktor $1/\delta_{12}^{2j'}$. Für die Standardabweichung σ_{Kern} von $s_{\text{Kern}}(t)$ gilt somit

$$\sigma_{\text{Kern}} = \frac{1}{n_p - x} \sqrt{\sum_{j=x}^{n_p-1} \frac{(f_\sigma(j))^2}{\delta_{12}^{4j'}}} \cdot \sigma < \sqrt{\frac{f_\sigma(n_p - 1)^2}{(n_p - 1 - x) \cdot \delta_{12}^{4u}}} \cdot \sigma, \quad (4-54)$$

wobei $u = n_p - 1 - x + \lfloor \Delta t_2 / \Delta t_{12} \rfloor$. Die obere Schranke kann in erster Näherung angewendet werden, weil es sich bei $f_\sigma(i)$ in Gl. (4-54) um eine monoton steigende Funktion handelt. Ist diese Schranke größer als 2, kann der Verstärkungsfaktor z.B. mit Hilfe von der Filterung aus Gl. (4-43) des gesamten Signals $s_{\text{Kern}}(t)$ wieder verkleinert werden. Eine Alternative wäre, die obere Grenze von j in Gl. (4-51) zu verkleinern.

4.3.6.3 ZUSAMMENFASSUNG: REDUKTION VON DISPERSIONSARTEFAKTEN

Die Tiefpasscharakteristik und dispersiven Eigenschaften von Kabeln führen zu periodischen Fehlern bei der Rekonstruktion des hinlaufenden Pulses. Diese können in $v_{hh}(t)$ lokalisiert werden und haben ihren Ursprung in den durch den dispersiven Effekt verursachten Unterschieden zwischen $v_1(t)$ und $v_2(t)$. Die größten Unterschiede befinden sich an den Anfängen der Anregung und der Prüflingsantwort, da steile Flanken die meisten hochfrequenten Anteile aufweisen. Bei der Berechnung von $v_{hh}(t)$ in Gl. (4-31) kommt dadurch an zwei Stellen zu Fehlersignaturen: der indirekte Fehler, als Unterschied der Flanken der Anregung, und der direkte Fehler als Unterschied der Flanken der Prüflingsantwort.

Den indirekten Fehler kann man durch geschicktes Ersetzen der Signale beseitigen (Gl. (4-46) bzw. Gl. (4-47)). Für den direkten Fehler wird die Fehlersignatur mit $s_{\text{Kern}}(t)$ abgeschätzt und von $v_{hh}(t)$ an der Stelle beginnend bei $t_{\text{direkt,start}}$ (vgl. Merkmal 2 auf Seite 68) abgezogen. Dazu wird als erstes $s_{\text{direkt}}(t)$ bestimmt: die fehlerhafte Rekonstruktion von $v_h(t)$ (Ergebnis der Gl. (4-34)) wird zunächst mit einem gleitenden Mittelwert Filter der Filterlänge aus Gl. (4-50) so abgeändert, dass der direkte Fehler nicht mehr im Signal vorhanden ist. Das Filterergebnis wird dann von der fehlerhaften Rekonstruktion $v_h(t)$ abgezogen, um $s_{\text{direkt}}(t)$ zu erzeugen. Aus $s_{\text{direkt}}(t)$ wird zuletzt mit Hilfe von Gl. (4-52), Gl. (4-51), dem Startindex x und ggf. dem Mittelwert von $v_{rr}(t)$ im Bereich zwischen t_0 und $t_0 + \Delta t_{s2}$ die Abschätzung des direkten Fehlers $s_{\text{Kern}}(t)$ bestimmt. Bei verrauschten Signalen muss $s_{\text{Kern}}(t)$ ggf. zusätzlich gefiltert werden (vgl. Schranke in Gl. (4-54)) bzw. die obere Grenze von j aus Gl. (4-51) verringert werden.

4.4 KALIBRIERUNG DER SGTLP-METHODE

Die Rekonstruktion der Anregung $v_h(t)$ geschieht mit Hilfe der Hilfsfunktion $v_{hh}(t)$ in Gl. (4-31z). Um dieses Hilfssignal zu erzeugen, sind neben den beiden Sensorsignalen und den direkt messbaren Verzögerungszeiten zwischen den Sensoren vier weitere Parameter nötig: das Verhältnis der Übertragungsfaktoren der Sensoren $K = K_2/K_1$, der Reflexionsfaktor des zweiten Sensors r_2 und das Dämpfungsverhalten der Kabel, das im benutzten frequenzunabhängigen Modell durch die Gleichspannungsdämpfung δ_{12} und δ_2 beschrieben wird. Ferner ist für die Berechnung der absoluten Werte von Strömen und Spannungen der Übertragungsfaktor K_2 (oder K_1) und der Wellenwiderstand Z_0 nötig.

Werden diese Faktoren falsch gewählt, kommt es zu unterschiedlichen Fehlern innerhalb der Rekonstruktion. So wurden am Anfang von Abschnitt 4.3.3 die Faktoren $K = 1$, $\delta_{12} = 1$ und $r_2 = 0$ gewählt, was zu einer fehlerhaften Steigung im rekonstruierten hinlaufenden Puls $v_h(t)$ führte (vgl. Unterschied 2 auf Seite 48). Dort wurden die Effekte der Sensorfehlanpassung und der dispersiven Kabel nicht berücksichtigt.

In diesem Kapitel werden zusätzlich zu den beiden genannten Effekten auch die Veränderungen am Algorithmus aufgrund von der Rauschamplitudenreduktion aus dem Abschnitt 4.3.5 und des dispersiven Effektes der Kabel aus Abschnitt 4.3.6 mitberücksichtigt. Das Ziel ist hierbei, aus möglichst wenigen standardisierten Messungen mit einem automatisierten Verfahren kalibrierte Werte für K , r_2 , δ_{12} und δ_2 zu erhalten, die den tatsächlichen Werten gut entsprechen und eine korrekte Rekonstruktion der Signale ergeben.

Zunächst werden die Einflüsse drei der vier Faktoren auf die Rekonstruktion des Signals v_{h2} hinter Sensor 2 untersucht und anschließend ein Verfahren vorgestellt, um diese Faktoren mit bekannten Prüflingen wie Leerlauf und Systemimpedanz zu bestimmen. Der iterative Ansatz der Anregungs-Rekonstruktion führt dazu, dass sich kleinste Abweichungen im Prozent- bis Promille-Bereich relativ schnell in eine deutliche Abweichung in dem Zeitverlauf des hin- sowie des rücklaufenden Pulses niederschlagen, was einerseits die Strom- und Spannungskurven verfälscht, andererseits auch eine empfindliche Kalibrierung erlaubt, wie im Folgenden dargestellt wird.

Experimentell ist eine hohe Güte an die Prüflinge, den Messaufbau sowie die Messapparatur gefordert. Nichtsdestotrotz werden viele der Aspekte, die im Verlauf der Arbeit im Labor in situ als maßgeblich herausgearbeitet wurden, anhand von Computer-Simulationen nachgebildet, um die einzelnen Effekte einfacher trennen und extrahieren zu können.

4.4.1 DIE EINFLÜSSE DER SGTLP-KALIBRIERUNGS-FAKTOREN AUF DIE REKONSTRUKTION

Jede der erwähnten Parameter Δt_{12} , Δt_2 , Z_0 , K_2 , K , δ_{12} , r_2 und δ_2 haben Einflüsse auf die Rekonstruktion der hinlaufenden Anregung $v_{h2}(t)$ hinter Sensor 2 und können auf unterschiedliche Weise ermittelt werden. Δt_{12} und Δt_2 können über die Laufzeiten der Flanken bestimmt werden (vgl. Abschnitt 4.4.3) und verursachen bei falscher Wahl Artefakte, die den Artefakten des dispersiven Effekts ähneln. Z_0 und K_2 sind nötig, um die Signale an den Oszilloskopeingängen in Absolutwerte von Strom und Spannung direkt am Prüfling umzurechnen und haben keinen Einfluss auf den Signalverlauf. Deren Bestimmung läuft ähnlich der Kalibrationsfaktoren von dem Standard-TLP-Verfahren (vgl. Abschnitt 4.1.2 bzw. Abschnitt 4.4.8). Bei der Rekonstruktion zeigen K , r_2 , und δ_{12} dagegen eine komplexe Interdependenz, die in den folgenden Abschnitten erörtert wird. δ_2 benötigt man schließlich, um von dem Signal v_{h2} und v_{r2} hinter Sensor 2 auf die die Anregung und Antwort am Prüfling und dadurch auf Strom und Spannung zu schließen. Dadurch, dass im Messaufbau Kabel desselben Typs verwendet werden, können die Parameter δ_{12} und δ_2 in erster Näherung als gekoppelt angenommen werden. Es wird sich im Verlauf zeigen, dass diese Kopplung aufgrund von Reflexionen im Messzweig aufgelöst werden muss.

Der sgTLP-Algorithmus reproduziert nur dann die richtigen Signale, wenn die richtigen Werte der drei sgTLP-Faktoren K , δ_{12} und r_2 verwendet werden. Um die Einflüsse der einzelnen Parameter auf die Rekonstruktion zu untersuchen, wird in Abbildung 4-17 eine Parameter-Studie gezeigt. Hierbei wurden Sensorsignale simuliert und mit verschiedenen Parameterwerten rekonstruiert. Um unabhängig von δ_2 zu sein wurde, $v_{h2}(t)$ zum Vergleich herangezogen, welches gut in der Simulation zugänglich ist. Zusätzlich wurden die Werte der drei Parameter in erster Näherung als unabhängig voneinander behandelt.

Die Abbildung 4-17 teilt sich in zwei Abschnitte. Teilabbildung a (oben) zeigt Zeitverläufe von fünf rekonstruierten Anregungssignalen mit unterschiedlichen Parameterwerten: die Referenz $v_{h,ref}(t)$ (Ref), das Rekonstruktionsergebnis bei idealen Bedingungen aus Abschnitt 4.3.3 ($K = \delta_{12} = 1$ und $r_2 = 0$), und für drei weitere Rekonstruktionsergebnisse, bei denen eine bestimmte Kombination der Parameterwerte (aus den Teilabbildungen b bis d) gewählt wurde, um die Einflüsse der Parameter auf den Verlauf der Rekonstruktion zu diskutieren.

Wie in Abbildung 4-17a zu sehen, beeinflussen die Parameter den Verlauf von $v_{h2}(t)$ auf verschiedene Weise. Der Reflexionsfaktor r_2 (vgl. die Signale von Ref, A und C) hat vor allem Einfluss auf die Stufen im vorderen Teil des Signals. Die Dämpfung δ_{12} und das Übertragungsverhältnis K (vgl. Signale von B) verändern auch die Krümmung des Signals. Alle Parameter haben einen starken Einfluss auf die Steigung im hinteren Signalverlauf. Das ist im zweiten Abschnitt der Abbildung 4-17 (Teilabbildungen b bis d) dargestellt. Hierzu wurde die relative

Abweichung der Plateauanstiege m_p des rekonstruierten Pulses von $m_{p,ref}$ des Referenzpulses $v_{h,ref}(t)$ hinter Sensor 2 aufgetragen, wobei die Steigung mit der Methode der kleinsten Quadrate an eine Geradengleichung bestimmt wird. Als Indikator wird eine Skala mit dem Farbverlauf von grün über gelb bis rot verwendet. Bis 10% Abweichung zeigt die Skala grün; im Bereich von 10% bis 50% durchläuft die Skala den genannten Verlauf von grün zu rot. Eine Abweichung von mehr als 50% entspricht der Farbe Rot. Zusätzlich sind die Punkte, in denen alle Parameter den Referenzwerten entsprechen, mit (1,1) markiert.

Folgende Schlüsse lassen sich anhand der Parameterstudie ableiten:

- Es ist wichtig, die korrekten Werte von K , δ_{12} und r_2 zu verwenden (vgl. Abschnitt 4.3.3). Die Abweichung der Plateauanstiegung mit den richtigen Werten ist ca. fünfmal geringer (vgl. Abbildung 4-7b und zweite Kurve in Abbildung 4-17d) und die anfänglichen Stufen werden mit $r_2 = 0$ falsch rekonstruiert.
- Der Übertragungsfaktor K und der Dämpfungsfaktor δ_{12} haben den größten Einfluss auf die Form der Rekonstruktion. Wenn K oder δ_{12} nur leicht von dem Referenzwert abweichen, ist der zeitliche Verlauf von $v_h(t)$ stark verzerrt.
- Die Abweichung des Reflexionsfaktors r_2 kann viel größer als die beiden anderen Parameter streuen, ohne dass es zu großen Fehlern im Plateau kommt. r_2 beeinflusst vor allem die Stufen am Signalanfang.
- Die Steigung des Pulsplateaus ist geeignet, um K und δ_{12} zu kalibrieren. Jedoch ist für die Bestimmung r_2 ein weiteres Kriterium nötig (vgl. insbesondere Teilabbildung a und d).

Im Experiment steht allerdings naturgemäß für die Kalibrierung kein Referenzsignal zur Verfügung. Die Einflüsse der Parameter müssen demnach so ausgewertet werden, dass sie allein aus dem rekonstruierten Signal ersichtlich werden. Im Folgenden wird hierfür genutzt, dass bei einem Leerlauf als Prüfling und einem ausreichend flachen Verlauf im hinteren Pulsteil gewisse Umstände bekannt sind:

- Im hinteren Signalteil müssen v_{h2} und v_{r2} proportional zueinander sein, auch wenn der Leerlauf anfangs kapazitive Signalanteile zeigt und δ_2 unbekannt ist.
- Nach Abklingen möglicher hochfrequenter Stromteile muss der Strom am Prüfling 0 sein.
- Im ersten Teil der Sensorsignale v_1 und v_2 ist nur der hinlaufende Puls enthalten.

Durch die Interdependenz der drei Parameter kann man sich ihnen iterativ anhand der oben genannten Kenntnisse annähern. Die Reihenfolge innerhalb eines Iterationszyklus ist wie folgt: Da sowohl K also auch δ_{12} einen ähnlich starken Einfluss auf die Rekonstruktion haben, wird zuerst K , dann δ_{12} und als letztes r_2 ermittelt.

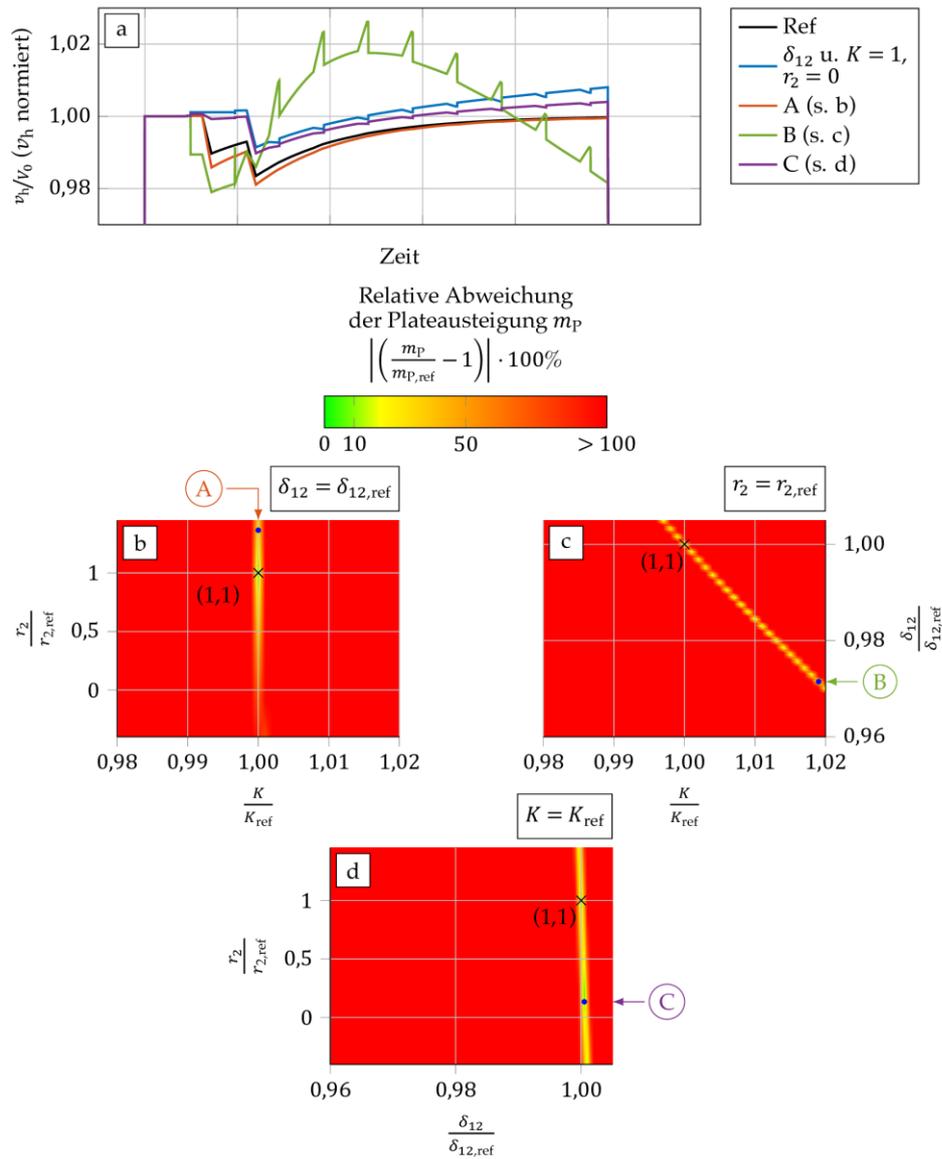


Abbildung 4-17. Die Einflüsse der einzelnen Faktoren auf den Verlauf des mit dem sgTLP-Algorithmus rekonstruierten Pulses. v_{h2} hinter Sensor 2. Ref: Tatsächliches Signal; K_{ref} , $\delta_{12,ref}$, $r_{2,ref}$: tatsächliche bei der Erzeugung von Ref verwendete Werte.

(a) Zeitverläufe der rekonstruierten Pulse der Anregung für verschiedene Parametersätze.

Die Wahl der Faktoren ist in der Legende aufgeführt.

(b) δ_{12} wird auf den ref. Wert gesetzt; K (Änderung $\pm 2\%$) und r_2 (Änderung -50% bis $+150\%$) variiert.

(c) r_2 wird auf den ref. Wert gesetzt; K (Änderung $\pm 2\%$) und δ_{12} (Änderung -4% bis $+0,5\% \triangleq \delta_{12} = 1$) variiert.

(d) K wird auf den ref. Wert gesetzt; r_{12} und δ_{12} variiert (wie in a und b).

4.4.2 BESTIMMUNG DER KALIBRIERUNGSFAKTOREN

Um eine korrekte Rekonstruktion der Strom- und Spannungsverläufe am Prüfling mit dem sgTLP-Algorithmus durchzuführen, müssen die acht Faktoren Δt_{12} , Δt_2 , K , δ_{12} , δ_2 , r_2 , Z_0 und K_2 bestimmt werden. Dabei ist die Anforderung an die Genauigkeit vor allem von K und δ_{12} recht hoch; wie hoch wird im Verlauf der folgenden Abschnitte erläutert. Zusätzlich zur Genauigkeit muss die Bestimmung der Faktoren robust gegenüber rauschbehafteten Signalen sein. Die letzten beiden Parameter Z_0 und K_2 beeinflussen nur die absoluten Strom- bzw. Spannungswerte, nicht aber den zeitlichen Verlauf der Signale. Mittels eines Abschlusses mit einer bekannten Impedanz (auch Z_0) und einer Zener-Diode mit bekannter Durchbruchspannung kann die Skalierung des zweiten Sensorsignals für Strom (Z_0) und Spannung (K_2) ermittelt werden (ähnlich zu dem Standard-TLP-Verfahren vgl. Abschnitt 4.1.2 und [36]). Diese Verfahren werden hier nicht genauer erläutert, siehe dazu auch Abschnitt 4.1.2. Im Rahmen der folgenden Abschnitte wird dargestellt, wie die ersten sechs Faktoren anhand eines Leerlaufs gut zu bestimmen sind.

Die meisten Kalibrierungsprüflinge für Hochfrequenz-Anwendungen werden für die vektorielle Netzwerkanalyse hergestellt und charakterisiert. Deshalb ist der Leerlauf meistens in einer abgeschlossenen Bauform aufgebaut [61], um Abstrahlungseffekte bei hohen Frequenzen zu minimieren. In dieser Bauform kann es zu fertigungsbedingten Versatzlängen zwischen der Referenzebene des Prüflings und dem eigentlichen Abschluss kommen. Aufgrund der hohen Ausbreitungsgeschwindigkeiten in 50Ω Kabeln (ca. 4,3 ns/m bei PTFE als Dielektrikum [48]) erzeugen auch kurze Versatzlängen von wenigen mm Verzögerungen, die bei hohen Abtastraten des Oszilloskops in wenigen Datenpunkten aufgelöst werden können. Dies führt zu einer Verschiebung der Referenzebene und dadurch zu einem Fehler in der Bestimmung der benötigten Verzögerungszeiten Δt_{12} und Δt_2 während der Messung, die wiederum zu Fehlern in der Rekonstruktion führen können. Deshalb hat es sich bewährt, den Leerlauf als offenes Kabelende bzw. mit angehobene Kontaktierungsnadeln zu realisieren. Insbesondere in der Konfiguration mit den Nadeln können die Abstrahlungsverluste vernachlässigt werden, da die benutzten Nadeln bis 40 GHz spezifiziert sind. Die übrigen Prüflinge finden sich auf etablierten Kalibrierungssubstraten.

Das sgTLP-Verfahren soll die Pulsdauereinschränkungen des vfTLP-Verfahrens überwinden und auch lange Anregungspulse mit hoher Zeitaufösung darstellen können. Deshalb ist es wichtig, mit langen Pulsdauern t_p zu kalibrieren. Ferner zeigen sich die Effekte von falschen Parametern im Verlauf eines langen Pulses eindeutig. In der Praxis hat sich ein 100 ns langer Puls bewährt.

Nachdem im ersten Schritt anhand eines Leerlaufprüflings die Verzögerungszeiten Δt_{12} und Δt_2 bestimmt wurden, läuft die Kalibrierung von K , δ_{12} , δ_2 und r_2

iterativ ab. Hierbei startet man zunächst mit einer Menge S_0 von Näherung dieser drei Faktoren, welche durch den Systemaufbau begründet ist.

Wie in Abschnitt 3.2.2 hergeleitet, hängt der Übertragungsfaktor K_j und der Reflexionsfaktor r_j der Sensoren wie folgt zusammen:

$$K_j = \frac{Z_0}{R_{2,j} + Z_0} = \frac{-2r_j}{1 + r_j},$$

$$r_j = \frac{-Z_0}{2R_{2,j} + 3Z_0} = \frac{-K_j}{2 + K_j}, \quad (4-55)$$

$$\Rightarrow K = \frac{K_2}{K_1} = \frac{R_{2,1} + Z_0}{R_{2,2} + Z_0} = \frac{r_2}{1 + r_2} \cdot \frac{1 + r_1}{r_1}. \quad (4-56)$$

Unter der Voraussetzung, dass es außer $R_{2,j}$ keine anderen Reflexionen gibt (Änderung in der Geometrie oder in den Materialeigenschaften) kann durch die Messung des Gleichstromwertes der Querwiderstände $R_{2,j}$ der Sensoren sowohl r_j als auch K_j angenähert werden.

Die Abschätzung der Dämpfungsfaktoren ist ein wenig komplexer. Bei anderen Hochfrequenz-Anwendungen liegt der Fokus nicht auf der Dämpfung der Gleichgrößen, da sie entweder vernachlässigbar klein ist, bei größeren Werten sehr einfach kompensiert werden kann oder die informationstragenden Signale mittelwertsfrei sind (z.B. sinusförmige Signale). Deshalb gibt es kaum Verfahren zur direkten Messung dieser Größe. Vor allem ist die Dämpfung durch geringen Widerstandsbelag R'_k und die im Vergleich dazu kleine Länge l gekennzeichnet (vgl. Abschnitt 3.3 und Abschnitt 2.1.2).

Die Dämpfungskonstanten können anhand des Modells eines zylinderförmigen Kupferstabs [50] und den Datenblätterangaben der Kabel berechnet werden. Dadurch ergibt sich ein Widerstandsbelag von $R'_k = 5,213 \text{ m}\Omega/\text{m}$. Die Dämpfungsfaktoren können dadurch mit [25] und Gl. (3-7) zu

$$\delta_j = \exp(-\alpha_k l_j) \text{ mit } \alpha_k = \frac{1}{2} \left(\frac{R'_k}{Z_0} + G'_k Z_0 \right) \approx \frac{R'_k}{2Z_0} \quad (4-57)$$

approximiert werden. Mit einer beispielhaften Länge von 0,5 m beträgt $\delta_{12} \approx 1 - 3 \cdot 10^{-5} \approx 1 \approx \delta_2$. Damit der Wert auf 0,99 fällt, müsste bei den gegebenen Größen die Länge der Kabel 200 m betragen. Wie im Abschnitt 3.3 beschrieben wurde, ist dieser Faktor auch von der Pulsdauer abhängig. Zusätzlich können andere Effekte, wie Reflexionen an den Verbindungen zwischen dem Sensor und dem Kabel, dazu führen, dass der Dämpfungswert von dem berechneten

Wert abweicht bzw. dass sich im Rahmen der Messunsicherheit $\delta_2 \neq \delta_{12}$ ergibt. Vorerst wird aber der Anfangswert $\delta_j = 1$ gesetzt.

Zusammenfassend lässt sich - neben $\delta_j = 1 - K$ aus Gl. (4-56) und r_2 aus Gl. (4-55) mit jeweils den charakteristischen Werten aus den Datenblättern bzw. Gleichspannungsmessungen und $Z_0 = 50 \Omega$ abschätzen. Diese Anfangswerte werden, wie in den nachfolgenden Abschnitten beschrieben, verbessert und zur Menge S_1 zusammengefasst; S_1 wird wiederum verwendet, die nächste Menge S_2 zu bestimmen. Das Verfahren wird n_{Kal} -Mal wiederholt, bis die Unterschiede der drei Faktoren zwischen der Menge S_i und S_{i+1} kleiner ist als eine am Anfang bestimmte Toleranz. Die Reihenfolge der Faktor-Kalibrierung innerhalb dieser Iterationen ergibt sich aufgrund ihrer Einflusstärke aus dem vorherigem Unterkapitel: $(K \rightarrow \delta_{12} \rightarrow r_2 \rightarrow \delta_2) \cdot n_{\text{Kal}}$. Diese Kalibrierung ist unabhängig von der Wahl von Z_0 und K_2 , sodass Z_0 und K_2 , wie oben beschrieben, separat bestimmt werden können.

Wie schon erwähnt, können die Faktoren Δt_{12} , Δt_2 , K , δ_{12} , δ_2 und r_2 mit Hilfe eines Leerlaufprüflings ermittelt werden. Dafür nimmt man an, dass der Leerlauf in erster Näherung einen Reflexionsfaktor $r_{\text{LL}} \approx 1$ aufweist. Somit entspricht die Prüflingsantwort hinter Sensor 2 der verzögerten Anregung skaliert um den Faktor δ_2^2 :

$$v_{r2}(t) \approx \delta_2^2 v_{h2}(t - 2\Delta t_2). \quad (4-58)$$

4.4.3 BESTIMMUNG DER VERZÖGERUNGSZEITEN

Die Verzögerungszeiten sind essenzielle Parameter für die sgTLP-Rekonstruktion. Deren Bestimmung gehört zum Gebiet der Erkennung von Wechsellagen in der Zeitreihenanalyse. Da diese Erkennung zu einem omnipräsenten Problem vieler Fachgebiete gehört, hat sich die Wissenschaft mit der zugrundeliegenden Fragestellung vertieft beschäftigt [62, 63]²². Insbesondere im Bereich der elektronischen Signalverarbeitung gibt es einen umfassenden Standard [58], der alle dafür benötigten Algorithmen beschreibt. Ferner können diese Methoden ohne a priori Wissen auf die sgTLP-Signale angewendet werden. Trotzdem sind nachfolgende Überlegungen im Zusammenhang mit sgTLP Messaufbau wichtig zu beachten.

Bevor die gesuchten Größen Δt_{12} und Δt_2 bestimmt werden können, muss sichergestellt werden, dass beide Signale $v_1(t)$ und $v_2(t)$ „ausgerichtet“ sind, das heißt, dass die relativen Zeitabstände der einzelnen Signalkomponenten gemäß Abbildung 4-5a vorliegen. Sind die Längen der Zuleitungen der Sensoren zur Messapparatur unterschiedlich ($l_{11} \neq l_{22}$ vgl. Abbildung 4-22 auf Seite 90),

²² Erste Algorithmen wurden in den 1950er Jahren entwickelt und diente der Qualitätsüberwachung während bestimmter Fertigungsprozesse [62]. Eine gute Zusammenfassung des Standes der Technik findet man in [63].

kommen die Signale versetzt zueinander am Oszilloskop an. Dieser Umstand kann grundsätzlich angenommen werden, da die Längen aufgrund von Laborbedingungen oder Fertigungstoleranzen unterschiedlich sind. Dadurch ist das „Ausrichten“ immer notwendig.

Jeder der beiden Sensorsignale eines Leerlaufprüflings hat zwei Stufen mit den 50% Übergangzeitpunkten $t_{s1,1}$, $t_{s1,2}$, $t_{s2,1}$ und $t_{s2,2}$. Wenn alle Zeitpunkte²³ der insgesamt vier Übergänge mithilfe der Algorithmen aus [58] gefunden werden konnten, muss im ersten Schritt überprüft werden, ob die Gleichung

$$t_{s2,1} - t_{s1,1} - (t_{s1,2} - t_{s2,2}) = \Delta T = 0 \quad (4-59)$$

gilt. Falls nein, muss $v_2(t)$ zu $v_2(t + \Delta T/2)$ verschoben werden. Entspricht $\Delta T/2$ dabei nicht einem Vielfachen der Abtastrate f_s , muss mit linear interpolierten Signalen gearbeitet werden. Dafür wird für $v_2(t)$ im Rahmen einer Multiraten-Signalverarbeitung [60] die Abtastrate zunächst erhöht, das Signal verschoben und die Abtastrate wieder auf den Ursprungswert reduziert. Anschließend werden die Zeitpunkte aus Gl. (4-59) erneut bestimmt. Für die Verzögerungszeiten gilt dann

$$\Delta t_{12} = t_{s2,1} - t_{s1,1}, \quad (4-60)$$

$$\Delta t_2 = t_{s2,2} - t_{s2,1}. \quad (4-61)$$

Es kann dennoch aufgrund von Rauschen zu Fehlern in der Bestimmung der Verzögerungszeiten kommen. Wenn diese klein genug sind - also im Rahmen der Spezifikationen der Messapparatur - ähneln sich die Fehlersignaturen in der Rekonstruktion den Fehlern des dispersiven Effekts aus Abschnitt 4.3.6 und können anhand der dort beschriebenen Maßnahmen kompensiert werden.

4.4.4 BESTIMMUNG DER ÜBERTRAGUNGSFAKTOREN

Das Verhältnis der Übertragungsfaktoren beider Sensoren K muss relativ genau bekannt sein, da es anderenfalls zu prominenten Abweichungen in den Steigungen der Anregung und Antwort des Prüflings kommen kann. Das gilt insbesondere, wenn bei bestimmter Anregung $v_{h2}(t)$ hinter Sensor 2 die Prüflingsantwort $v_{r2}(t)$ über die Gl. (4-30z) berechnet wird. Die Bestimmung von K über die Steigung des rekonstruierten $v_{h2}(t)$ ist einerseits ohne ein Referenzsignal nicht möglich. Es ist jedoch andererseits auch nicht zielführend, wie man der Abbildung 4-17c in Kombination mit Abbildung 4-17a gut erkennen kann. Man kann aber

²³ Die laut [58] durch lineare Interpolation auch zwischen Abtastzeitpunkten liegen können.

ausnutzen, dass im eingeschwungenen Zustand bei einem Leerlauf v_h und v_r proportional sein müssen: also die (zeitabhängige) Reflexion $r_{LL}(t)$ gemäß Gl. (4-58)

$$r_{LL}(t) = \frac{v_{h2}(t)}{v_{r2}(t + 2\Delta t_2)} = \frac{1}{\delta_2^2} = \text{const} \quad (4-62)$$

muss zeitlich konstant sein. Daher muss die Steigung m_{LL} von r_{LL} im eingeschwungenen Zustand 0 betragen, auch wenn der Wert von δ_2 nicht bekannt ist.

In der Abbildung 4-18a ist $m_{LL}(K)$ bei gleichzeitig variiertem relativer Abweichung von K zu K_{ref} unter den Randbedingungen $\delta_{12} = \delta_{12,ref}$ und $r_2 = r_{2,ref}$ dargestellt. Zwei Punkte sind an dieser Stelle beachtenswert. Zum einen wird m_{LL} nur dann 0, wenn $K = K_{ref}$ entspricht. Zum anderen darf K nicht zu klein gewählt werden (in diesem Beispiel nicht kleiner als $5\% \cdot K_{ref}$), da die gewünschte Aussage der Nullstelle verloren geht.

Um die Abhängigkeit der Nullstelle von $m_{LL}(K)$ von den anderen beiden Faktoren δ_{12} und r_2 auszumachen und um die Anforderung an die Genauigkeit von K zu untersuchen, wurde eine weitere Parameterstudie mit gleichen Grenzen wie die Studie aus Abbildung 4-17b-d durchgeführt. Ferner wurde $K_{m=0}$ als der Wert von K benannt, bei dem $m_{LL}(K)$ betragsmäßig minimal wird.

Die Ergebnisse von der relativen Abweichung $K_{m=0}$ zu K_{ref} sind in Abbildung 4-18b und c jeweils ohne und mit Rauschen (SNR 40 dB) dargestellt. Es zeigt sich, dass beim Finden vom Minimum $|m_{LL}(K)|$ trotz starker Abweichungen in r_2 und moderater Abweichungen in δ_{12} zumindest in der Simulation das K mit einer Genauigkeit von 0,05% bestimmt werden kann. Auch mit Rauschen weicht das bestimmte K nur um $-0,05\%$ ab, wobei 0,05% als die relative Schrittweite für K der Simulation gewählt wurde. Um die eigentliche Nullstelle $K_{m=0}$ von $m_{LL}(K)$ zu finden, kann z.B. das Newton-Raphson-Verfahren verwendet werden.

4.4.5 BESTIMMUNG DER KONSTANTEN KABELDÄMPFUNG

Eine weitere fundamentale Eigenschaft eines Leerlaufprüflings ist, dass der Strom im eingeschwungenen Zustand im Mittel 0 (ohne Rauschen exakt 0) betragen muss, wobei der Strom sich nach Gl. (2-20) berechnet.

Zusammen mit Gl. (4-36) bzw. (4-37) ergibt sich der mittlere Leerlaufstrom zu:

$$Z_0 \cdot \overline{I_{LL}} = \frac{1}{t_2 - t_1} \sum_{t=t_1}^{t_2} \left[\delta_2 v_{h2}(t) - \frac{1}{\delta_2} v_{r2}(t + 2\Delta t_2) \right] = 0. \quad (4-63)$$

Mittels dieser Bedingung der Stromlosigkeit hat man also einen Zugriff auf δ_2 . Um die Nullstelle von $\overline{I_{LL}}$ zu finden, kann z.B. das Newton-Raphson-Verfahren eingesetzt werden.

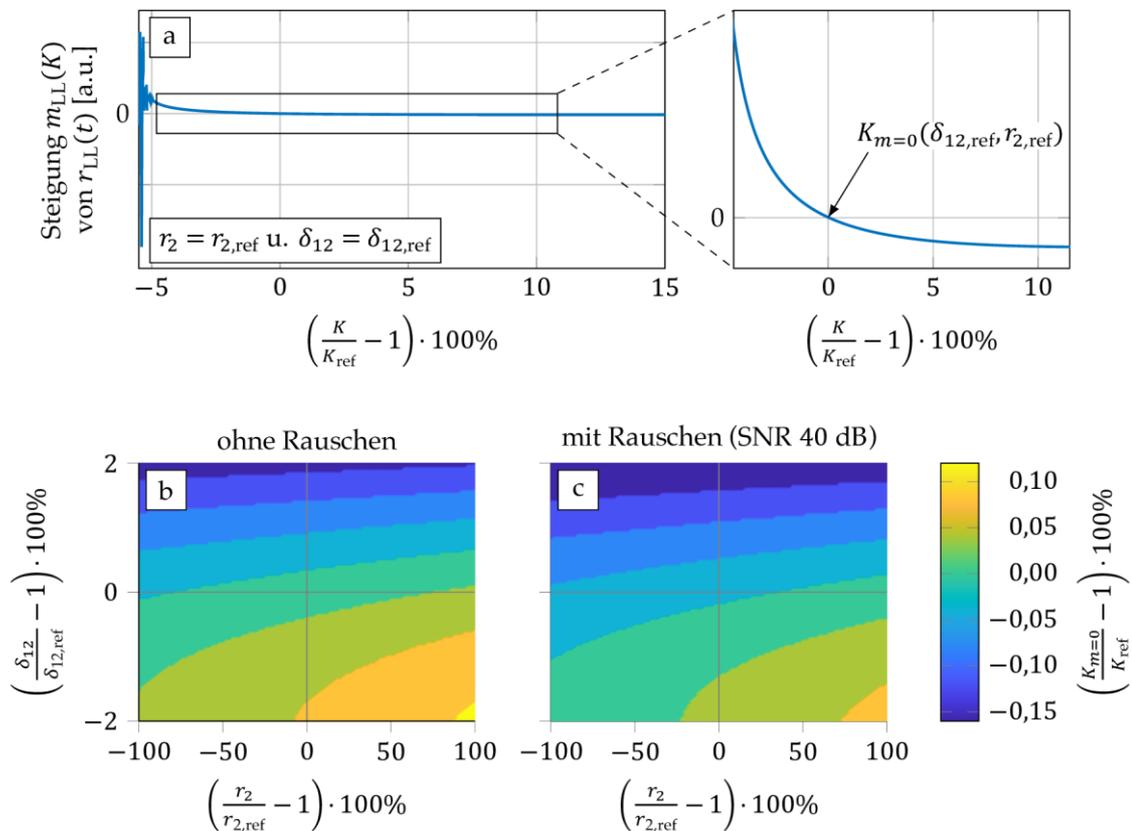


Abbildung 4-18. Zusammenhänge für die Kalibrierung von K anhand eines Leerlaufprüflings.

- (a) Die Steigung $m_{LL}(K)$ des Reflexionsfaktors r_{LL} mit Randbedingungen $\delta_{12} = \delta_{12,ref}$ und $r_2 = r_{2,ref}$.
- (b) Relative Abweichung des kalibrierten $K_{m=0}$ von K_{ref} ; $v_h(t)$ ohne weißes Rauschen unter variierten Werten von δ_{12} und r_2 .
- (c) Relative Abweichung des kalibrierten $K_{m=0}$ von K_{ref} ; $v_h(t)$ mit weißem Rauschen (SNR 40 dB) unter variierten Werten von δ_{12} und r_2 .

Nun sind die Kabel gleichartig und unterscheiden sich nur in der Länge, sodass δ_{12} und δ_2 direkt zusammenhängen. Wenn dieser Zusammenhang ausreichend bekannt ist, lassen sich δ_{12} und δ_2 gemeinsam kalibrieren. Bei einer direkten Abhängigkeit kann man annehmen, dass δ_{12} und δ_2 mit Gl. (4-57) entweder durch

$$\delta_{2,M} = (\delta_{12})^{l_2/l_1} \quad (4-64)$$

über die Längen oder durch

$$\delta_{2,M} = \delta_{12} \quad (4-65)$$

bei gleichen Längen oder anderen dominierenden Effekten innerhalb der vergleichbaren Kabel zusammenhängen.

Um sowohl diesen Aspekt als auch das allgemeine Verhalten von $\overline{I_{LL}}$ zu untersuchen, wurde eine weitere Parameterstudie in Abbildung 4-19a bei gleichen Randbedingungen wie bei den Ausführungen zur Kalibrierung von K (vgl. Abbildung 4-18) durchgeführt.

Abbildung 4-19a zeigt den Verlauf von $\overline{I_{LL}}$ beim Variieren von δ_{12} bei richtig gewählten $K = K_{ref}$ und $r_2 = r_{2,ref}$; das zugrundeliegende Modell für δ_2 ist die Gl. (4-64) und die relative Abweichung zwischen δ_{12} und δ_2 wird auf 0,5% festgelegt, die durch übliche Kabellängen von ca. 1 m motiviert ist. Dabei wurden beide Modelle aus Gl. (4-64) und (4-65) simuliert. In der Abbildung 4-19a ist zu erkennen, dass $\overline{I_{LL}}$ in beiden Fällen nur bei dem gesuchten Wert $\delta_{12,min}(K_{ref}, r_{2,ref}) = \delta_{12,ref}$ 0 entspricht. Der relative Fehler zu dem Referenzwert bei der Wahl des Modells aus Gl. (4-65) beträgt ca. 0,02% und ist zu vernachlässigen.

Die Ergebnisse zur Bestimmung von δ_{12} unter der Berücksichtigung von abweichendem K und r_2 sind in der Abbildung 4-19b-e zu erkennen. Die Analyse umfasst rauschfreie und rauschbehaftete Signale mit 40 dB SNR; die Grenzen der Abweichungen von K wurden aufgrund der Folgerungen aus dem vorherigen Abschnitt gewählt. $\delta_{12,min}$ ist dabei der Wert von $\delta_{12}(K, r_2)$, bei dem $\overline{I_{LL}}$ betragsmäßig am kleinsten ist (vgl. $\delta_{12,min}(K_{ref}, r_{2,ref})$, wie der Teilabbildung a zu entnehmen ist.

Wie schon bei der Bestimmung von K aus letztem Abschnitt, sind die Einflüsse von r_2 im Vergleich zum zweiten Parameter (in diesem Fall K) nicht so groß. In allen vier Simulationen lässt sich δ_{12} durch die Minimierung von $\overline{I_{LL}}$ mit einer Abweichung von $\pm 0,5\%$ finden, wenn K gut genug bekannt ist (in diesem Fall auf genau 0,1‰). Das Rauschen in diesem SNR-Bereich hat einen minimalen Einfluss auf die Bestimmung, weil der Mittelwert des Leerlaufstroms ausgewertet wird. Allgemein verursacht das Rauschen nur einen kleinen zufälligen Versatz im Mittelwert des Stroms, da die Berechnung des Mittelwerts nur eine Schätzung des wahren Mittelwertes ist. Bei einem größeren Bereich von $t_2 - t_1$ strebt der Versatz gegen 0.

Vergleicht man die Ergebnisse aus Abbildung 4-18 und Abbildung 4-19 lässt sich folgende Überlegung schlussfolgern: Wenn bei konstant gehaltenem r_2 die Abschätzung in der Näherung S_0 das K innerhalb des Fensters von $\pm 5\%$ und δ_{12} von $\pm 2\%$ der richtigen Werte K_{ref} und $\delta_{12,ref}$ enthält, lässt sich allein durch die Iteration der Bestimmung von K und δ_{12} eine Näherung S_i mit den richtigen Werten eine Genauigkeit von 1‰ finden. Das setzt voraus, dass die Kabel sehr kleine Dämpfungen aufweisen, damit beide Modelle für δ_2 zu ähnlichen Ergebnissen führen.

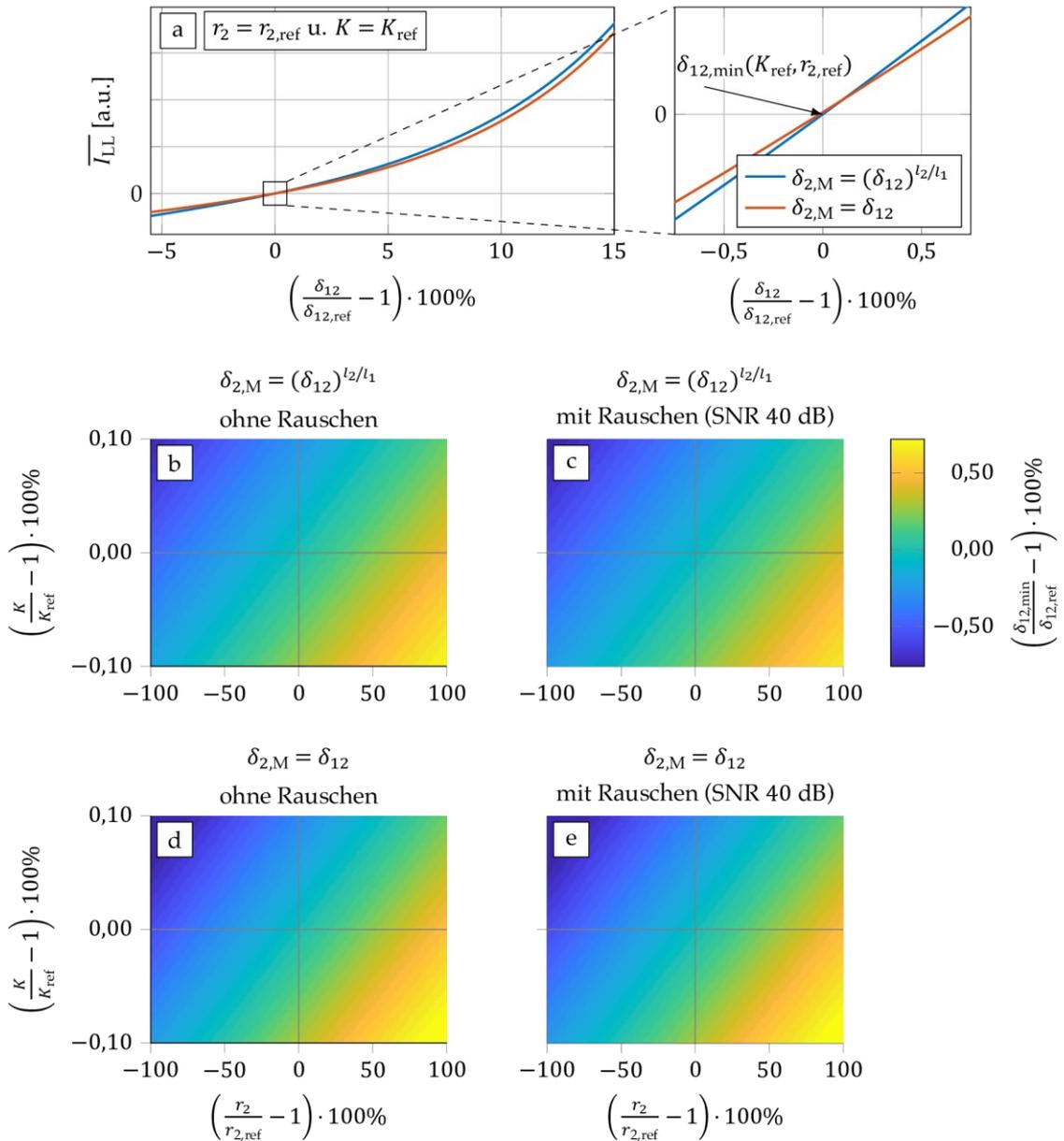


Abbildung 4-19. Zusammenhänge für die Kalibrierung von δ_{12} anhand eines Leerlaufprüflings.

- (a) Der Mittelwert des Stromes $\overline{I_{LL}}$ mit Randbedingungen $K = K_{ref}$ und $r_2 = r_{2,ref}$ bei zwei unterschiedlichen Modellierungen von δ_2 .
- (b bis e) Relative Abweichung des auf $\overline{I_{LL}} = 0$ kalibrierten $\delta_{12,min}$ von $\delta_{12,ref}$; $v_h(t)$ ohne und mit weißem Rauschen (SNR 40 dB) unter variierten Werten von K , r_2 und verschiedenen Modellen $(\delta_{12})^{l_2/l_1}$ bzw. $\delta_{2,M} = \delta_{12}$.

4.4.5.1 UNABHÄNGIGE KALIBRIERUNG DER KABELDÄMPFUNGSFAKTOREN

Mit Hilfe eines zusätzlichen Kalibrierungsschritt kann man die Parameter δ_2 und δ_{12} entkoppeln. Dafür reicht es aus, eine Messung $v_{z0}(t)$ mit einem Reflexionsarmen Prüfling durchzuführen (z.B. auch ein weiterer Oszilloskopeingang). Die Reflexionsfreiheit des Prüflings ($v_r = 0$) ist nötig, um die Komplexität der Sensorsignale zu reduzieren, und dadurch einen einfachen Vergleich zwischen dem rekonstruierten Signal v_{h2} und dem gemessenen Signal $v_2(t) = v_{z0}(t)$ zu ermöglichen. Der Wert für δ_{12} wird anhand des Minimums $\min|v_{h2}(t) - v_2(t)|$ im hinteren Pulsteil bestimmt. Im Anschluss kann der Wert von δ_2 mit dem oben beschriebenen Leerlaufstrom-Kriterium ermittelt werden.

4.4.6 BESTIMMUNG DES REFLEXIONSFAKTORS

Es wurde gezeigt, dass die Abweichungen bei der Bestimmung von r_2 im Vergleich zu den beiden anderen Parameter K und δ_{12} nicht so einen starken Einfluss auf den Verlauf des rekonstruierten Signals im hinteren Bereich haben. r_2 verändert vor allem die Stufen am Anfang. Als Anfangswert und bei großen Querwiderständen der Sensoren kann man r_2 über die Gleichstrommessung dieser Widerstände abschätzen (vgl. Gl. (4-55)) und mit diesem Wert für r_2 die Rekonstruktion beginnen.

Um danach r_2 genauer zu bestimmen, wird im Folgenden eine Kalibriermethode beschrieben. Diese Methode setzt voraus, dass $\Delta t_2 > \Delta t_{12}$ gilt und dass die Anregung $v_{h2}(t)$ innerhalb von $a \cdot \Delta t_{12}$ mit $0 < a < 1$ auf das Plateau V_p eingeschwungen ist; also in der Zeit, während der rücklaufende Puls nicht am Sensor 2 anliegt.

Den ersten Einfluss der Fehlanpassung des zweiten Sensors sieht man zu dem Zeitpunkt $t_{0,1} + 2\Delta t_{12}$ an der Reflexionsstufe in $v_1(t)$, wenn ein kleiner Teil der Anregung in Richtung Sensor 1 reflektiert wird (vgl. Lupenansicht in Abbildung 4-7a). Diese Stufe kann relativ einfach anhand von $v_2(t)$, δ_{12} und r_2 rekonstruiert und direkt mit der Stufe in $K \cdot v_1(t)$ verglichen werden. Ferner ist die Rekonstruktion der Stufe unabhängig von K , da nur der relative Unterschied des Spannungsplateaus vor und nach der Stufe ausgewertet wird.

Laut Gl. (4-29) gilt zunächst

$$Kv_1(t) = A_1v_{h2}(t + \Delta t_{12}) + A_2v_{h2}(t - \Delta t_{12}); \quad (4-66)$$

im Bereich $t \in [t_{0,1}; t_{0,1} + 2\Delta t_2 - \Delta t_{12}]$, wobei

$$A_1 = \frac{1}{\delta_{12}(1+r_2)} \quad \text{und} \quad A_2 = \frac{\delta_{12}r_2}{1+r_2}$$

gilt. Mit Gl. (4-47) entsprechen die Signale $v_{h2}(t \pm \Delta t_{12})$ im Zeitbereich $t_{0,1} + 2\Delta t_2$ den Signalen $v_2(t \pm \Delta t_{12})$. Das bedeutet, in diesem Bereich ist die rekonstruierte Reflexionsstufe unabhängig von der Rekonstruktion von v_{h2} , lediglich durch die Sensorsignale, δ_{12} und r_2 , bestimmt. Gleichzeitig zeigt die Gl. (4-66), dass das Spannungsplateau im Zeitbereich von

$$t_{0,1} + a \cdot \Delta t_{12} \leq t < t_{0,1} + 2\Delta t_{12} \quad (4-67)$$

durch $A_1 \cdot V_p$ entsteht. Dagegen ergibt sich das Spannungsplateau im Zeitbereich

$$t_{0,1} + (2+a)\Delta t_{12} < t < t_{0,1} + 2\Delta t_2 - \Delta t_{12} \quad (4-68)$$

durch die Überlagerung beider Beiträge zu $(A_1 + A_2) \cdot V_p$. Beide Faktoren sind in Abhängigkeit der relativen Abweichung von r_2 und konstanten δ_{12} in Abbildung 4-20 dargestellt und daraus geht hervor, dass der Verlauf von $A_1(r_2) + A_2(r_2)$ in erster Näherung einer konstanten Geraden entspricht; im Gegensatz dazu hat r_2 einen starken Einfluss auf $A_1(r_2)$.

Die Differenz zwischen den beiden Faktoren beträgt

$$\begin{aligned} V_p A_1 - V_p(A_1 + A_2) &= -A_2 \cdot V_p = -V_p \frac{\delta_{12}r_2}{1+r_2}, \\ \Rightarrow r_2 &= \frac{V_p A_1 - V_p(A_1 + A_2)}{V_p A_1 - V_p(A_1 + A_2) - \delta_{12}V_p}. \end{aligned} \quad (4-69)$$

Entweder man bestimmt die nötigen Parameter V_p , $V_p A_1$ und $V_p(A_1 + A_2)$ und berechnet anhand des rekonstruierten δ_{12} den Faktor r_2 , oder man legt eine Gerade in die Reflexionsstufe und vergleicht die Steigung der Gerade aus $v_1(t)$ mit der Steigung der Gerade in dem mit Hilfe der Gl. (4-66) rekonstruierten Signal $v_{1,rek}(t)$. Wenn die Differenz beider Steigungen 0 beträgt, wurde das richtige r_2 gefunden.

Beide Ansätze haben Vor- und Nachteile. Beim ersten Ansatz liegt die größte Unsicherheit beim Bestimmen des Faktors V_p , insbesondere bei rauschbehafteten Signalen. Beim zweiten Ansatz geht auf der einen Seite die Unabhängigkeit vom Faktor K verloren, auf der anderen Seite hat diese Methode sehr große Ähnlichkeit mit den Verfahren beim Bestimmen des Faktors K . Deshalb wird sie im nächsten Schritt genauer erläutert.

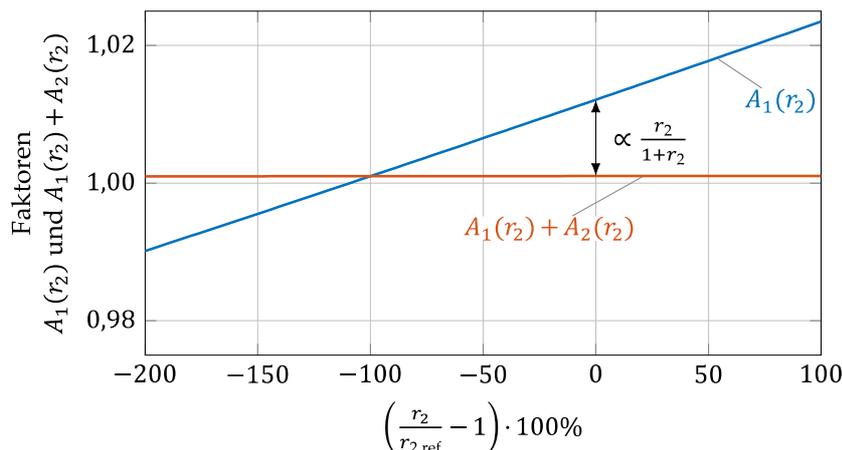


Abbildung 4-20. Verlauf der Parameter $A_1(r_2)$ und $A_1(r_2) + A_2(r_2)$ aus Gl. (4-66) in Abhängigkeit der relativen Abweichung r_2 zu $r_{2,\text{ref}}$ bei konstantem δ_{12} .

Analog zu den beiden vorherigen Abschnitten wird der Vergleich der Steigungen anhand einer Parameterstudie durchgeführt und die Ergebnisse in Abbildung 4-21 aufgetragen, wobei die Grenzen für die relativen Abweichungen aller untersuchten Faktoren durch die Ergebnisse vorheriger Unterabschnitte gewählt werden.

Die Teilabbildung a zeigt den Verlauf der Differenz der Steigungen unter den Randbedingungen $K = K_{\text{ref}}$ und $\delta_{12} = \delta_{12,\text{ref}}$; die einzige Nullstelle $r_{2,\text{min}}$ des monoton steigenden Graphen markiert den richtigen Wert von r_2 und kann auch in dem Zusammenhang mit dem Newton-Raphson-Verfahren gefunden werden.

Die Teilabbildungen b und c zeigen dagegen auf, wie sich der Wert von r_2 durch die Nullstellenbestimmung bei relativen Abweichungen von K und δ_{12} ohne und mit Signalrauschen ändert. Bei der Bestimmung mit rauschfreien Signalen lässt sich eine (in dem geringen Fenster der relativen Abweichungen) geringe Abhängigkeit von K erkennen. Die größten Abweichungen kommen – wie auch in der Gl. (4-66) dargestellt – durch die Abweichung von δ_{12} . Bei δ_{12} mit einer relativen Abweichung von 1% kann sich das bestimmte r_2 um mehr als 100% zum Referenzwert unterscheiden. Wenn δ_{12} durch die Leerlaufstrom-Auswertung in einem Fenster von $\pm 0,5\%$ bestimmt wurde, kann r_2 immer noch auf genau $\pm 50\%$ abgeschätzt werden, was bei konstant-gehaltenem K eine weitere Auswertung von δ_{12} verbessern würde.

Dennoch ist die Ermittlung von r_2 anhand der angegebenen Unsicherheiten in den Datenblättern für Z_0 und Gleichstrommessungen von R_{22} genauer. Das gilt besonders in dem Kontext, wenn die Signale verrauscht sind. Bei der Annahme von konstanten Spannungswerten entspricht bei einem Signal-zu-Rausch-Verhältnis von 40 dB die Standardabweichung des Rauschens ca. 1% der Signalamplitude. Mit diesen Signalen den richtigen Wert von r_2 zu bekommen, ist schwer möglich,

da das Rauschen die Auswertung zu stark beeinflusst. Das erkennt man auch an der Teilabbildung c, in der trotz richtig gewählter Werte für K und δ_{12} , das resultierende r_2 zu -50% abweicht.

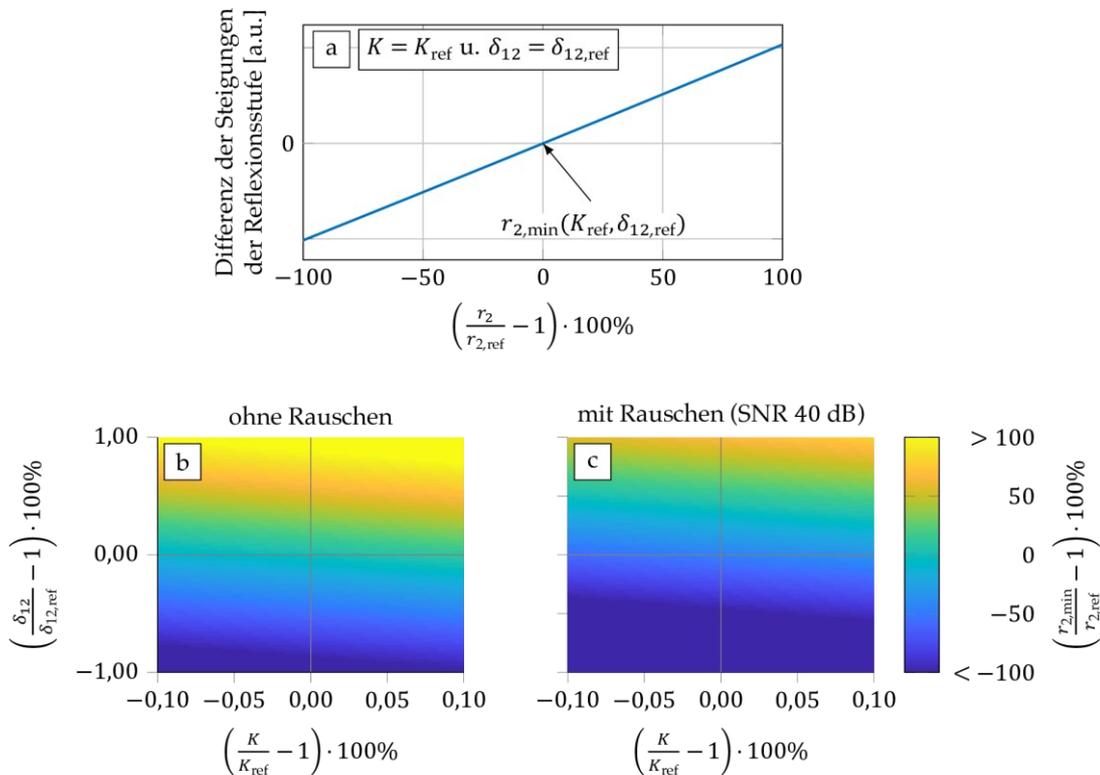


Abbildung 4-21. Zusammenhänge für die Kalibrierung von r_2 anhand eines Leerlaufprüflings.

- (a) Die Abweichung der Reflexionsstufe im rekonstruierten $v_{1,\text{rek}}(t)$ zu gemessenen $v_1(t)$ in Abhängigkeit von relativer Abweichung r_2 zu $r_{2,\text{ref}}$; Randbedingungen $K = K_{\text{ref}}$ und $\delta_{12} = \delta_{12,\text{ref}}$.
- (b und c) Relative Abweichung der gefundenen Nullstelle $r_{2,\text{min}}$ von $r_{2,\text{ref}}$; Sensorsignale ohne und mit weißem Rauschen (SNR 40 dB) mit variierten Werten von K und δ_{12} .

4.4.7 EINFLÜSSE DER REFLEXIONEN IM SENSORPFAD

Einige der Reflexionen, die sich zusätzlich im System ausbreiten und bis jetzt nicht thematisiert wurden, haben einen Einfluss auf die Rekonstruktion. Um diesen Effekt zu diskutieren, wird eine erweiterte sgTLP-Messanordnung in Abbildung 4-22 dargestellt. Diese Anordnung spiegelt die Laborbedingungen in besserer Form wider und unterscheidet sich zu Abbildung 4-5 durch drei Dämpfungsglieder (DG) sowie zwei Kabel der Länge l_{11} und l_{22} zwischen den Sensoren und dem Oszilloskop. Dabei stellt das Dämpfungsglied direkt am Pulsgenerator sicher, dass

eventuelle Mehrfachreflexionen der Prüflingsantwort durch Generataraufbau reduziert werden (vgl. dazu auch [55]). Die Dämpfungsglieder an den Oszilloskopeingängen werden benötigt, um sie bei hohen TLP-Spannungen nicht zu überlasten. Diese können zusätzlich dafür eingesetzt werden, eventuelle Reflexionen abzumindern, die aufgrund von Fehlanpassungen der Oszilloskopeingänge auftreten könnten. Deswegen werden sie auch bei kleineren TLP-Spannungen eingesetzt. Dennoch kann auch jedes der Dämpfungsglieder selbst durch eigene Fehlanpassung weitere Reflexionen erzeugen. Die Reflexionen im Signalpfad wirken dabei als eine weitere Anregung, die den Prüfling belastet. Eventuelle Reflexionen im Sensorpfad können aber zu Störungen sowohl bei der Kalibrierung als auch bei der eigentlichen Messung führen.

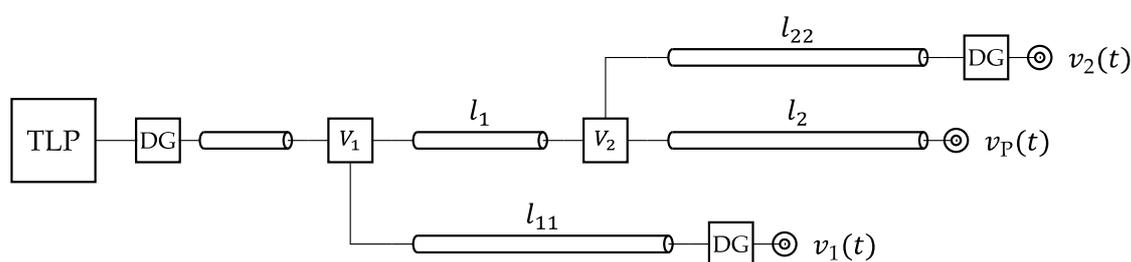


Abbildung 4-22. Erweiterter sgTLP-Messaufbau ergänzt um Sensorzuleitungen l_{11} , l_{22} und drei Dämpfungsglieder (DG).

Die Hersteller von Oszilloskopen geben in den Datenblättern zu ihren Geräten eine Eingangsimpedanzunsicherheit an (z.B. $\pm 3\%$ in [28] bzw. absolut $\pm 1,5 \Omega$). Diese Unsicherheit entspricht jedoch nicht einer konstanten Impedanz, sondern die Eingangsimpedanz kann sich innerhalb dieses Unsicherheitsfensters bewegen. Das zeigt insbesondere eine Messung von den vier Eingangskanälen eines DSOZ204A von Keysight mittels Zeitbereichsreflektometrie, wie in Abbildung 4-23 dargestellt. Dort ist der Impedanzverlauf über die äquivalente Strecke im Oszilloskop aufgetragen und daraus geht hervor, dass die Spezifikationen erfüllt sind. Jedoch haben einzelne Kanäle geringfügig unterschiedliche Verläufe, die mit Fertigungstoleranzen zu erklären sind. Diese Unterschiede zwischen den Eingängen werden normalerweise softwareseitig kompensiert [64], können jedoch in dem sgTLP-Kalibrierungs-Kontext nicht vernachlässigt werden.

Wie in Abschnitt 3.2.2 beschrieben, ist der Reflexionsfaktor des messseitigen Sensorausgangs durch $R_{2,i}$ bestimmt und entspricht ca. $(R_{2,i} - Z_0)/(R_{2,i} + Z_0) \approx 0,96$. Das bedeutet, dass alle Reflexionen, die das Oszilloskop bzw. das Dämpfungsglied im Messzweig produziert (und die entsprechend zunächst nicht gemessen werden), nach einer Verzögerung, die der doppelten Verzögerungszeit des Kabels zwischen Sensor und Oszilloskop entspricht, nochmal am selben Eingang anliegen und als ein weiteres überlagerndes Signal gemessen werden. Das kommt

während eines TLP-Experimentes nicht nur einmal vor, sondern immer, wenn ein neues Signal am Eingang ankommt. Je mehr relevante²⁴ Reflexionen im Messsystem vorhanden sind, desto größere Abweichungen gibt es zwischen den Sensorsignalen der einzelnen Oszilloskopkanäle.

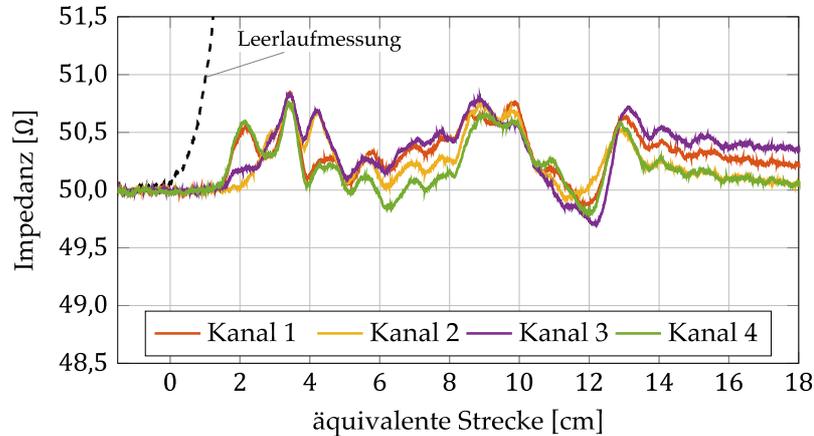


Abbildung 4-23. Eingangsimpedanz der 4 Kanäle eines Oszilloskops (DSOZ204A von Keysight [28]) ermittelt mittels Zeitbereichsreflektometrie. (Leerlaufmessung für die Justage des Nullpunkts.)

Um dieser Hypothese nachzugehen, wurden mehrere Experimente mit einem leicht veränderten Messaufbau aus Abbildung 4-24a durchgeführt. Dabei wurde nur der zweite Teil des sgTLP-Aufbaus mit einem einzigen Sensor (V_2) benutzt und bei einer 100 ns langen Anregung sowohl die Signale im Prüflingspfad als auch im Sensorpfad simultan mit zwei verschiedenen Oszilloskopkanälen gemessen.

Anschließend wurden beide Signale auf die steigende Flanke synchronisiert ($\Delta t = t_{0,22} - t_{0,2}$), abgeglichen²⁵, das Prüflingssignal (v_P) vom Sensorsignal (v_2) abgezogen und auf Plateauniveau normiert:

$$v_{KU}(t) = \frac{2}{V_{TLP}} [v_2(t) - K_2 v_P(t - \Delta t)]. \quad (4-70)$$

Bei jedem der Teilerperimente wurde eine Länge der beiden Kabel konstant gehalten, während die andere Kabellänge verändert wurde; entweder eine Verlängerung der Kabellänge nur im Prüflingspfad (Abbildung 4-24b) oder nur im Sensorpfad (Abbildung 4-24c).

²⁴ Relevante Reflexionen: alle Reflexionen, die aufgrund eines beliebigen Reflexionsfaktors $|r| \approx 1$ entstehen. Das schließt alle Reflexionen zweiter Ordnung aus, die aufgrund von $|r| \ll 0,1$ auftreten (vgl. Abschnitt 4.3.3).

²⁵ Übertragungsfaktor K_2 bestimmt im Bereich zwischen 80% und 90% beider Signale

Anhand der Signale kann man erkennen, dass es einen Kanalunterschied $v_{KU}(t)$ zwischen $v_P(t)$ und $v_2(t)$ gibt und dass dieser im Verlauf des Pulsplateaus abzuklingen scheint (ähnlich zu der Impedanz in Abbildung 4-23). Die Vermutung des Abklingens des Unterschiedes $v(t)$ kann aber innerhalb dieses Experimentes nicht eindeutig geklärt werden, da für den Abgleich bei der Bestimmung²⁶ von K_2 eine konstante Eingangsimpedanz eines Eingangs (z.B. $Z = 0,99 \cdot Z_0 \neq Z_0$) einen Versatz erzeugen würde, der auf diese Weise nicht sichtbar wäre. Ferner gibt es in beiden Teilabbildung a und b Bereiche (Spitzen markiert mit \bullet und \ast), die jeweils mit einer Verlängerung eines Kabels in der Zeit nach rechts verschoben werden. Wenn gleichzeitig die Länge des jeweiligen Kabels konstant gehalten wird, bleiben die jeweiligen Bereiche von einem Telexperiment zum nächsten an derselben Position.

Daraus lässt sich folgern, dass die mit \ast markierten Stellen die Reflexion innerhalb des Prüflingspfades sind und die mit \bullet markierten Stellen die Reflexionen sind, die am Sensorausgang reflektiert und wieder Richtung Oszilloskopkanal des Sensors laufen. Dieser Effekt ist auch anhand Abbildung 4-24a' bis c' rudimentär in der Simulation zu beobachten. Die mit derselben Nomenklatur gezeichneten Reflexionen werden von einem kleinen induktiven Abschluss vor der Systemimpedanz, die den Oszilloskopeingang modelliert, erzeugt. Durch dasselbe qualitative Verhalten der markierten Spitzen in der Simulation und in der Messung bestätigt sich die am Anfang des Abschnitts gestellte Hypothese. Dabei ist wichtig zu erwähnen, dass die mit \ast markierten Bereiche die Reflexionen im Prüflingspfad sind und somit eine gesuchte Größe darstellen (die Prüflingsantwort). Die Unterschiede, markiert mit \bullet , hängen sowohl von dem jeweiligen Oszilloskopeingang als auch von der Länge der Kabel zwischen dem Sensor und dem Eingang ab.

In diesem Experiment kann man davon ausgehen, dass der zeitliche Verlauf beider Einflüsse ähnlich ist, da beide durch die Eingänge des gleichen Oszilloskops verursacht werden. In Summe überlagern sich hier drei Einflüsse: die gesuchte Antwort des Prüflings²⁷, die unerwünschte Reflexion des Oszilloskopeingangs im Messzweig und der Unterschied des dispersiven Effektes zwischen den Kabeln im Prüflings- und Sensorpfad. Um diese Einflüsse beim Kalibrieren zu minimieren, müssen die Faktoren im hinteren abgeklungenen Bereich der Kalibrierungsfunktionen bzw. bei r_2 am Anfangsbereich der Stufe in $v_1(t)$ (bevor die Reflexion im Messzweig ankommt) bestimmt werden.

²⁶ Der Bereich zur Bestimmung des Übertragungsfaktors am Anfang des Pulses ist durch die Länge des Kabels im Sensorpfad beschränkt. Gleichzeitig wirkt der dispersive Effekt in dem Bereich am stärksten und würde K_2 verzerren.

²⁷ Obwohl diese Prüflingsantwort zunächst als vernachlässigbar angenommen wurde, da der Prüfling einem angepassten Eingang entspricht.

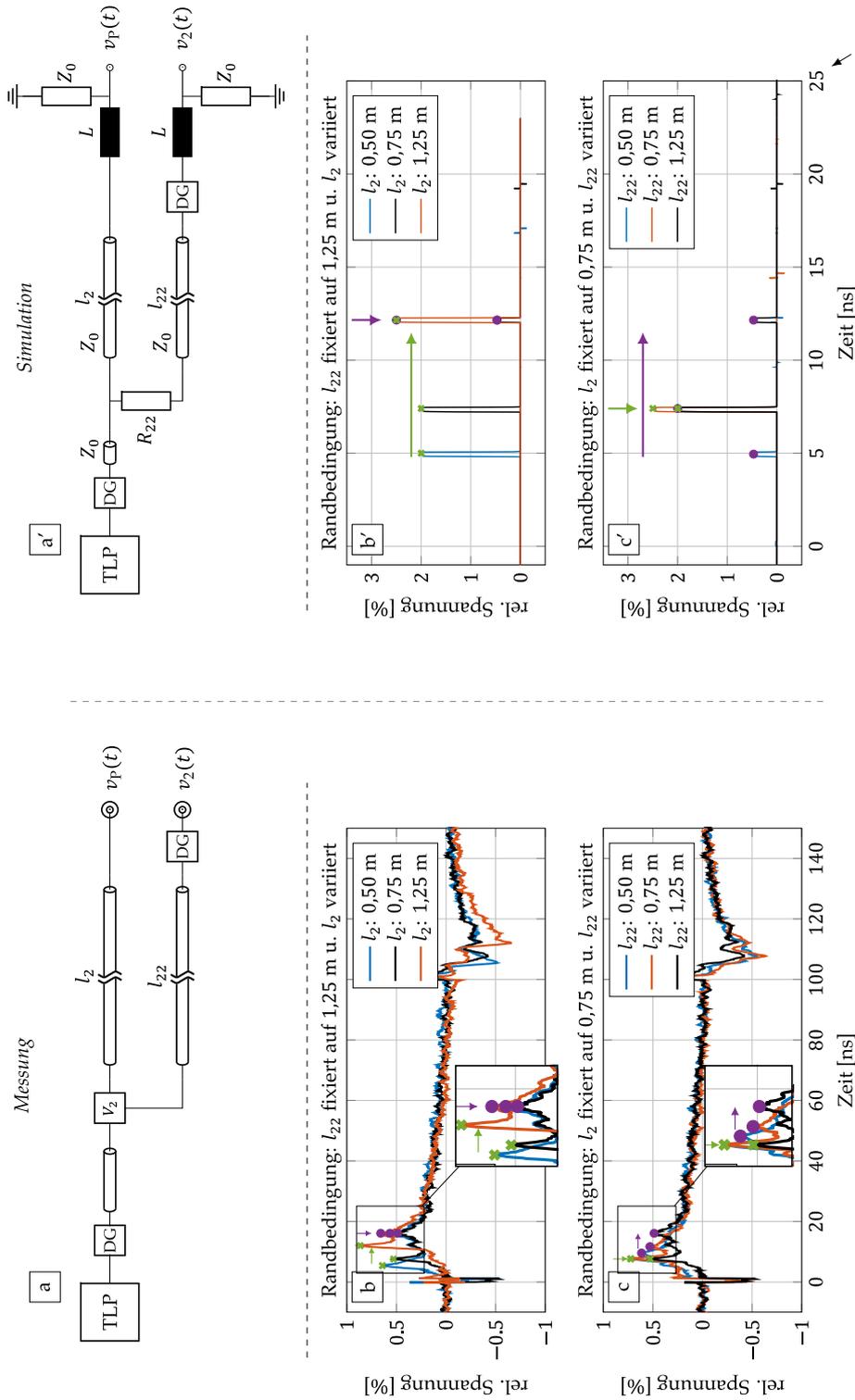


Abbildung 4-24. Signalunterschied zwischen dem Signal am Oszilloskop zwischen Prüflings- und Sensoreingang, berechnet nach Gl. (4-70)

(a) und (a) Mesaufbau mit unterschiedlichen Längen der Zuleitungen. Simulation: Oszilloskopreflexion modelliert durch eine kleine Induktivität.

(b) und (b) **Änderung der Leitung** von 0,5 m bis 1,25 m **im Prüflingszweig** bei gleichzeitig konstanten Leitungsläng im Sensorpfad von 1,25 m.

(c) und (c) **Änderung der Leitung** von 0,5 m bis 1,25 m **im Sensorpfad** bei gleichzeitig konstanten Leitungsläng im Prüflingszweig von 1,25 m.

Überträgt man dies auf den sgTLP-Aufbau mit zwei Sensoren, dann ergeben sich geringfügige Abweichungen in den Sensorsignalen $v_1(t)$ und $v_2(t)$, die insbesondere von der Form der Anregung und der Prüflingsantwort abhängen und durch die einzelnen Eingänge der Messzweige unterschiedlich sein können. Das führt zu einer Abweichung im $v_{hh}(t)$, die ähnlich zu Unterschied 2 im Abschnitt 4.3.3 auf Seite 48 einen Versatz erzeugt. Jedoch ergibt sich hier keine Steigung im Puls, weil die Kalibrierung von K die Steigung des hin- und rücklaufenden Pulses eines Leerlaufs auf 0 zwingt. Als Folge daraus ist die Bedingung für die Kalibrierung der Parameter δ_{12} und δ_2 über den Nullstrom $\overline{I_{LL}} = 0$ bei einem Leerlauf nicht mehr gegeben. Somit können beide Parameter als unabhängig betrachtet werden. Die Kalibrierungsroutine wird demnach folgendermaßen angepasst (vgl. Abschnitt 4.4.5.1): K wird weiterhin über die Steigung des Reflexionsfaktor r_{LL} bestimmt und für die Ermittlung von δ_{12} wird $\min|v_{h2}(t) - v_2(t)|$ der $Z_{0,ref}$ -Messung ausgewertet. Der Faktor δ_2 kann im nächsten Schritt über $\overline{I_{LL}} = 0$ bestimmt werden.

Um den Einfluss von $v_{KU}(t)$ beider Kanäle zu untersuchen, wurden mit in Abbildung 4-24a dargestelltem Messaufbau (mit festen Kabellängen $l_2 > l_1$) und Gl. (4-70) die Einflüsse beider Messzweige mit $v_{KU,1}(t)$ und $v_{KU,2}(t)$ bestimmt. Für den Vergleich wurde die Kalibrierungsroutine mit und ohne Kompensation des Effektes der Messzweigreflexionen durchgeführt.

Diese Kompensation entspricht

$$v_j(t) = v_j(t) - 0,5 \cdot V_{TLP} \cdot \left[v_{KU,j}(t) \underbrace{- v_{KU,j}(t - \Delta t_{si})}_{\text{optional}} \right], \text{ mit } j = 1, 2 \quad (4-71)$$

wobei der dritte optionale Term (Kompensation der Artefakte der Prüflingsantwort) auf der rechten Seite unter der Annahme, dass bei einem Leerlauf die Prüflingsantwort ungefähr gleich der Anregung ist (vgl. Gl. (4-58)), angewendet werden kann. Die rekonstruierte Anregung und die Prüflingsantwort (mit Gl. (4-30)(4-30z)) des Leerlaufprüflings sind ohne und mit der Kompensation (inkl. optionalem Term) der Reflexe in den Sensorzweigen in Abbildung 4-25 dargestellt; die errechneten Werte der Kalibrierungsfaktoren sind in Tabelle 2 zusammengefasst. Es zeigt sich, dass der grundsätzliche Verlauf mit und ohne Kompensation identisch ist²⁸, die Abweichung beschränkt sich auf einen Versatz beider Signale. Bei der Berechnung der Spannung am Prüfling mit Gl. (2-19) ist der Versatz durch die Addition nicht auszumachen. Jedoch ist dieser bei der Berechnung des Stroms durch die Differenz in Gl. (2-20), und zudem an einem nicht plausiblen Wert von $\delta_2 > 1$ zu erkennen.

²⁸ Obwohl der optionale Term in Gl. (4-71) Abweichungen zu der vorherrschenden Reflexion aufweisen muss

Tabelle 2: Vergleich der bestimmten Kalibrierungsfaktoren unter Berücksichtigung der Effekte der geringen Fehlanpassung der Oszilloskopeingänge.

	Faktoren			
	K	r_2	δ_{12}	δ_2
Ohne Komp. ¹⁾	0,9919	-1,18%	0,9985	1,0105
Mit Komp. ohne opt. Term	0,9918	-1,10%	0,9978	1,0076
Mit Komp. mit opt. Term ²⁾	0,9917	-1,10%	0,9978	0,9998

1) Abbildung 4-25a 2) Abbildung 4-25b

Insgesamt sind die Veränderungen der Faktoren durch die Kompensation klein, führen dennoch zu einem deutlichen Unterschied in den rekonstruierten Signalen. Die Ergebnisse inklusive Kompensation mit optionalem Term repräsentieren den Aufbau zwar besser, dennoch müsste sich durch den Aufbau $\delta_2 < \delta_{12}$ (da $l_2 > l_1$) zeigen. Vergleicht man demnach $v_p(t)$ aus Messaufbau in Abbildung 4-24a zunächst mit Kabel l_1 und anschließend mit Kabel l_2 anstatt Kabel l_1 , ergibt das Verhältnis von δ_2/δ_{12} aus dem hinteren Bereich der Pulse den Wert 0,9989, während nach der Kompensation das Verhältnis 1,0019 entspricht. Da die Abweichung im Promille-Bereich liegt, wird dieser Effekt vernachlässigt. Ferner erkennt man, dass die Messzweig-Reflexionen wie erwartet einen Einfluss auf die Bestimmung von r_2 haben und dass der optionale Term die Bestimmung für r_2 nicht verändert.

Die Ergebnisse der Kalibrierung mit kompensierten Messzweigreflexionen können nicht pauschal für den allgemeinen Aufbau verwendet werden. Durch die Wahl der richtigen Parameter, sind die Sensorsignale bei einem beliebigen Prüfling dennoch mit Artefakten aus dem Messzweig überlagert und führen zu falschen Ergebnissen. An dieser Stelle gibt es drei Alternativen:

- 1) Die Effekte nicht kompensieren und einen Fehler im Strom in Kauf nehmen.
- 2) Nur den Effekt des hinlaufenden Pulses durch $v_{KU,j}(t)$ bei jedem Signal kompensieren mit einem kleineren Stromfehler im Vergleich zu erster Alternative. Das ist mit mehr Messaufwand verbunden.
- 3) Sensorausgänge anpassen, damit keine Reflexionen erzeugt werden

Die dadurch entstehenden Fehler im Strom lassen sich nicht pauschal quantifizieren, da diese Fehler von der Prüflingsantwort abhängen; sowohl in den Messzweig-Reflexionen als auch innerhalb der Anregung durch die Reflexionen im Prüflingspfad. Anhand von den Abweichungen in δ_2 in Tabelle 2 und der relativen Spannung in Abbildung 4-25 kann eine sehr konservative obere Schranke von 1% bis 2% angegeben werden, diese gilt aber nur, wenn $\delta_2 = 1$ angesetzt wird (also die Kalibrierung von δ_2 über $\overline{I_{LL}} = 0$ nicht durchgeführt wird).

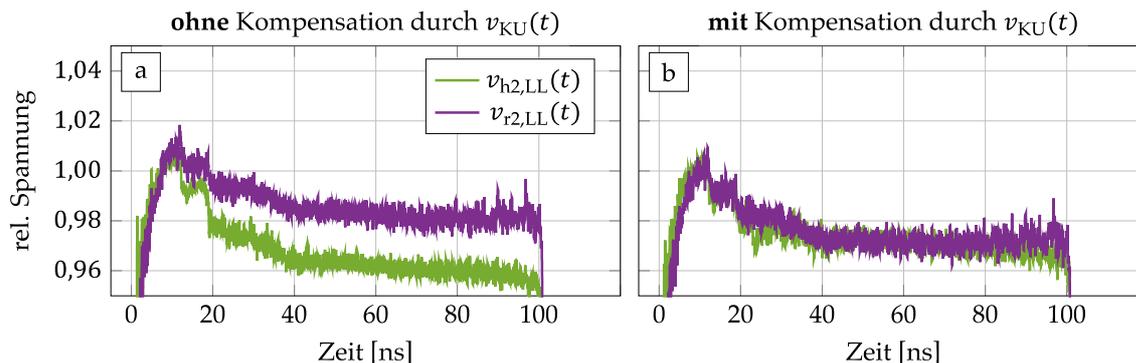


Abbildung 4-25. Kompensation der Effekte, die durch geringe Fehlanpassung der Oszilloskopeingänge verursacht werden.

4.4.8 ZUSAMMENFASSUNG DER KALIBRIERUNG VON SGTLP

Für die Rekonstruktion von $v_h(t)$ und $v_r(t)$, die am Prüfling anliegen, braucht man für den vorgestellten sgTLP-Algorithmus folgende Faktoren: Δt_{12} , Δt_2 , K , δ_{12} , δ_2 , r_2 , Z_0 und K_2 . Die Routine für die Bestimmung der Faktoren ist in Abbildung 4-26 dargestellt. Dabei wird angenommen, dass den Messsignalen Artefakte aufgrund von Reflexionen in den Messzweigen überlagert sind.

Nachdem die Spannungsverläufe der benötigten Prüflinge vermessen wurden, werden die Sensorsignale zunächst anhand des Leerlaufs und Gl. (4-59) ausgerichtet und mit Gl.(4-60) und (4-61) Δt_{12} bzw. Δt_2 bestimmt. Mit Hilfe von Datenblätterangaben ergibt sich die erste Näherung der Menge $S_0 = \{K, \delta_{12}, r_2, \delta_2\}$ mit K aus Gl. (4-56), r_2 aus Gl. (4-55) und $\delta_2 = \delta_{12} = 1$. Die Menge S_1 wird iterativ bestimmt. Als Abbruchkriterium wird das Unterschreiten einer Toleranz beim größten Unterschied der Parameter von zwei aufeinanderfolgenden Iterationen gewählt.

Die Iterationsschritte laufen nach der Reihenfolge $K \rightarrow \delta_{12} \rightarrow r_2 \rightarrow \delta_2$ ab. Die Auswertungen für die Parameter K , δ_{12} und δ_2 werden im hinteren Bereich der Funktionen ermittelt.

Dabei ist das Bestimmungskriterium für

- K das Finden der minimalen Steigung von $r_{LL}(t)$ in Gl. (4-62)
- δ_{12} das Ermitteln von $\min|v_{h2}(t) - v_2(t)|$ der $Z_{0,ref}$ Messung (vgl. Abschnitt 4.4.5.1)
- r_2 der Abgleich der ersten Reflektionsstufe zwischen $v_{1,rek}(t)$ und $v_1(t)$ der Leerlaufmessung oder über Gl. (4-69)
- δ_2 der Nullstrom $\overline{I_{LL}}$ in Gl. (4-63) der Leerlaufmessung.

Nach dem Konvergieren der Menge S bleibt nur noch die Ermittlung von Z_0 anhand eines Abgleichs des Verhältnisses von $(v_h(t) + v_r(t))/(v_h(t) - v_r(t))$ zu dem bekannten Wert $Z_{0,ref}$ und anschließend K_2 durch den Abgleich der ge-

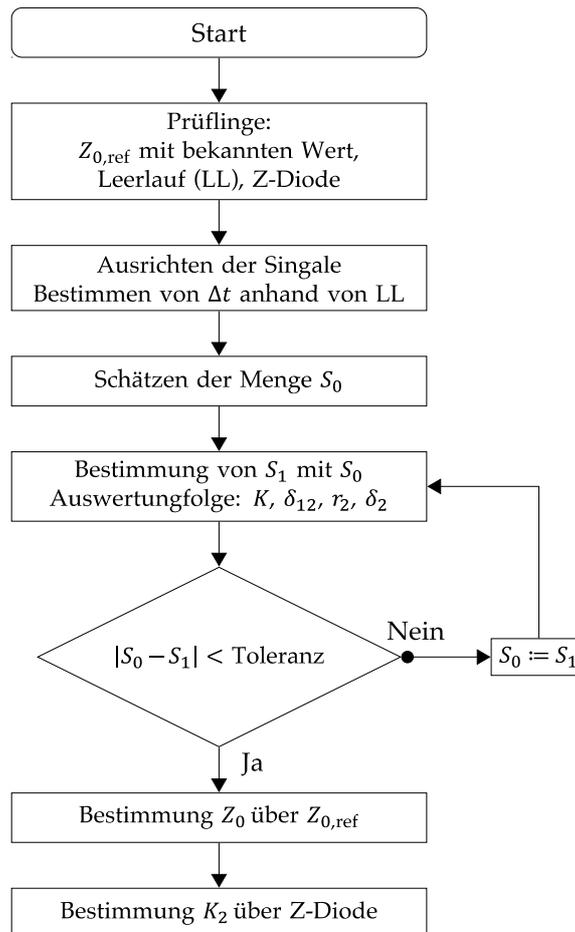


Abbildung 4-26. Die Schritte einer Routine für die Kalibrierung der sgTLP-Parameter.

messenen Durchbruchsspannung mit der Referenz-Durchbruchsspannung der verwendeten Zener-Diode.

Die Abschätzung $v_{KU,j}$ der Messzweigreflexionen im j -ten Messzweig kann mit zwei zusätzlichen Messungen anhand des Messaufbaus aus Abbildung 4-24a und der Gl. (4-70) durchgeführt werden. Die Kompensation geschieht durch Skalierung von $v_{KU,j}$ mit der Vorladespannung und dessen Subtraktion von jedem der verwendeten Signale (sowohl Kalibrierung als auch die eigentliche Messung), wobei bei einem beliebigen Prüfling nur die Reflexionen der Anregung auf diese Weise kompensiert werden kann.

5 EVALUIERUNG DER SENSOR GAP TLP METHODE

Das sgTLP-Verfahren ist ein Hybrid zwischen dem Standard-TLP- und dem vfTLP-Verfahren; sgTLP verwendet das Superpositionsprinzip vom vfTLP und die Pulslängen vom Standard-TLP. Dementsprechend werden die Ergebnisse der sgTLP Methode genau in den Domänen verglichen, in denen die etablierten TLP-Methoden üblicherweise eingesetzt werden: Standard-TLP im hinteren quasistatischen Bereich der Pulse und vfTLP im vorderen Bereich der Anstiegsflanke. Als Prüflinge dient eine unidirektionale TVS-Diode [65] („*transient-voltage-suppression diode*“ engl. für Suppressordiode) mit spezifizierten 20 pF bei 2,5 V Sperrspannung und ein leistungselektronischen Silicium Carbid MOSFET [66] mit 1200 V spezifizierter Sperrspannung, dessen Einschaltverhalten durch das sgTLP-Verfahren besser beleuchtet werden kann.

5.1 TRANSIENTES VERHALTEN EINER SUPPRESSORDIODE

Suppressordioden werden als Schutzstrukturen eingesetzt, um stöempfindliche Komponenten vor Überspannungen, wie sie bei z.B. bei ESD-Ereignissen vorkommen können, zu schützen. Die für den folgenden Vergleich der TLP-Methoden verwendete unidirektionale Suppressordiode [65] befindet sich als unabhängiger Verifikations-Prüfling auf einem Kalibrierungssubstrat, das für die Kalibrierung von Generatoren im Standard-TLP und vfTLP-Modus verwendet wird. Der Zweck der Diode auf diesem Substrat besteht darin, nach der eigentlichen Kalibrierung die Kalibrierungsfaktoren anhand von Durchbruchspannungen und -strömen zu qualifizieren. Dieses Bauelement kann während der Kalibrierungsroutine optional als letztes vermessen werden. Dadurch ist diese Verifikation unabhängig von den Bauelementen, die für die Kalibrierung verwendet wurden.

Die Suppressordioden als Schutzbauelemente müssen zwei Eigenschaften erfüllen: Im Störungsfall die Spannung auf einem bestimmten Niveau halten, sodass die nachgeschaltete Schaltung nicht überlastet wird, und im Normalfall für die Signale „unsichtbar“ sein, sodass die nötige Operation der Schaltung durch die Diode nicht gestört werden. Genau diese beiden Modi werden nachfolgend untersucht. Dabei werden die etablierten TLP-Verfahren den in dieser Arbeit vorgestellten Methoden gegenübergestellt, wobei die Zeitverläufe nur innerhalb der ersten 15 ns betrachtet werden, da vfTLP nur bis Pulslänge von maximal 10 ns standardisiert ist [36]. Mit dem Standard-TLP-Verfahren kann man nicht direkt die Zeitbereiche vom vfTLP vergleichen, deshalb wurden die Standard-TLP-Zeitverläufe mit angegeben, für den Vergleich wird jedoch das erweiterte Verfahren aus Abschnitt 4.1.3 benutzt. Das sgTLP-Verfahren ist in Abschnitt 4.3 beschrieben.

Die verschiedenen (und vereinfachten) Messaufbauten für die Charakterisierung der Diode sind in Abbildung 5-1 zusammen abgebildet. Dort erkennt man die

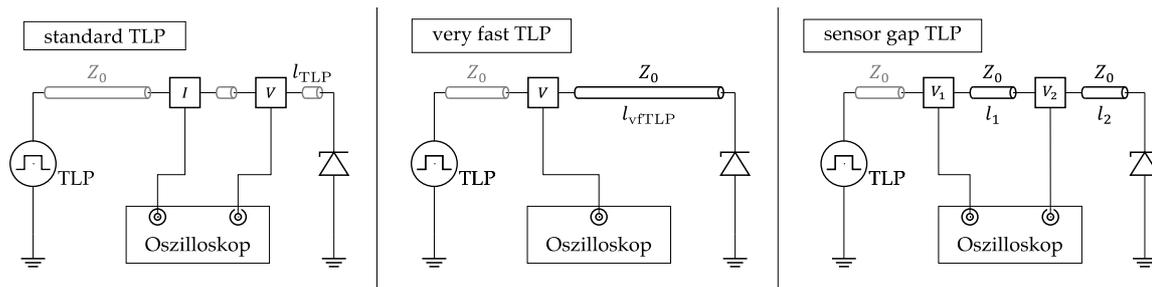


Abbildung 5-1. Die Messaufbauten einzelner TLP-Verfahren mit einer Suppressordiode als Vergleichsobjekt.

verschiedenen Positionen der Sensoren zum Prüfling der einzelnen Verfahren. Um die Messungen so vergleichbar wie möglich zu gestalten, ist sowohl der Generatöraufbau (links von dem ersten Sensor) als auch der Spannungssensor, der sich am nächsten zum Prüfling befindet, immer identisch. Die maßgeblichen Längen entsprechen $l_{\text{TLP}} \approx 0,25l_2$ und $l_{\text{vfTLP}} \approx 3l_2$. Zusätzlich wurde ein Mittelwert von 10 Pulsen pro Vorladespannung und Verfahren ausgewertet, um die Einflüsse des Rauschens zu mindern. Die Pulslänge beim vfTLP beträgt 5 ns.

Mit einer Vorladespannung $V_{\text{TLP}} = 3,7 \text{ V}$ wird der Bereich vor der Schutzwirkung und mit $V_{\text{TLP}} = 10 \text{ V}$ wird das Klemmverhalten der Diode untersucht. Die Zeitverläufe der Spannung und des Stroms an der Diode sind für beide Vorladespannungen zusammen mit den ausgewerteten $q(v)$ und $\psi(i)$ (vgl. Abschnitt 2.2.4) in Abbildung 5-2 zu sehen.

Vergleicht man die Zeitverläufe von Strom und Spannung in den Teilabbildungen a, b, e und f, so erkennt man, dass sie die typischen Eigenschaften einer Zenerdiode beschreiben. Auf den ersten Blick scheinen fast alle Verläufe das gleiche Bauelementverhalten widerzuspiegeln. Die einzige Ausnahme zeigen die Standard-TLP-Verläufe (blau) bedingt durch die wesentlichen Merkmale des Verfahrens: zueinander verschobene Anregung und Prüflingsantwort aufgrund von Zeitverzögerung durch l_{TLP} . Außerdem ist bei ca. 4 ns eine kleine Schwingung zu erkennen, die durch die Fehlanpassung des Stromsensors verursacht wird. Beide Artefakte können aber mit dem erweiterten Standard-TLP-Verfahren teilweise beseitigt werden, wobei die Schwingung bei 4 ns nur im Spannungssignal kompensiert und gleichzeitig im Stromsignal verstärkt wird. Bei den vfTLP-Signalen erkennt man zusätzlich die kurze Pulslänge von 5 ns.

Der Fall $V_{\text{TLP}} = 3,7 \text{ V}$ (a und b) zeigt die Ladeverhalten der nichtlinearen Diodenkapazität, ohne dass die Diode durchschaltet. Innerhalb der $V_{\text{TLP}} = 10 \text{ V}$ Kurven (e und f) schaltet die Diode nach ca. 1 ns und einem Strompeak von ca. 150 mA mit

einer Haltespannung von 6,8 V und einem Haltestrom von ca. 70 mA ein²⁹. Bei genauerem Hinsehen erkennt man am Anfang der Spannungsverläufe beider Vorladespannung eine kleine Spannungsspitze, bevor die Signale in die eigentliche Ladekurve bzw. in das Einschaltverhalten übergehen. Diese Spitze ist kein Artefakt, sondern Teil des Prüflingsverhaltens bedingt durch die induktiven Eigenschaften der Zuleitungen bzw. der Bonddrähte innerhalb des Gehäuses. Diese Induktivität kann man modellieren, indem in dem $\psi(i)$ -Verlauf (d und h) die Steigung innerhalb dieser Spitze ausgewertet wird (vgl. Abschnitt 2.2.4). Die Ergebnisse dazu sind in Tabelle 3 dargestellt.

Für beide Vorladespannungen ergeben die verschiedenen Methoden ähnliche Werte für diese parasitäre Induktivität, wobei sich die niedrigsten Werte bei der Auswertung des erweiterten TLP-Verfahrens errechnen. Dadurch, dass bei diesem Verfahren genau in dem Bereich der steigenden Flanke die meisten Sensorartefakte vorkommen, sind diese Werte verzerrt. Wenn man davon ausgeht, dass bei der Kantenlänge des Bauelementgehäuses von 1 mm und zusätzlichen 1 mm Zuleitungen zur Diode die grobe Abschätzung von 1 nH pro Bonddrahtmillimeter gilt [67], dann sind die Werte von vf- und sgTLP plausibel. Beachtenswert ist auch, dass sich der induktive Effekt innerhalb der Dauer der Anstiegsflanke (vgl. die Zeitangaben der Spannungs- und Stromspitzen in c/d und g/h) niederschlägt und somit mit besserer Zeitauflösung und schnelleren Anstiegszeiten genauer darstellbar ist. Dennoch zeigt sich ein Unterschied zwischen dem sgTLP- und vfTLP-Ergebnis. Untersucht man die Anstiegszeiten der Anregung ($t_{r,h}$) und der Antwort eines Leerlaufs ($t_{r,r}$) von vfTLP und sgTLP innerhalb des verwendeten Messaufbaus, dann vergrößert sich diese Zeit beim sgTLP von $t_{r,h} = 140$ ns auf $t_{r,r} = 170$ ns und beim vfTLP bedingt durch die nötigen Kabellängen von $t_{r,h} = 150$ ns auf $t_{r,r} = 370$ ns. Um die Unterschiede dieser Änderung auf die Ergebnisse abzuschätzen, wird dieselbe Auswertemethode bei den Signalen eines simulierten Reihenschwingkreises (vgl. Abschnitt 2.2.4) mit ähnlichen Werten $L_{ref} = 2$ nH, aber mit einer linearen Kapazität $C_{ref} = 20$ pF anstelle eines pn -Übergangs sowie zwei unterschiedlichen Pulsanstiegszeiten von 150 ns und 400 ns verwendet. Bei rauschfreien Signalen ergeben sich mit der langsameren Flanke größere Werte ($L_{150} = 2,12$ nH und $L_{400} = 3,08$ nH), was jedoch der experimentellen Beobachtung widerspricht. Eine Monte-Carlo Simulation, bei der in jedem Durchlauf den experimentellen Signalen zusätzliches weißes Rauschen gleicher Standardabweichung des Grundrauschens im Experiment hinzugefügt wird, ergibt sich die Standardabweichung $2\sigma/\sqrt{N_{sim}}$ der Ergebnisse im zweistelligen pH-Bereich.

²⁹ Die Diskrepanz im Stromplateau zwischen Standard-TLP und vf/sgTLP bei $V_{TLP} = 10$ V lässt sich damit erklären, dass beim Standard-TLP die Amplitude der Anregung um 7% kleiner war. Das liegt unter anderem an der Auflösung der Vorladespannung und an unterschiedliche Reflexionen durch Messaufbau. Bei $V_{TLP} = 3,7$ V wurde dieser Faktor berücksichtigt.

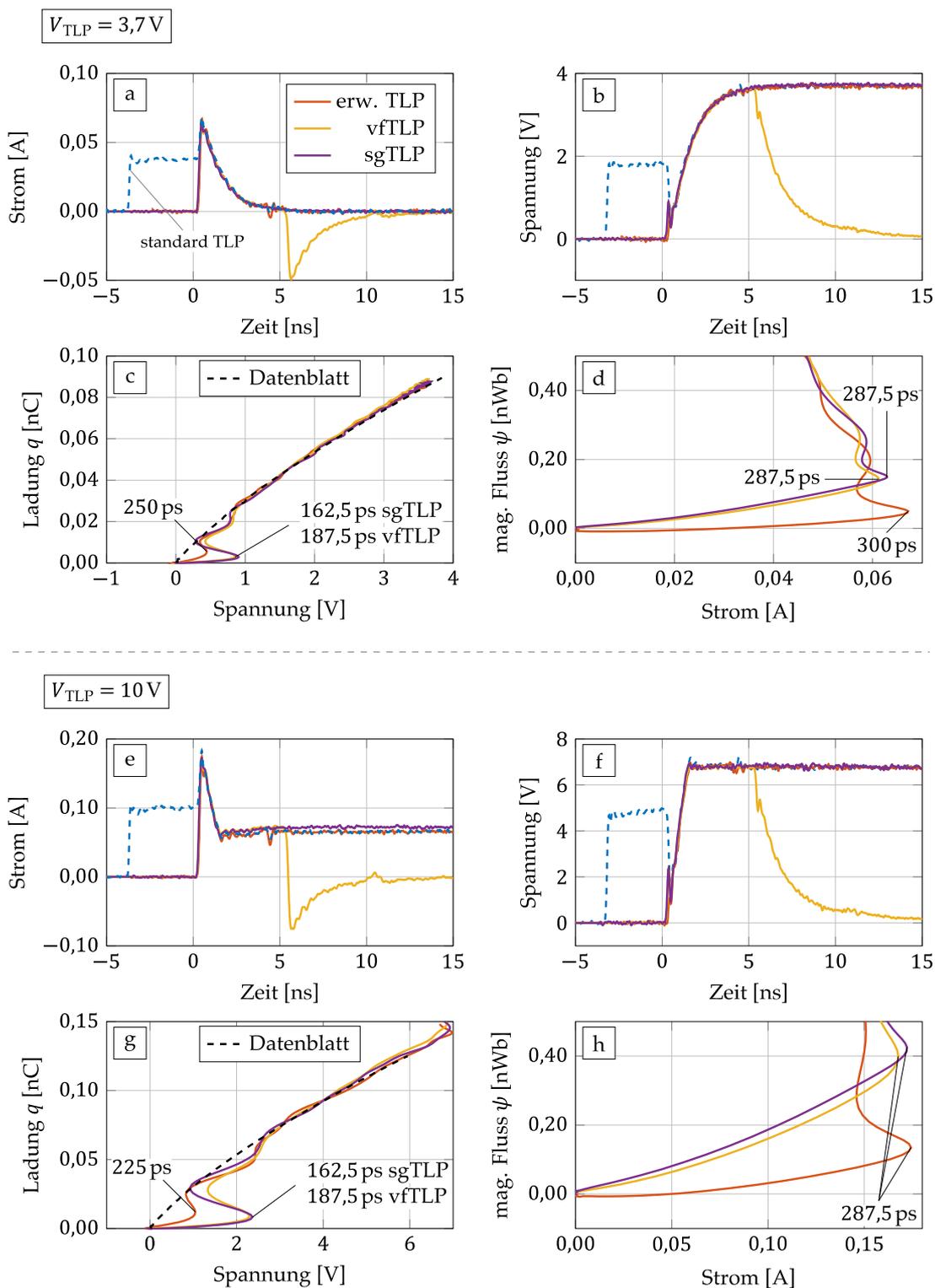


Abbildung 5-2. Zeitverläufe von Strom $i(t)$ und Spannung $v(t)$ und die Entwicklung der Ladung $q(v)$ und des magnetischen Flusses $\psi(i)$ einer Suppressordiode [65]. Vergleich der Ergebnisse drei unterschiedlicher TLP-Verfahren bei zwei unterschiedlichen Vorladespannungen. Zeitangaben markieren die Zeitpunkte der Signalspitzen (siehe Text).

5.1 Transientes Verhalten einer Suppressordiode

Tabelle 3: Vergleich der extrahierten Werte¹⁾ für die Kapazität und Induktivität innerhalb der steigenden Flanke der Suppressordiode aus der Abbildung 5-2 c, d/g, h.

V_{TLP}	L [nH] ²⁾			C [pF] ³⁾			Ref. ⁴⁾
	TLP	vfTLP	sgTLP	TLP	vfTLP	sgTLP	
3,7 V	0,64	2,19	2,32	22,34	23,16	22,66	21,77
10,0 V	0,75	2,14	2,27	16,80	19,25	18,56	17,31

1) Steigung einer Gerade in $\psi(i)$ bzw. $q(v)$ (Methode kleinster Quadrate)

2) Bereiche: 3,7 V $i \in [0,01; 0,055]$ A; 10 V $i \in [0,03; 0,14]$ A

3) Bereiche: 3,7 V $v \in [1,0; 3,0]$ V; 10 V $v \in [3,0; 6,0]$ A

4) Auswertung der Datenblattkennlinie im selben Bereich wie die gemessenen Kennlinien

Deshalb kann der Einfluss des Rauschens auf die Induktivitätsbestimmung ausgeschlossen werden. Eine mögliche Erklärung für die Abweichung zwischen Simulation und Experiment ist, dass beim Umbau der Verfahren nicht exakt dieselbe Stelle kontaktiert wurde und das vfTLP-Verfahren durch kürzere Zuleitungen eine kleinere induktive Wirkung aufzeigt. Dennoch sind die Werte der Verfahren innerhalb der beiden Vorladespannungen konsistent.

Das kapazitive Verhalten in den $q(v)$ -Kurven (c und g) folgt dagegen gut den Angaben aus dem Datenblatt; wie erwartet wird eine nicht lineare Diodenkapazität abgebildet. Legt man die Ergebnisse beider Vorladespannung übereinander (z.B. sgTLP in Abbildung 5-3), so wird dieselbe Trajektorie durchlaufen. Der induktive Anteil zeigt sich nur während der Anstiegsflanke der Anregung und maskiert lediglich einen kleinen Teil zu Beginn von $q(v)$. Deshalb zeigen sich bei der kleineren Vorladespannung die Details, die bei der höheren Spannung zwar vom induktiven Peak überlagert sind, aber dennoch durch die Ladung q abgebildet werden können.

Wird analog zu den $\psi(i)$ -Verläufen die Steigung in bestimmten Bereichen der $q(v)$ -Trajektorie ausgewertet, kann dieses Verhalten durch einen Kapazitätswert modelliert werden. Die Werte für so einen Vergleich zwischen den verschiedenen Methoden und den Angaben im Datenblatt gibt die Tabelle 3 an. Da die Kapazität nicht linear ist, ergeben sich entlang der Trajektorie für unterschiedliche Bereiche auch unterschiedliche Steigungen. Um diese dennoch gut vergleichen zu können, wurde die Datenblattkurve auf dieselbe Weise ausgewertet und als Referenzwert ebenfalls angegeben.

Hier liefert das erweiterte Standard-TLP-Verfahren Werte, die näher an den Ergebnissen aus dem Datenblatt liegen, obwohl der Bereich von Artefakten verzerrt ist. Sowohl das erweiterte TLP als auch der sgTLP-Ansatz bestätigen den Wert aus dem Datenblatt auf ein Intervall von ca. ± 1 pF; das vfTLP-Verfahren zeigt eine etwas größere Abweichung von ca. 2 pF. Eine Erklärung für diese Beobachtung ist

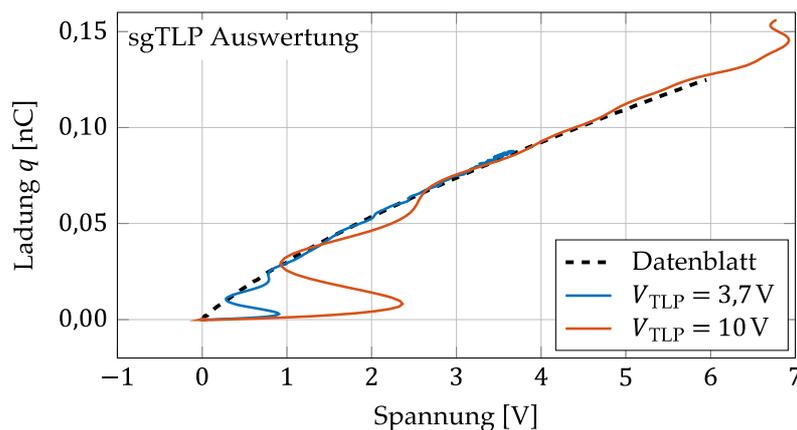


Abbildung 5-3. Die Entwicklung der Ladung $q(v)$ während der ersten Nanosekunden einer Suppressordiode [65] ausgewertet aus den Strom- und Spannungsverläufen extrahiert mit dem sgTLP-Verfahren für zwei unterschiedliche Vorladespannungen. (vgl. Abbildung 5-2 c und g).

der dispersive Effekt, der durch die jeweiligen Kabellängen $l_{\text{TLP}} < l_2 < l_{\text{vfTLP}}$ beim Standard-TLP schwächer ausgeprägt ist als bei den beiden anderen Verfahren. Im Vergleich sind die hochfrequenten Anteile der Prüflingsantwort durch die längeren Kabel beim vfTLP am meisten gedämpft und Spannung sowie Strom scheinen dadurch langsamer anzusteigen. Das äußert sich in einer vermeidlich größeren Kapazität.

Unter der Betrachtung des Gesamtergebnisses der Auswertung zeigt sich, dass das sgTLP-Verfahren mindestens die Ergebnisse von vfTLP-Verfahren reproduzieren und sogar die Auflösung bedingt durch kürzere Kabel und höhere Bandbreite der Sensoren verbessern kann. Gleichzeitig sind die Pulslänge beim sgTLP nicht beschränkt.

Die gezeigte Extraktion von Parametern für Kapazitäten und Induktivitäten können bei der Modellierung des Großsignalverhaltens von leistungselektronischen Schaltern eingesetzt werden (vgl. [22][68][21][H3]).

5.2 EINSCHALTVERHALTEN VON LEISTUNGS-MOSFET-SCHALTERN

5.2.1 MESSAUFBAU

Im Gegensatz zu den bis jetzt betrachteten Bauelementen mit nur einem Tor, hat ein (leistungselektronischer) MOSFET zwei Tore. Mit dem Source-Kontakt als Referenzpunkt gibt es ein Gate-Tor und ein Drain-Tor. Um einen Transistor anzuschalten, müssen diese Tore gleichzeitig angesteuert werden. Dabei ist die

zeitliche Entwicklung von Strom und Spannung an jedem Tor für die Charakterisierung von solchen Schaltelementen sehr wichtig und kann mit dem TLP-Verfahren erstellt werden. Da die TLP-Generatoren jedoch im Vergleich kurze Pulse erzeugen, muss die Synchronisierung der Signale an den beiden Toren präzise sein, da es sonst bei einem zu großen Versatz die Tore nur einzeln, aber nicht gemeinsam angesteuert werden. Zwar besteht die Möglichkeit, eines der Tore mit einem DC-Wert vorzuspannen, aber dieser Ansatz spiegelt die Vorgänge verzerrt wider, die bei einem Schaltvorgang eines Transistors ablaufen. Es kann durch sekundäre Effekte, wie z.B. lokalen Temperaturerhöhung, zu abweichenden Ergebnissen zum eigentlichen Betrieb der Elemente kommen [38]. Die Ansteuerung des Gate-Tores mit einem Treiberbaustein hat einige Nachteile: z.B. haben die gängigsten Gate-Treiber Verzögerungszeiten zwischen Ein- und Ausgang von mehr als 30 ns (z.B. [69] oder [70]) und müssen passend auf den schaltenden Transistor ausgewählt werden. Eine Herausforderung ist dabei, Strom und Spannung an den Gate-Klemmen beim Verwenden eines dedizierten Gate-Treibers zu messen, insbesondere wenn die Signale hochfrequent sind.

Deshalb wird im Rahmen dieser Arbeit ein anderes Konzept verfolgt, bei dem nur ein TLP-Generator für die Ansteuerung beider Tore benutzt wird [H3]. Der vereinfachte Messaufbau dafür ist zusammen mit einem Ersatzschaltbild des MOSFETS in Abbildung 5-4 dargestellt.

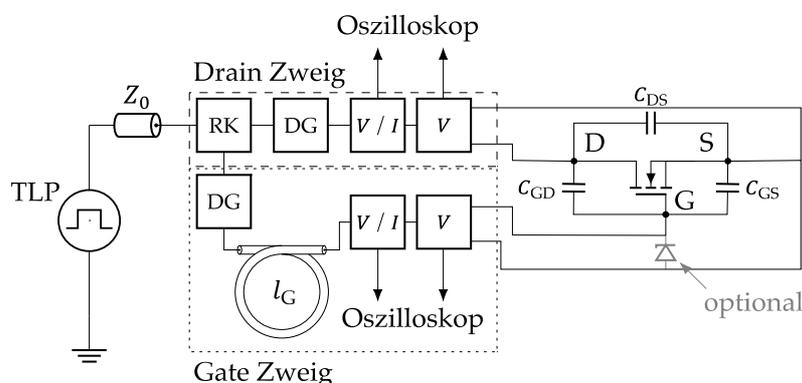


Abbildung 5-4. TLP-Messaufbau zur Charakterisierung des Einschaltverhaltens eines Leistungs-MOSFETs. Die TLP-Anregung wird mithilfe eines Richtkopplers (RK) in zwei Zweige aufgeteilt: Drain- und Gatezweig. Die Anregung in dem Gatezweig wird durch eine zusätzliche Leitung verzögert (l_G). Die intrinsischen Kapazitäten des MOSFET sind schematisch dargestellt (rechts). Optional kann eine Suppressordiode als Schutz vor Überspannungen am Gate eingesetzt werden.

Hier wird ein einziger TLP-Puls mit Hilfe eines Richtkopplers (RK) in einen Drain- und einen Gate-Zweig aufgeteilt. In jedem der Zweige wird daraufhin mit der

Standard-TLP- bzw. sgTLP-Methodik der Strom und die Spannung gemessen. Die Zeiten, zu denen die Pulse an den einzelnen Toren ankommen, können durch die Kabellängen in dem jeweiligen Pfad gesteuert werden, wobei die Länge im Gate-Zweig (l_G) für das Einschaltverhalten die bedeutendere Einflussgröße ist. Die Amplitude der Anregungen in den einzelnen Zweigen wird dagegen durch zusätzliche Dämpfungsglieder (DG), die hinter den Ausgängen des Richtkopplers positioniert werden, eingestellt. Der Prüfling kann entweder direkt auf dem Wafer oder im Gehäuse innerhalb einer minimalen Schaltung (es sind nur die Zuleitungen zu den Toren nötig) mit den üblichen Methoden eines Waferprobers kontaktiert werden.

Bei diesem Aufbau ist der Richtkoppler maßgebend und erzeugt störende bzw. beschränkende Faktoren, die beachtet werden müssen. Durch die hohen Anforderungen an die Spannungsfestigkeit und bei gleichzeitig hoher Bandbreite ist es zweckdienlich, den Koppler unsymmetrisch aufzubauen (dadurch ist die 50 Ω -Systemanpassung des Eingangs mit höheren Widerstandswerten möglich). Das führt aber nicht nur zu Rückwirkungen³⁰ zwischen den Ausgängen des Kopplers, sondern durch die Fehlanpassung der Ausgänge auch zu zusätzlichen Reflexionen in den jeweiligen Zweigen. Bedingt durch den passiven Aufbau des Kopplers und die nötige Systemanpassung geht außerdem ein großer Teil der Leistung beim Aufteilen der Anregung auf beide Ausgänge verloren. Bei dem verwendeten 6 dB-Leistungsteiler [71] wird 50% der Leistung als Wärme abgeführt, gleichzeitig gibt es eine Fehlanpassung und einen Durchgriff der einzelnen Ausgänge von jeweils ungefähr -12 dB (was einem Reflexions- und Transmissionsfaktor von ca. $+0,25$ entspricht). Das hat zwei Folgen:

Zum einen ist die maximale Spannung in jedem Zweig bei einer maximaler Vorladespannung von $V_{TLP} = 2$ kV auf 1 kV beschränkt. Zum anderen kommt es zu zusätzlichen Reflexionen bzw. Transmissionen der Prüflingsantwort, die im selben bzw. in den jeweilig anderen Zweig als weitere Anregung wirken und das Prüflingsverhalten beeinflussen können. Diese unerwünschte Form der Anregung kann zwar mit an den Ausgängen nachgeschalteten Dämpfern verkleinert werden, reduziert aber die maximal mögliche Spannung in dem jeweiligen Pfad. Da sich die nötigen Spannungen am Gate und am Drain in bis zu zwei Größenordnungen unterscheiden können, wird die Rückkopplung von der Drain auf das Gate innerhalb der Zweige den größeren Einfluss haben.

Das Verwenden eines TLP-Verfahrens, um einen MOS-Transistor einzuschalten, hat eine weitere Einschränkung. Diese ist durch die Vorgänge am Gate und an der Drain zu erklären [72]. Diese Vorgänge lassen sich anhand eines Modells mit drei parasitären Kapazitäten C_{GS} , C_{DS} , und C_{DG} zwischen der drei Elektroden veranschaulichen (vgl. Abbildung 5-4). Wenn an einem der Tore eine Initialspannung

³⁰ Diese Rückwirkungen gibt es auch bei einem symmetrischen Aufbau des Kopplers.

angelegt wird, wird die Eingangskapazität bzw. Ausgangskapazität des MOSFETs geladen; dabei entspricht das einem Aufladen eines RC -Gliedes. Diese Kapazitäten selbst sind nicht linear und ergeben sich als ein Zusammenwirken der drei zuvor erwähnten parasitären Kapazitäten, deren Verhalten wiederum davon abhängig ist, wie viel Ladung sich auf den jeweiligen Kapazitäten befindet. In dem Kontext dieser Arbeit entspricht der Widerstand dabei beim Drain der Systemimpedanz und beim Gate der Kombination aus der Systemimpedanz und dem internen Gatewiderstand des Transistors. Üblicherweise [73] wird das Einschaltverhalten eines Leistungs-MOSFETs an der Drain direkt von der Sperrspannung im ausgeschalteten Zustand auf die Spannung der Transferkennlinie des gewünschten Drainstromes im eingeschalteten Zustand durchgeführt. Diese Schaltbedingung ist beim TLP-Experiment nicht von Anfang an gegeben; die Drain-Elektrode muss zunächst auf die gewünschte Sperrspannung aufgeladen werden. Deshalb muss die Gate-Anregung verzögert und erst nach Erreichen der Drain Schaltbedingung an dem Gate ankommen. Dieser Versatz kann anhand der Länge l_G realisiert werden.

Beim Einschalten des Transistors wird am Gate eine charakteristische Ladekurve durchlaufen [73], an deren Ende die Spannung der Gate-Elektrode auf dem Niveau des Treiber-bzw. Generatorspannung liegt. Die Geschwindigkeit des Schaltens wird dabei von der Ladung auf der Gate-Elektrode diktiert. Je schneller sich die Ladung auf dem Gate sammelt – also je höher der Ladestrom –, desto schneller wird die charakteristische Ladekurve durchgeföhren und der Transistor schaltet schneller ein. Bei allen TLP-Verfahren ist der Ladestrom durch die Systemimpedanz mit der Vorladespannung verknüpft: Es ergibt sich mit dem 6 dB - Richtkoppler von oben für den maximalen Strom $I_{TLP}/2 = I_{G,max} = V_{TLP}/2Z_0$. Gleichzeitig ist das Gate anfällig für Überspannungen. Liegt eine zu hohe Spannung am Gate an, kann das zu einem Oxiddurchbruch und zur Zerstörung des Transistors führen. Deshalb wird der maximale Strom durch die Durchbruchspannungen am Gate bestimmt. Um diese Einschränkung zu umgehen, kann ein Schutzelement, wie z.B. eine Suppressordiode geeigneter Durchbruchspannung, am Gate eingesetzt werden, damit keine Oxiddurchbrüche erfolgen können. So wird aber nicht der Strom, der in das Gate fließt, gemessen, sondern die Kombination des Stroms der Diode und des Gates.

5.2.2 SILIZIUM-TRANSISTOR

Da die zusätzlichen Reflexionen der Prüflingsantwort den Einschaltvorgang des Transistors verändern, wird zunächst das Einschalten eines Si-MOSFET [74] mit einer Sperrspannung von 200 V ohne ein Schutzelement und mit einem Dämpfer großer Dämpfungswerte ³¹ hinter dem Richtkoppler erläutert [H3]. So ist

³¹ Drain: 10 dB und Gate 26 dB

sichergestellt, dass der MOSFET bei der spezifizierten Sperrspannung eingeschaltet wird und gleichzeitig der Einfluss der Reflexionen des Richtkopplers gering ist. Dadurch wird der Durchgriff vom Drain-Zweig zum Gate-Zweig auf einen Bereich von wenigen Promille reduziert. Gleichzeitig betragen die Reflexionen vom Richtkoppler innerhalb der Zweige durch diesen Aufbau wenige Prozent.

Die zeitlichen Verläufe der Kenngrößen beider Zweige sind in Abbildung 5-5 dargestellt. Dort ist die transiente Entwicklung der Klemmenspannungen und -ströme während des Einschaltens für die Standard-TLP- und sgTLP-Aufbauten (Mittelwert aus 50 Pulsen) abgebildet. In den Drain- und Gate-Signalen des Standard-TLP-Aufbaus erkennt man bei etwa 0 ns und 20 ns den Anfang der Anregung als Artefakt. Wie auch zuvor, verdecken diese Artefakte Merkmale, die in den sgTLP-Kennlinien deutlich sichtbar sind. Der Rest des Verlaufs ist bei beiden Verfahren zu sehr großen Teilen identisch.

Konzentriert man sich auf die sgTLP-Kurven, so läuft das grundlegende Einschalten des Transistors folgendermaßen ab. Die Anregung kommt bei $t \approx 4$ ns an dem Drain-Tor des Prüflings an, wodurch die Aufladung der Ausgangskapazität beginnt und bis $t \approx 38$ ns andauert. Zu diesem Zeitpunkt hat die verzögerte Gate-Anregung (beginnend bei $t \approx 23$ ns) das Gate auf die Schwellenspannung aufgeladen. Ab dem Zeitpunkt schaltet der Transistor innerhalb von etwa 22 ns ein.

Analog zu der Suppressordiode aus dem vorherigen Abschnitt sind bei näherer Betrachtung subtilere Merkmale zu erkennen, die folgende Erkenntnisse liefern: Im Zeitbereich zwischen 2 ns und 3 ns zeigen sich deutliche Spannungsspitzen sowohl in v_{GS} als auch in v_{DS} . Die Ursache dieser Spitzen ist die steigende Stromflanke an den Drain-Anschlüssen, die in etwa 0,2 ns über 4 A erreicht. Die parasitäre Induktivität der Zuleitungen und der Bonddrähte im Drain-Zweig begrenzt den Stromanstieg und es entsteht eine induktive Spannungsspitze in v_{DS} . Gleichzeitig weist die Gate-Elektrode eine positive Spannung und eine negative Stromspitze auf. Da an den Gate-Anschlüssen noch keine Anregung anliegt, kann dieses Signal als magnetische Kopplung von der Drain-Source-Stromschleife zur Gate-Source-Schleife interpretiert werden. Die v - und i -Kurven zeigen ab dem Punkt das beschriebene kapazitive Ladeverhalten der Ausgangskapazität in Richtung 200 V. Gleichzeitig steigt die Spannung an der Gate-Elektrode aufgrund des kapazitiven Spannungsteilers zwischen der Rückwirkungs-Kapazität C_{DG} und der C_{GS} -Kapazität an. Bei positiver Spannung am Gate-Knoten und fehlender externer Anregung am Gate-Tor wirkt die Leitung als ein 50 Ω -Abschluss und es fließt ein negativer Strom (in die Leitung hinein).

Bei etwa 23 ns trifft die Gate-Anregung am Gate-Anschluss ein. Ausgelöst durch die aufbaubedingte Begrenzung des Stromanstiegs im Gate wird eine induktive Spannungsspitze erzeugt, die zur Analyse der parasitären Gate-Zweig Induktivität (vgl. vorheriger Abschnitt) verwendet werden kann. Wenn diese Spannungsspitze am Gate-Port abklingt, wirkt die Erregung mit der Amplitude von 30 V

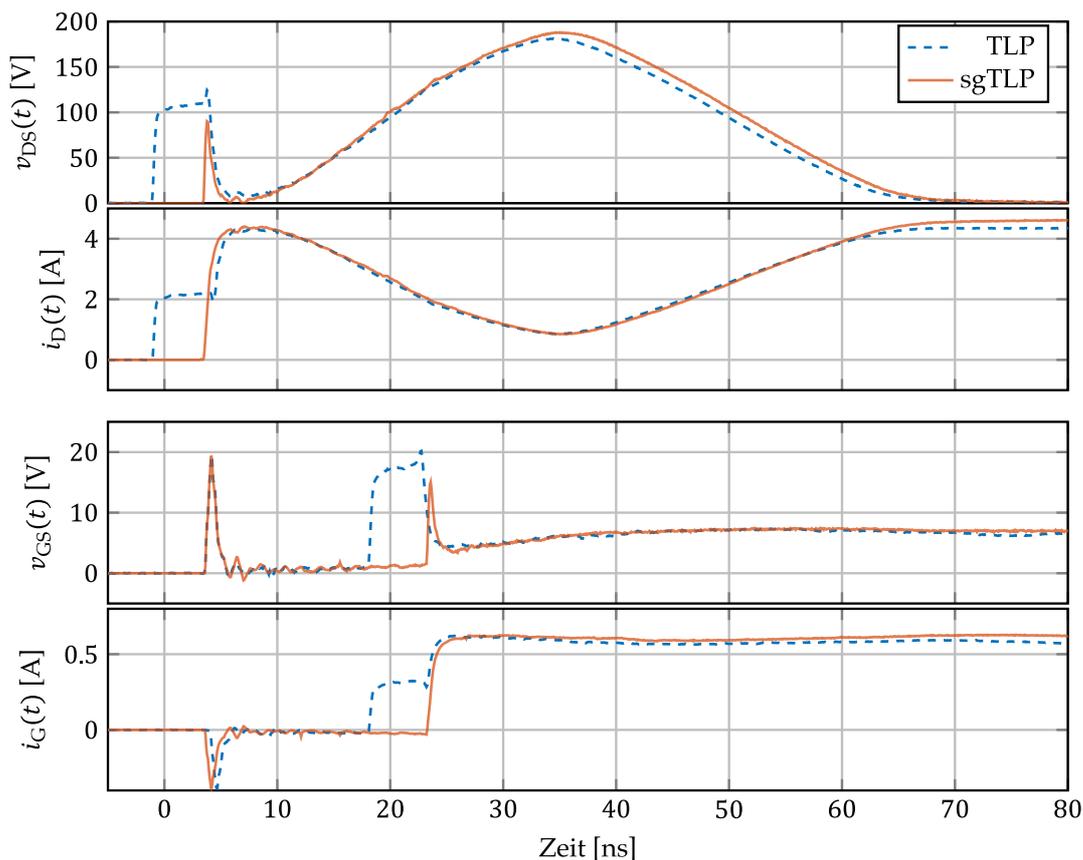


Abbildung 5-5. Zeitverläufe von Strom und Spannung beider Tore während des Einschaltverhaltens eines 200 V Si-MOSFETs [74] generiert mit dem Standard-TLP(TLP)- und sgTLP-Verfahren.

zusammen mit der 50Ω -Impedanz des Kabels als eine konstante 0,6 A-Stromquelle. Dieser Strom lädt die Eingangskapazität bis $t \approx 38$ ns auf. An dieser Stelle wird die Schwellenspannung von etwa 5 V erreicht und die Einschaltsequenz beginnt. Obwohl die Spannung der Gate-Anregung (Vorladespannung gedämpft durch RK und DG) über der maximal zulässigen Spannung von 20 V liegt, ist in dem Zusammenhang zu beachten, dass an der Gate-Elektrode innerhalb des 100 ns-Pulses dieser Wert nicht erreicht wird; das Gate wird somit nicht überlastet. Bedingt durch den hohen Ausgangswiderstand des Generators von 50Ω wird das Gate dennoch langsam aufgeladen.

Beide Verfahren können wichtige Charakteristika des Bauelements im Großsignalverhalten darstellen, wobei die Anfänge der Kurven vom Standard-TLP mit Artefakten überlagert sind. Diese können zwar mit dem erweiterten Standard-TLP-Verfahren (vgl. Abschnitt 4.1.3) minimiert werden, dennoch bleibt der Stromsensor der einschränkende Faktor (vgl. Abschnitt 3.2.3). Neben der kleineren Bandbreite erzeugt der Sensor bei jedem Auftreffen eines Pulses ein im Vergleich zum Spannungssensor größeres Einschwingverhalten, das sich als ein weiteres Artefakt äußert. Dagegen zeigt der sgTLP-Ansatz mehr Details bei gleichem Aufbau und höherer Bandbreite.

Bei genauerer Betrachtung der Abläufe in Abbildung 5-5 erkennt man jedoch zwei Diskrepanzen zwischen Standard-TLP und sgTLP. Zum einen schaltet der Transistor in den sgTLP-Daten ein wenig später ein als innerhalb des Standard-TLP Verlaufs. Das liegt daran, dass die Verzögerungszeiten zwischen der Drain- und Gate-Anregung beider Aufbauten nicht exakt aufeinander abgestimmt werden können, da die verfügbaren Längen der Kabel bzw. Adapter begrenzt sind. Infolgedessen kommt der Gate-Puls am Gate beim sgTLP-Aufbau um weniger als 1 ns später an und führt dadurch zu einem etwas späterem Einsetzen des Einschaltverhaltens des MOSFETs.

Zum anderen stimmen die Amplituden des Stroms nicht passgenau überein. Der Grund dafür liegt in den Sensorpfadreflexionen, die einen Einfluss auf die Amplitude der rekonstruierten Anregung des sgTLP-Verfahrens hat (vgl. Abschnitt 4.4.7). Bei diesem Experiment konnte keine Kompensation dieser Messzweig-Reflexionen durchgeführt werden.

Allgemein bieten die so erzeugten Strom und Spannungsverläufe eine Grundlage, um die dynamischen Modellgrößen während des Großsignalverhaltens des Transistors zu bestimmen, ohne diesen Transistor in eine umfangreichere Schaltung integrieren zu müssen, wie es z.B. bei dem Doppel-Puls-Test [20] der Fall ist.

5.2.3 SILIZIUMCARBID-TRANSISTOR

5.2.3.1 EINFLUSS DES RICHTKOPPLERS BEI KLEINEN ZWEIG-DÄMPFUNGSFAKTOREN

Im nächsten Schritt soll das Einschaltverhalten eines SiC MOSFETs auf die gleiche Weise untersucht werden. Nur diesmal wird eine bidirektionale Suppressordiode [75] zwischen der Gate- und Source-Elektrode eingefügt, um den maximalen Gateladestrom steuern zu können, ohne dabei das Gate zu überlasten. Ferner soll der Fokus auf der Charakterisierung der Schaltzeiten liegen, da die Bestimmung der Grenzen der neuartigen Transistoren mit konventionellen Methoden durch starke Schwingverhalten [76][77] in eingebetteten Schaltungen sehr herausfordernd ist.

Die Steuerung des maximalen Gatestroms wird durch das Verändern des Dämpfungsgliedfaktors im Gate-Zweig von 26 dB bis 6 dB realisiert, wobei der Dämpfungsfaktor im Drain-Zweig stets gleich bei 3 dB bleibt. Je kleiner die Dämpfungsfaktoren in den Zweigen gewählt werden, desto mehr Einfluss üben der Durchgriff und die Fehlanpassung der Kopplerausgänge auf das Schaltverhalten aus. Um diese Einflüsse auf die Schaltflanke zu minimieren, werden die Längen des Aufbaus so gewählt, dass keine neue Reflexion während der fallenden Flanke der Drain-Spannung ankommen können, obwohl sich die Reflexionen der Prüflingsantwort im Messaufbau ausbreiten werden. So ist gewährleistet, dass die Auswertung der Schaltzeit nicht zusätzlich verzerrt wird. Das hat allerdings zur Folge, dass die Längen zwischen dem Transistor und dem Spannungssensor (V bei

Standard-TLP und V_2 bei sgTLP in beiden Zweigen) für beide Methoden nicht verändert ($l_2 = l_{\text{TLP}} \approx 1,5 \text{ m}$) werden können.

Dadurch, dass durch das Verringern der Dämpfung von 10 dB (aus dem vorherigen Abschnitt) auf 3 dB im Drain-Zweig der Einfluss des Richtkopplers nicht mehr so stark unterdrückt wird, wird vorerst nur die Spannung in jedem der Zweige anhand der Abbildung 5-6 untersucht, um die Folgen der störenden zweigübergreifenden Kopplung aufzuzeigen.

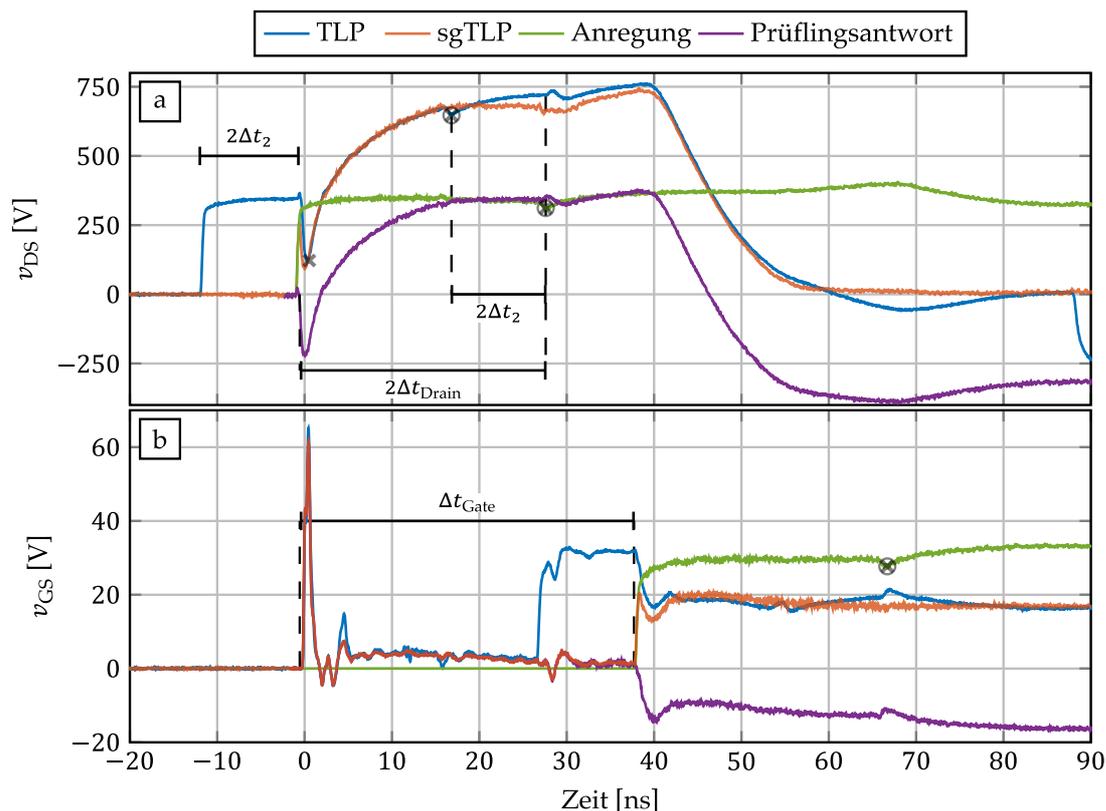


Abbildung 5-6. Zeitverläufe der Spannung beider Tore während des Einschaltverhaltens eines 1200 V SiC-MOSFETs [66] generiert mit dem Standard-TLP (TLP) und sgTLP-Verfahren. (Gate-Zweig mit 26 dB-Dämpfer und Suppressordiode [75]). Zusätzlich sind noch die mithilfe von sgTLP-rekonstruierte Anregung und die Prüflingsantwort gezeigt.

Betrachtet man jedoch zunächst die Verläufe im Groben, so erkennt man ähnliche Vorgänge, die im vorherigen Abschnitt für den Si-Transistor erläutert wurden: Das Laden von der Ausgangskapazität mit anschließendem Anschalten des Transistors. Diesmal steigt die Drain-Spannung auf ca. 750 V statt auf ca. 200 V. Auch die Effekte der induktiven und kapazitiven Kopplung am Anfang der Gate-Signale lassen sich erahnen, wobei im Gegensatz zum vorherigen Abschnitt die Spannung

am Gate-Knoten aufgrund des kapazitiven Spannungsteilers ein fallendes Verhalten aufzeigt. In erster Näherung lässt sich diese Beobachtung damit erklären, dass bei beiden Transistoren die involvierten nichtlinearen Kapazitäten aufgrund unterschiedlicher Technologien verschiedene Verläufe haben. Zusätzlich ist dabei das transiente Verhalten der Suppressordiode involviert. Die Erörterung der genaueren Mechanismen bringt sicherlich mehr Erkenntnisse über das Bauelement. Diesbezüglich wurden an dieser Stelle aber keine weiteren Untersuchungen angestellt.

Die eigentlichen Folgen des Richtungskopplers für die Reflexionen innerhalb des Drain-Zweigs erkennt man in der Teilabbildung a. Hier markiert * das erste Minimum der Prüflingsantwort und ⊗ die jeweiligen Punkte, die sich in der Standard-TLP-Spannung und den mit sgTLP-rekonstruierten Anregungspuls durch die Reflexion von * am Richtkoppler ergeben. Diese Reflexion hat den Ursprung in der Prüflingsantwort und erfährt zwei Veränderungen. Zum einen wird sie um die doppelte Zeit ($2\Delta t_{\text{Drain}}$) äquivalent zu den Kabellängen zwischen Spannungssensor und Richtkoppler verzögert und zum anderen wird sie um den Faktor von ca. $0,25 \cdot 0,71^2$ (einfacher Einfluss vom RK und doppelter Einfluss vom DG) verkleinert. Die Spannungskurven vom Standard-TLP zeigen in diesem Kontext das bekannte Verhalten: Die Reflexion vom Richtkoppler und die Antwort des Transistors auf diese Reflexion als Anregung sind im gleichen Maße versetzt, wie schon die eigentliche TLP-Anregung und die Prüflingsantwort. Das Ergebnis von der sgTLP-Rekonstruktion kann dagegen diese Anregung von der Prüflingsantwort an der richtigen Position trennen, unerheblich davon, ob das die TLP-Anregung selbst oder die Reflexe des Kopplers sind. Alle Signale, die sich in Richtung des Prüflings ausbreiten, werden als Anregung und alle Signale, die sich vom Prüfling wegbewegen, als Antwort des Prüflings erkannt.

Ferner erkennt man beim Vergleich der Signale beider Verfahren, dass die Standard-TLP-Signale durch die im Verhältnis lange Strecke zwischen Sensoren und Prüfling nicht nur am Anfang, sondern auch im kompletten Verlauf Artefakte aufweisen. So sind z.B. im Bereich von 15 ns bis 80 ns unmittelbar zwei Verzerrungen im Signal auszumachen: die abweichende maximale Spannung, die am Drain-Knoten anliegt, und die negative Spannung nach dem Einschalten des Transistors. Wie schon erwähnt, wurden diese Längen absichtlich so gewählt, um Einflüsse des Kopplers auf die Schaltflanke zu minimieren. Dennoch könnte man auch bei näherer Positionierung der beiden Sensoren des Standard-TLP-Verfahrens die Artefakte zwar minimieren, aber nicht komplett beseitigen. Zusammen mit den parasitären Effekten des Richtkopplers gäbe es insbesondere im Bereich der Flanke Verzerrungen, die zu ungenauen Interpretationen führen würden.

Ein Blick auf die rekonstruierte Anregung und Prüflingsantwort zeigt den Grund für die Artefakte im Standard-TLP, nämlich der zeitliche Versatz bei der Überlagerung der zum Prüfling hin- und davon weglaufender Signale. Der sgTLP-

Spannungsverlauf entspricht dem, was wirklich am Drain-Knoten passiert. Dort wird die Ausgangskapazität vor dem Einschalten in zwei Stufen aufgeladen, zunächst auf das Spannungsniveau der Anregung (680 V) und ein wenig später nochmal um 80 V auf 760 V durch die Reflexion am Richtkoppler.

Das Gate-Verhalten wird in Abbildung 5-6b dargestellt. Hier zeigen sich gleiche Unterschiede zwischen den beiden Verfahren. Neben den induktiven und kapazitiven Kopplungen erkennt man zusätzlich zu dem Einschalten der Diode den Einfluss des Durchgriffs des Richtkopplers. Die Prüflingsantwort aus dem Drain wird um $3 \text{ dB} + 12 \text{ dB} + 26 \text{ dB} = 15 \text{ dB} + 26 \text{ dB} = 41 \text{ dB}$ gedämpft³² und um die Zeit $\Delta t_{\text{Drain}} + \Delta t_{\text{Gate}}$ nach dessen Entstehen verzögert. Dieser Einfluss wird umso größer, je kleiner der Gate-Dämpfungsfaktor gewählt wird. Der Schutzmechanismus der Suppressordiode greift aber schon, ohne dass diese Rückkopplung zu starke Präsenz zeigt und begrenzt die 30 V-Gate-Anregung, sodass das Gate-Oxid nicht mehr als knapp 20 V ausgesetzt wird.

Ab dem Zeitpunkt werden nur die Ergebnisse des sgTLP-Verfahrens analysiert, da es – wie gezeigt – im Vergleich zu Standard-TLP-Verfahren ein genaueres Bild des Einschaltverhaltens des Transistors liefert.

5.2.3.2 ABSCHÄTZUNG DES GATESTROMS AM GATE-TOR ANHAND VON MESSDATEN DER DIODE OHNE TRANSISTOR

Dadurch, dass die Suppressordiode parallel zu dem Gate-Tor positioniert ist, ist der gemessene Gatestrom eine Kombination sowohl des Stroms ins Gate-Tor als auch durch die Diode [H6]. Üblicherweise könnte man anhand eines Ersatzschaltbildes für die Diode den Strom ins Gate herauspräparieren. Da der Hersteller aber keine Simulationsmodelle für die Diode zur Verfügung stellt, kann der Diodenstrom durch eine separate Messung abgeschätzt werden. Dafür wird eine Diode auf der verwendeten Platine unter denselben Messbedingungen vermessen, ohne dass ein Transistor verbaut ist. Die Ergebnisse für Strom und Spannung mit unterschiedlichen Dämpfungsfaktoren im Gate-Zweig sind in Abbildung 5-7a und b dargestellt.

Man erkennt bei allen Spannungsniveaus der Gate-Anregung ein Einschalten der Diode innerhalb der ersten 5 ns. Bei den höheren Spannungen ergibt sich eine kurzzeitige Spannungs- und Stromspitze, bevor die Diode durchschaltet. Vergleicht man aber z.B. die 6 dB-Ergebnisse mit und ohne Transistor anhand von Abbildung 5-7c, ist abzulesen, dass mit einem eingebauten Transistor beide Spitzen am Anfang der Verläufe (Bereich bis 0,7 ns) verschwinden. Daraus lässt sich schlussfolgern, dass diese Spitzen durch die leerlaufenden Zuleitungen bei der separaten Vermessung der Diode verursacht werden. Dieser parasitäre Strom I_{ps}

³² Wobei der erste Summand der mittleren Gleichung im Verlauf des Experiments immer gleich bleibt und der zweite Summand von 26 dB auf 6 dB schrittweise reduziert wird.

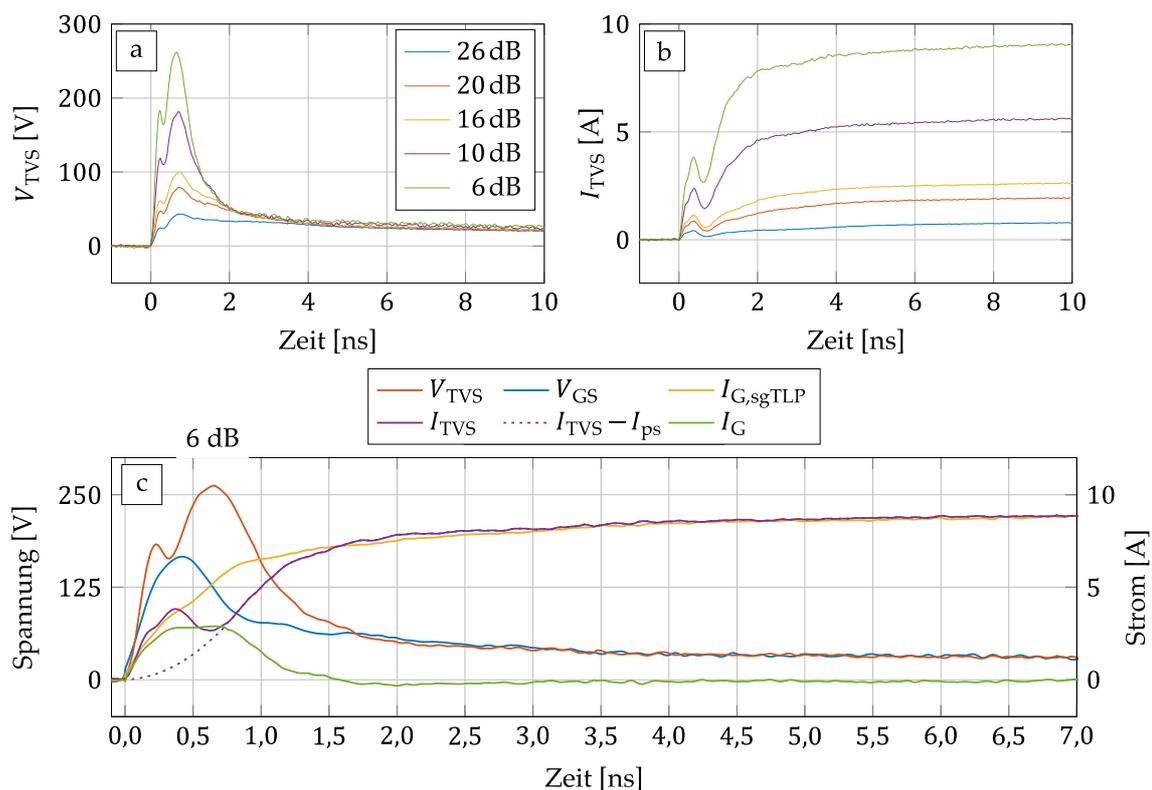


Abbildung 5-7. Vermessung der Suppressordiode [75] mit sgTLP auf der Platine ohne Transistor.

(a) und (b) Spannung und Strom an der Diode mit Überschwingern, die aufgrund der unkontaktierten Zuleitungen auftreten.

(c) Rekonstruktion des Stromes I_G am Gate (6 dB im Gate-Zweig).

kann im nächsten Schritt durch eine Ausgleichsgerade (gepunktete Linie) abgeschnitten werden und der daraus resultierende Strom von dem Gatestrom abgezogen werden, um den Strom ins Gate-Tor zu abzuschätzen:

$$I_G = I_{G,sgTLP} - (I_{TVS} - I_{ps}). \quad (5-1)$$

Der sich so ergebende Strom I_G zeigt einen eindeutigen 1,2 ns-langen Strom-Puls gefolgt von einem kleinen negativen Strom, der offenbar auf eine kleine Gate-Entladung nach einer anfänglichen Überladung zurückzuführen ist. Auch wenn das sich daraus ergebende Signal durch die Abschätzung verzerrt sein mag, zeigt es dennoch plausible Anzeichen dafür, auf welche Weise das Gate geladen wird.

Auffallend an dieser Stelle ist, dass nach einer Belastung vom Vielfachen der spezifizierten maximalen Spannung am Gate, der Transistor auch nach mehrmaligen Pulsen (50 pro verwendeten Dämpfer) nicht überlastet zu sein scheint. Das kann lediglich implizieren, dass diese Spannung nicht direkt an der Gate-Elektrode

anliegt. Ein weiteres Indiz für diese Hypothese zeigt der kleine negative I_G -Strom nach ca. 1,2 ns; wäre die Spannung am Gate viel höher und somit die Ladungsmenge auf der Gatekapazität größer, würde entsprechend ein viel größerer negativer Strom aus dem Gate fließen, nachdem die Diode die Spannung von über 250 V auf knapp 20 V begrenzt.

Somit wird aufgrund der genannten Überlegungen diese Abschätzung für I_G ab dem Zeitpunkt für die Analyse des Schaltverhaltens des Transistors verwendet.

Steuern des Einschaltverhaltens

Vergleicht man anhand der Abbildung 5-8a und b das Schaltverhalten des Transistors bei dem kleinstem Gatestrom (26 dB Dämpfung) und größten Gatestrom (6 dB Dämpfung), stellt man die starke Abhängigkeit des Drainstrom-Anstieges von der Länge und der Höhe des Gatestrompulses fest. Gleichzeitig wird die

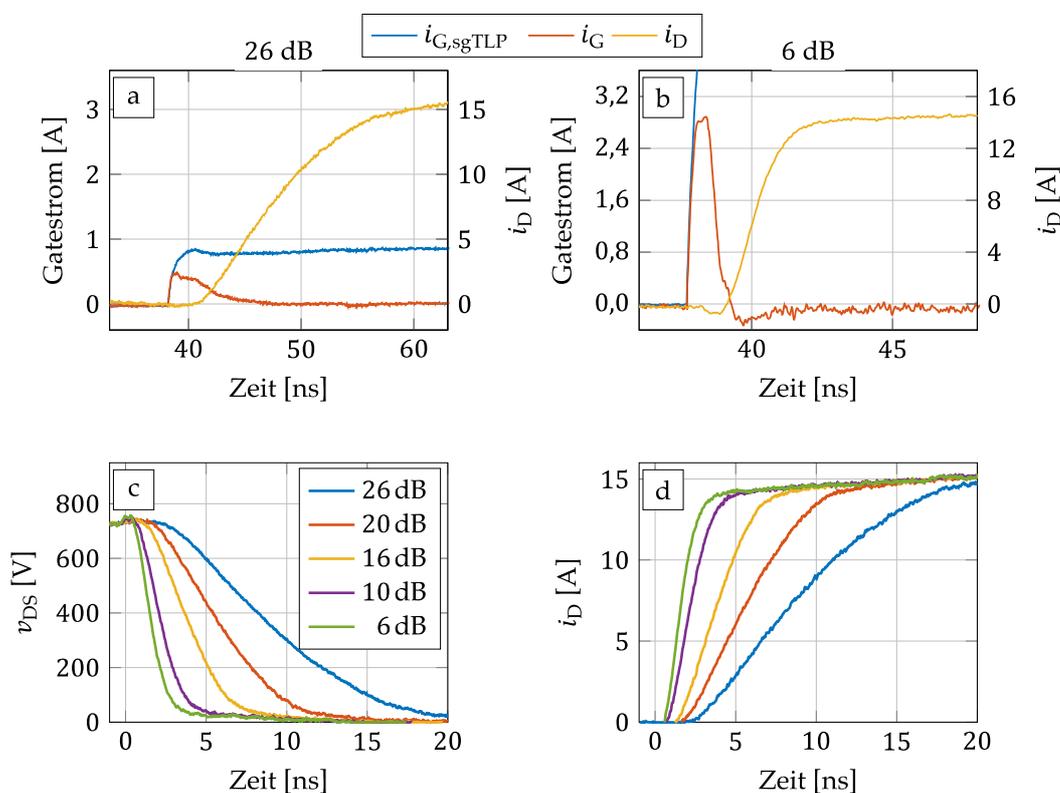


Abbildung 5-8. Schaltverhalten eines 1200 V SiC-MOSFETs [66] generiert mit dem sgTLP.

- (a) und (b) Der gemessene $I_{G,sgTLP}$ und mit Gl. (5-1) abgeschätzte I_G zusammen mit dem dazugehörigen Anstieg im Drain Strom I_D bei 26 dB (a) und 6 dB (b) Dämpfung im Gate-Zweig.
- (c) und (d) Drain-Strom und -Spannung während des Einschaltvorgangs des Transistors aufgetragen in Abhängigkeit des Dämpfungswerts α_G im Gate-Zweig.

Verzögerungszeit, d.h. welchem Zeitpunkt der Drainstrom zu steigen beginnt, vom Ende des Gatestrompulses diktiert [H6].

Dagegen zeigen die Abbildung 5-8c und d die Schaltflanken vom Drainstrom und -spannung bei unterschiedlichen Werten der Gate-Zweig Dämpfungsglieder. Die Schaltzeiten können zusammen mit diesen Ergebnissen und der Übersicht der Parameter des Experiments in Tabelle 4 mit den Angaben aus dem Datenblatt verglichen werden.

Tabelle 4: Parameter des Einschaltexperiments. Die Dämpfung α_G im Gate-Zweig und α_D im Drain-Zweig zusammen mit der maximalen 1 kV-Vorladespannung pro Pfad bestimmen die maximal möglichen Spannungen und Ströme. Die Ströme im Gatepfad sind in abgeschätzter Wert $I_{G,max}$ aus den Artefakten des Standard-TLP-Verfahrens und in abgeschätztem Wert I_G nach Gl. (5-1) aufgeteilt.

α_G [dB]	$U_{G,max}$ [V]	$I_{G,max}$ [A]	I_G [A]	α_D [dB]	$V_{D,max}$ [V]
26	63	1,3	0,40		
20	98	2,0	0,65		
16	155	3,1	1,05	3	690
10	304	6,1	2,08		
6	443	8,9	3,27		

Dieser Vergleich ist in Abbildung 5-9 dargestellt; jeweils in Teilabbildung a mit dem maximal möglichen Gatestrom (bestimmt aus dem Artefakt der Anregung vom Standard-TLP) und in Teilabbildung b mit dem in der Gl. (5-1) abgeschätzten Gatestrom. In dem Zusammenhang ist abzulesen, dass die Verzögerungszeiten³³ $t_{d(on)}$ und Schaltzeiten $t_{r,M}$, die mit dem sgTLP-Verfahren gemessen wurden, deutlich kürzer sind als die Angaben in der Spezifikation trotz ähnlicher Gateströme. Die schnellste Schaltzeit von 18,9 ns im Datenblatt ist um Faktor 1,56 größer als die langsamste mit sgTLP-gemessene Zeit von 12,1 ns. Bei Erhöhung des Gatestroms sinkt die Verzögerungszeit um den Faktor 3,2 auf 1,25 ns und die Schaltzeit um den Faktor 5,8 auf 2,08 ns.

Durch den vorgestellten Messaufbau ergibt sich eine gute Steuerbarkeit des Transistors und zusammen mit dem sgTLP-Auswerteverfahren eine gute Auflösung für die involvierten Spannungen und Ströme an den beiden Toren. Es zeigt sich, dass die intrinsische Schaltzeit von schnellen Schaltern stark von dem Verlauf des Stroms im Gate abhängt. Je definierter dieser Strom ist, desto kleiner ist die Verzögerungszeit bzw. schneller die Einschaltzeit. Die Angaben in dem Datenblatt

³³ Verzögerungszeit $t_{d(on)}$: V_{GS} 10% bis V_{DS} 90%; Schaltzeit $t_{r,M}$: V_{DS} 90% bis V_{DS} 10%

repräsentieren deswegen nicht das Potential des Transistors selbst, sondern weisen die Grenzen des Treiberbausteins auf.

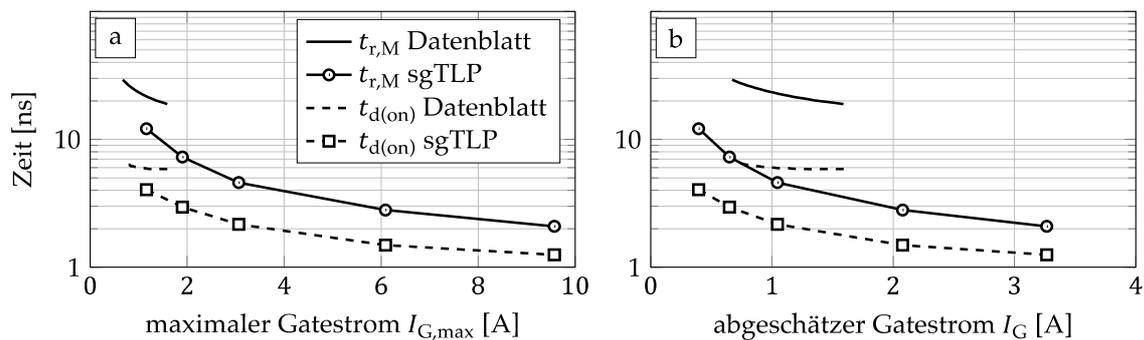


Abbildung 5-9. Vergleich der spezifizierten Zeiten aus dem Datenblatt mit sgTLP-gemessenen Zeiten aufgetragen gegenüber den maximal möglichen Strömen im Gate-Zweig $I_{G,max}$ und dem mit Gl. (5-1) abgeschätzten Strom am Gate I_G [H6].

6 ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK

In dieser Arbeit wurde untersucht, inwiefern Transmission Line Pulsing (TLP)-Verfahren für den Einsatz der Charakterisierung von leistungselektronischen Bauelementen geeignet sind. Zusätzlich wurde auf dieser Basis ein neues leistungsfähigeres Verfahren entwickelt.

Zunächst wurde die Datenauswertung des etablierten Verfahrens erweitert und anschließend ein neuartiger, aber auf dem etablierten Verfahren basierender Messaufbau vorgestellt. Das TLP-Verfahren mit der erweiterten Datenauswertung befähigt zur Kompensation eines Großteils der Artefakte, die sich aufgrund von unvermeidbaren Zuleitungen des Messaufbaus in den Messsignalen zeigen. Jedoch bedeutet diese Auswertung unter anderem mehr Messaufwand und kann die Artefakte der unterschiedlichen Einschwingverhalten der Sensoren nicht vollends beseitigen. Zudem ist dabei die Messung mit dem nötigen Stromsensor – aufgrund des Messprinzips solcher Sensoren – in der Bandbreite beschränkt.

Um diese Nachteile zu vermeiden, wurde mit dem „Sensor Gap TLP“ (sgTLP) ein neuartiges Verfahren entwickelt, das ermöglicht, Strom und Spannung bei beliebigen Anregungsdauern zu messen, ohne dabei einen Stromsensor verwenden zu müssen. sgTLP beruht darauf, mittels zweier räumlich getrennter Spannungssensoren zwei unabhängige Signale zu generieren, mit denen sich zunächst die Anregung des Generators und im Anschluss die charakteristische Antwort des Prüflings auf diese Anregung, sowie Strom und Spannung am Prüfling, bestimmen lassen. So können die Artefakte, die durch die Verzögerungen der Zuleitungen zum Prüfling und die Dämpfungen und Reflexionen im Messsystem verursacht werden, eliminiert werden.

Die Ergebnisse der etablierten und neuartigen Verfahren wurden anhand von zwei- und dreitorigen Bauelementen miteinander verglichen. Dabei hat sich gezeigt, dass die Ergebnisse des sgTLP-Verfahrens denen der bereits etablierten Verfahren in keinem Punkt nachstehen. Die Signale des sgTLP-Verfahrens geben darüber hinaus einen detaillierteren Einblick in parasitäre und intrinsische Eigenschaften von schnellschaltenden Bauelementen, den die etablierten TLP-Verfahren nur bedingt oder gar nicht liefern können.

Die Sensorsignale des Standard-TLP-Verfahrens sind in den ersten Nanosekunden mit Artefakten überlagert. Diese können mit Hilfe von zusätzlichen Signalen eines Leerlauf- und eines Kurzschlussprüflings teilweise kompensiert werden. Um den zusätzlichen Messaufwand zu verringern, wurde eine erweiterte Datenanalyse vorgestellt, die diese zusätzlichen Prüflingssignale anhand der eigentlichen Messsignale approximieren kann. Dabei wird durch Verschiebung, Anpassung und Teilersetzung der eigentlichen Prüflingssensorsignale auf die Spannungsform der hinlaufenden Anregung geschlossen, und daraus jeweils eine Abschätzung von

Leerlauf- und Kurzschlussignalen erzeugt. Dennoch lassen sich Einschwingvorgänge und Reflexionen auf diese Weise nicht vollständig eliminieren.

Das very fast TLP (vfTLP)-Verfahren dagegen benutzt nur einen einzigen Sensor und ein Kabel, dessen Länge proportional zur Anregungsdauer sein muss. Mit Hilfe der Kabelverzögerungszeit kann man dadurch die hinlaufende Anregung zeitlich von der Prüflingsantwort trennen. Gleichzeitig ist man jedoch durch Kabelverluste auf Anregungsdauern bis maximal ca. 10 ns beschränkt.

Das sgTLP-Verfahren trennt ebenfalls Anregung und Prüflingsantwort, jedoch anhand zweier räumlich getrennter Sensoren. So kann die Beschränkung der Pulsdauern überwunden und grundsätzlich beliebig lange Signale analysiert werden. Dabei ist bei der Kombination der Sensoren die Art des Sensors unerheblich. Deswegen kann der bandbreitenbeschränkende Stromsensor weggelassen werden und so die Bandbreite des Aufbaus auf die Bandbreite von aktuell 10 GHz des Spannungssensors angehoben werden. Da die so erzeugten Sensorsignale unterschiedlich sind, kann man Anregung und Antwort des Prüflings, die sich im einzelnen Sensor überlagern, trennen. Dafür wurde zunächst der theoretische Ansatz entwickelt und anschließend die hierfür nötigen Kalibrierungsverfahren und Einflussgrößen erörtert. Das sgTLP-Verfahren liefert zumindest die gleiche bzw. teilweise bessere Auflösung der Strom- und Spannungssignale am Prüfling, als die Signale des vfTLP-Verfahrens und zugleich können Anregungsdauern beliebig lang gewählt werden.

Dadurch, dass moderne Transistoren auf Basis von SiC und GaN sehr schnelle Schaltzeiten ermöglichen, rücken parasitäre kapazitive und induktive Eigenschaften von Schaltern und Systemen und deren Charakterisierung immer mehr in den Fokus. Wenn man über unverzerrte Strom- und Spannungssignale einer Kapazität oder Induktivität verfügt, kann man mit Hilfe der Zustandsgrößen der Ladung $q(v)$ und des magnetischen Flusses $\psi(i)$ auf die Parameter $C(v)$ und $L(i)$ schließen. Bei linearen Bauelementen entspricht dabei die konstante Steigung den gesuchten Größen, bei nicht linearen Bauelementen ändert sich die Steigung je nach den Einflüssen der nicht linearen Materialeigenschaften. Dieses Vorgehen kann insbesondere mit den Signalen der in dieser Arbeit vorgestellten Verfahren gezeigt werden. Auf diese Weise können nicht nur sehr kleine Kapazitäten und Induktivitäten durch die schnellen Anregungszeiten des TLP-Aufbaus aufgelöst werden (Bereich von wenigen nH und pF), sondern diese Information kann auch genutzt werden, um Rückschlüsse auf parasitäre Eigenschaften von unterschiedlichen Bauelementen zu ziehen. Dies wurde mit einem Vergleich aller Verfahren anhand einer schnellen Suppressordiode verdeutlicht. Dabei hat es sich gezeigt, dass die Artefakte des erweiterten Standard-TLP und die Kabelverluste des vfTLP Abweichungen innerhalb der ersten Nanosekunden erzeugen, die mit dem sgTLP-Verfahren größtenteils eliminiert werden können. Die Extraktion des nicht linearen Kapazitätsverlaufs der Diode entsprach gleichzeitig den Kennwerten der Datenblatt-Spezifikation, die aber aus Kleinsignalanalysen gewonnen wurden.

Ein weiterer Aspekt der Leistungselektronik ist das Schaltverhalten der leistungselektronischen Schalter. Um das Einschaltverhalten eines modernen SiC Transistors zu untersuchen, wurde der TLP-Aufbau für die Ansteuerung des Gates um einen zusätzlichen Zweig erweitert und der Transistor sowohl mit dem Standard-TLP- als auch mit dem sgTLP-Verfahren vermessen. Dabei war der Schalter nicht in einem komplexen Messaufbau eingebettet (so wie bei anderen Charakterisierungsverfahren), sondern befand sich auf einer minimalen Leiterplatte, die lediglich die Zuleitungen zu den Toren ermöglichen musste. Mit einer Verzögerungsleitung innerhalb des Messaufbaus konnten beide Tore des Bauelements nacheinander angesteuert werden. Dadurch wurden zunächst die Schaltbedingungen am Drain erzeugt, bevor der Transistor durchgeschaltet wurde. Mithilfe einer zusätzlichen Suppressordiode im Gate-Zweig konnte die Strompuls-Form gesteuert werden, ohne dabei das Gate zu überlasten. Während die Ergebnisse des Standard-TLPs mehrere Artefakte, nicht nur am Anfang der Signale, sondern auch mitten im Schaltvorgang zeigten, konnten mit dem sgTLP-Verfahren die exakten Vorgänge an den Toren bestimmt werden. Anhand der gewonnenen Kenntnis der Signalverläufe ließen sich auch interne Ströme abschätzen. Die anschließende Analyse der Schaltzeiten ergab um den Faktor von ca. 3 kleinere Verzögerungszeiten $t_{d(on)}$, und um den Faktor von ca. 5 kleinere Anstiegszeiten t_r im Vergleich zu Spezifikationen aus dem Datenblatt bei ähnlichen Messbedingungen.

Zur Weiterentwicklung des sgTLP-Verfahrens könnte zunächst die Kompensation der dispersiven Effekte in den verschiedenen Kabeln, wie in Abschnitt 4.3.6 und Abschnitt 4.4.7 diskutiert wurde, weiter verbessert werden. Zum einen wäre zu untersuchen, inwieweit sich die in dieser Arbeit vorgestellte Korrektur dieser Effekte mithilfe von frequenzabhängigen Modellen bzw. der Inversion von Filterfunktionen (s. z.B. [57]) verbessern ließe, und ob solche Ansätze in die Rekonstruktion der Signalformen zu integrieren wären. Ferner entspricht die Form der mit dem sgTLP-Verfahren separierten hin- und rücklaufenden Signale bis jetzt nur den Signalen, wie sie an den Oszilloskopeingängen für die Sensoren gemessen werden. Die Einflüsse der Kabel und Sensoren, insbesondere auf die steigenden bzw. fallenden Flanken sind nicht kompensiert. Da die jeweiligen Signale mehrmals durch die Messkabel laufen, unterscheiden sich die ausgewerteten Ströme und Spannungen durch das zusätzliche Tiefpassverhalten der Kabel und Sensoren in ihren Hochfrequenzanteilen von den Signalen, die direkt am Prüfling anliegen. Diese normalerweise vernachlässigbaren Effekte sind jedoch im Zusammenhang mit kleinen parasitären Elementen und schnellen Flanken besonders wichtig. Der übliche Ansatz [78], die Übertragungsfunktion der Sensoren bzw. der Kabel zu bestimmen und zu eliminieren, hatte bei überlappenden Signalen und Auswertung im quasistatischen Bereich (Standard-TLP-Verfahren) keinen zusätzlichen Nutzen. Da, wie aufgezeigt, der sgTLP-Algorithmus diese Überlappung trennen kann, werden Ansätze zur Rücktransformation (de-embedding) [57] lohnenswert und bieten Raum für weitere Forschung.

Wie in Abschnitt 4.4.7 diskutiert wurde, kann die sgTLP-Methode bisher den Einfluss von Reflexionen aufgrund von Fehlanpassung der Oszilloskopeingänge nicht beseitigen. Hier gilt es, einen Spannungssensor zu entwickeln, der keine Reflexionen an seinem Sensorausgang verursacht, um die Stromkurven unabhängig von der Form der Prüflingsantwort bestimmen zu können.

Im Allgemeinen birgt das sgTLP-Verfahren viel Potential für weitere Untersuchungen. So es ist beispielsweise mit dem vorgestellten Aufbau bisher nicht möglich, das Ausschaltverhalten der Transistoren zu analysieren, weil die nötigen Gatepulse nicht erzeugt werden können. Hier gilt es, eine Gate-Ansteuerung zu entwickeln, die präzise und flexibel den Spannungslevel im Gate-Zweig steuert und gleichzeitig die nötigen Zeitverhältnisse synchronisieren kann. Diese Synchronisierung ist nötig, damit die vergleichsweise kurzen Pulse im sub- μ s-Bereich sowohl das Ein- als auch das Ausschaltverhalten in einem einzigen Schaltzyklus darstellen können.

Ein weiterer Aspekt ist die Extraktion der Modellierungsgrößen (wie z.B. das Spannungsverhalten der nicht linearen Kapazitäten eines MOSFETS) der leistungselektronischen Schalter anhand der sgTLP Signale. Dabei sind bei dem Aufbau die möglichen Ströme und Spannungen weiterhin durch die Systemimpedanz Z_0 verknüpft. Zwar gibt es Ansätze, diese Systemimpedanz zu verkleinern [38], um größere Ströme (400 A) bei kleineren Vorladespannungen (700 V) zu erzeugen, aber die Auswertung erfolgt wie bei dem Standard-TLP-Verfahren nur innerhalb des quasistatischen Bereichs. Ein angepasstes sgTLP-Verfahren würde die komplette Auswertung der transienten Vorgänge bei hohen Strömen ermöglichen.

Das Verfahren ist natürlich nicht nur auf leistungselektronische Anwendungen beschränkt. Zum Beispiel können sich im Bereich der ESD-Charakterisierung Fälle ergeben, in denen sich die beschriebenen Artefakte in den quasistatischen Bereich ausdehnen und die Ergebnisse verfälschen [79] oder die vollständigen Signale am Prüfling interessant sind [80][81]. Ferner sollen oft sowohl schnelle als auch lange Vorgänge charakterisiert werden. Hier beseitigt das sgTLP insbesondere die Notwendigkeit von zeit- und kostspieligem Umbauen zwischen vfTLP und Standard-TLP. Das sgTLP-Verfahren stellt auf diese Weise einen deutlichen Vorteil für Ablauf, Organisation und Kosten in einem ESD-Labor dar.

Insgesamt steht mit dem sgTLP-Verfahren eine Methode zur Verfügung, die für die Charakterisierung von elektronischen Bauelementen und Systemen lange Anregungspulse mit hohen Amplituden und schnellen Anstiegszeiten bietet. Gleichzeitig kann für die Strom- und Spannungsmessung sowohl eine hohe Bandbreite als auch eine Zeitauflösung im sub-ns-Bereich bereitgestellt werden. Dabei werden die Messartefakte insbesondere während der ersten Nanosekunden stark minimiert. Auf dieser Basis eröffnet das Verfahren einige Fragestellungen, die für weitere Forschung interessant sind.

7 Literaturverzeichnis

- [1] Bundesministerium für Wirtschaft und Klimaschutz, *Energiedaten: Gesamtausgabe*. [Online]. Verfügbar unter: https://www.bmwi.de/Redaktion/DE/Binaer/Energiedaten/energiedaten-gesamt-xls-2022.xlsx?__blob=publicationFile&v=8 (Zugriff am: 2. März 2022).
- [2] Vereinte Nationen, *World Population Prospects 2019: Highlights*. New York: United Nations, 2019.
- [3] International Energy Agency, *World Energy Investment 2021*. Paris: OECD Publishing, 2021.
- [4] M. Riordan, „The lost history of the transistor“, *IEEE Spectr.*, Jg. 41, Nr. 5, S. 44–49, 2004, doi: 10.1109/MSPEC.2004.1296014.
- [5] L. Lorenz, G. Deboy, A. Knapp und M. Marz, „COOLMOS - a new milestone in high voltage power MOS“ in *11th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs. ISPSD '99*, Toronto, Ont., Canada, 26-28 May 1999, S. 3–10, doi: 10.1109/ISPSD.1999.764028.
- [6] A. R. Hefner, R. Singh, J.-S. Lai, D. W. Berning, S. Bouche und C. Chapuy, „SiC power diodes provide breakthrough performance for a wide range of applications“, *IEEE Trans. Power Electron.*, Jg. 16, Nr. 2, S. 273–280, 2001, doi: 10.1109/63.911152.
- [7] M. Nawaz und K. Ilves, „Replacing Si to SiC: Opportunities and challenges“ in *2016 46th European Solid-State Device Research Conference (ESSDERC)*, Lausanne, 9/12/2016 - 9/15/2016, S. 472–475, doi: 10.1109/ESSDERC.2016.7599688.
- [8] T. Detzel, A. Charles, G. Deboy, O. Haeberlen und T. McDonald, „The Commercialization of GaN Power Devices: Value Proposition, Manufacturing, and Reliability“ in *2019 Compound Semiconductor Week (CSW)*, Nara, Japan, 5/19/2019 - 5/23/2019, S. 1, doi: 10.1109/ICIPRM.2019.8819303.
- [9] J. Lutz, „Semiconductor Power Devices as Key Technology for a Future Sustainable Society“ in *Power Electronic Components and their Applications 2017; 7. ETG-Symposium*, 2017, S. 1–15.
- [10] S. Yin, K. J. Tseng, P. Tu, R. Simanjorang und A. K. Gupta, „Design considerations and comparison of high-speed gate drivers for Si IGBT and SiC MOSFET modules“ in *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Milwaukee, WI, USA, 9/18/2016 - 9/22/2016, S. 1–8, doi: 10.1109/ECCE.2016.7855013.
- [11] K. Sobe und F. Brucchi, „Experimental Study of Si- and SiC-Based Voltage Source Inverters“ in *PCIM Europe 2017; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, 2017, S. 1–7.
- [12] G. Deboy, O. Haeberlen und M. Treu, „Perspective of loss mechanisms for silicon and wide band-gap power devices“, *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, Jg. 2, Nr. 2, S. 89–100, 2017, doi: 10.24295/CPSSTPEA.2017.00010.
- [13] T. Tadakuma, K. Nishi, M. Rogers und M. Shoyama, „Dominant Timing Direct Identification for Radiation Noise due to Extended Double Pulse Test on Bare SiC MOSFET and Si RC-IGBT Chips“ in *2020 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility & Signal/Power Integrity (EMCSI)*, Reno, NV, USA, 7/28/2020 - 8/28/2020, S. 73–78, doi: 10.1109/EMCSI38923.2020.9191602.

-
- [14] N. Oswald, P. Anthony, N. McNeill und B. H. Stark, „An Experimental Investigation of the Tradeoff between Switching Losses and EMI Generation With Hard-Switched All-Si, Si-SiC, and All-SiC Device Combinations“, *IEEE Trans. Power Electron.*, Jg. 29, Nr. 5, S. 2393–2407, 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2278919.
- [15] S. Tiwari, O. -M. Midtgård, T. M. Undeland und R. Lund, „Parasitic capacitances and inductances hindering utilization of the fast switching potential of SiC power modules. Simulation model verified by experiment“ in *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, 2017, P.1-P.10, doi: 10.23919/EPE17ECCEurope.2017.8099032.
- [16] L. Collier, T. Kajiwara, J. Dickens, J. Mankowski und A. Neuber, „Fast SiC Switching Limits for Pulsed Power Applications“, *IEEE Trans. Plasma Sci.*, Jg. 47, Nr. 12, S. 5306–5313, 2019, doi: 10.1109/TPS.2019.2928535.
- [17] Infineon Technologies Inc., *IMW120R350M1H Datasheet*. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.infineon.com/dgdl/irfs4127pbf.pdf?fileId=5546d462533600a401535636ee7b2192> (Zugriff am: 4. März 2022).
- [18] C. D. Fuentes, S. Kouro und S. Bernet, „Comparison of 1700-V SiC-MOSFET and Si-IGBT Modules Under Identical Test Setup Conditions“, *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, Jg. 55, Nr. 6, S. 7765–7775, 2019, doi: 10.1109/TIA.2019.2934713.
- [19] A. Marzoughi, R. Burgos und D. Boroyevich, „Characterization and performance evaluation of state-of-the-art 3.3 kV 30 a full-SiC MOSFETs“ in *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Cincinnati, OH, 10/1/2017 - 10/5/2017, S. 1350–1357, doi: 10.1109/ECCE.2017.8095947.
- [20] *Halbleiterbauelemente - Einzelbauelemente Teil 8-12: Metalloxidschicht-Feldeffekttransistoren (MOSFETs) für Leistungsschalteranwendungen*, 60747-8-12, Deutsches Institut für Normung e.V.
- [21] Cristino Salcines, Bernhard Holzinger und Ingmar Kallfass, „Characterization of Intrinsic Capacitances of Power Transistors Under High Current Conduction Based on Pulsed S-Parameter Measurements: Atlanta, Georgia, Oct. 31-Nov. 2“ (eng), 2018. [Online]. Verfügbar unter: <http://ieeexplore.ieee.org/servlet/opac?punumber=8554989>
- [22] T. Liu, T. T. Y. Wong und Z. J. Shen, „A New Characterization Technique for Extracting Parasitic Inductances of SiC Power MOSFETs in Discrete and Module Packages Based on Two-Port S-Parameters Measurement“, *IEEE Trans. Power Electron.*, Jg. 33, Nr. 11, S. 9819–9833, 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2789240.
- [23] T. Maloney und N. Khurana, „Transmission Line Pulsing Techniques for Circuit Modeling of ESD Phenomena“, *Proc. EOS/ESD Symp.*, 1985, 49-54, 1985.
- [24] J. Detlefsen und U. Siart, *Grundlagen der Hochfrequenztechnik*, 4. Aufl. München: Oldenbourg, 2012.
- [25] P. Vielhauer, *Lineare Netzwerke: Operatorenrechnung, Leitungstheorie, n-Tor-Theorie, Netzwerksynthese*, 1. Aufl. Berlin: Verlag Technik, 1982.
- [26] L. O. Chua, C. A. Desoer und E. S. Kuh, *Linear and nonlinear circuits*. New York, NY: McGraw-Hill, 1987.
- [27] F. G. Stremmler, *Introduction to communication systems*, 3. Aufl. Reading: Addison-Wesley Pub. Co, 1990.

-
- [28] Keysight, *Datasheet: Infiniium Z-Series Oscilloscopes*. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.keysight.com/de/de/assets/7018-04251/data-sheets/5991-3868.pdf> (Zugriff am: 23. Januar 2022).
- [29] W. Simbürger, D. Johnson und M. Stecher, „High Current TLP Characterisation: An Effective Tool for the Development of Semiconductor Devices and ESD Protection Solutions“ in *ARMMS RF & Microwave Society*, Wyboston Lakes, Wyboston, UK, 2012.
- [30] F. Donath, „Beitrag zur Theorie des dynamischen Verhaltens verlustbehafteter Leitungen unter Berücksichtigung des Skineffektes“. Dissertation, TU Dresden, 1979.
- [31] F. Donath und P. Vielhauer, „Die Dynamik des Skineffektes“ in *Nachrichtentechnik, Elektronik*, Berlin, München, Berlin: Verl. TechnikVerl. Technik, 1980, 270 - 273.
- [32] C. Svensson und G. H. Dermer, „Time domain modeling of lossy interconnects“, *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, Jg. 24, Nr. 2, S. 191–196, 2001, doi: 10.1109/6040.928754.
- [33] A. R. Djordjevic, R. M. Bilje, v.d. Likar-Smiljanic und T. K. Sarkar, „Wideband frequency-domain characterization of FR-4 and time-domain causality“, *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, Jg. 43, Nr. 4, S. 662–667, 2001, doi: 10.1109/15.974647.
- [34] G. N. Glasoe, Hg., *Pulse generators*, 1. Aufl. New York: McGraw-Hill, 1948.
- [35] D. J. Bradley, J. F. Higgins, M. H. Key und S. Majumdar, „A simple laser-triggered spark gap for kilovolt pulses of accurately variable timing“, *Opto-electronics*, Jg. 1, Nr. 1, S. 62–64, 1969, doi: 10.1007/BF01476795.
- [36] *Transmission Line Pulse (TLP) - Device Level*, ANSI/ESD STM 5.5.1, American National Standards Institute (ANSI), Jan. 2017.
- [37] E. Jirutková, *Technical Report Nr. 2018/12: Design and Characterization of a Mercury Wetted Reed Relay for High Speed Transmission Line Pulsing Applications*. Lehrstuhl für Technische Elektrophysik, Technischen Universität München, 2018.
- [38] G. Cretu, M. Cenusă, M. Pfost, K. Büyüktas und U. Wahl, „A low-impedance TLP measurement system for power semiconductor characterization up to 700V and 400A in the microsecond range“ in *2015 37th Electrical Overstress/Electrostatic Discharge Symposium (EOS/ESD)*, 2015, S. 1–7, doi: 10.1109/EOESD.2015.7314794.
- [39] G. Bertrand *et al.*, „Analysis and compact modeling of a vertical grounded-base n-p-n bipolar transistor used as ESD protection in a smart power technology“, *IEEE J. Solid-State Circuits*, Jg. 36, Nr. 9, S. 1373–1381, 2001, doi: 10.1109/4.944666.
- [40] E. Grund und R. Gauthier, „TLP systems with combined 50 and 500-ohm impedance probes and kelvin probes“ in *2003 Electrical Overstress/Electrostatic Discharge Symposium*, 2003, S. 1–10.
- [41] Y. Ren, J. Mao und X. Li, „Analytical delay models for RLC interconnects under ramp input“, *Front. Electr. Electron. Eng. China*, Jg. 2, Nr. 1, S. 88–91, 2007, doi: 10.1007/s11460-007-0016-9.
- [42] Coilcraft Inc., *1812CS-103 Spice Models*. [Online]. Verfügbar unter: https://www.coilcraft.com/getmedia/570249c4-a021-466b-808d-0a2f9fe2aa78/spice_1812cs.pdf (Zugriff am: 4. März 2022).
- [43] C. Mittermayer und A. Steininger, „On the determination of dynamic errors for rise time measurement with an oscilloscope“, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, Jg. 48, Nr. 6, S. 1103–1107, 1999, doi: 10.1109/19.816121.

-
- [44] A. Moschitta, F. Stefani und D. Petri, „Measurements of Transient Phenomena With Digital Oscilloscopes“, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, Jg. 56, Nr. 6, S. 2486–2491, 2007, doi: 10.1109/TIM.2007.908119.
- [45] P. Hofer-Noser und N. Karrer, „Hochdynamische Stromerfassung in der Leistungselektronik“ in *Leistungselektronische Bauelemente*, Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2006, S. 849–883, doi: 10.1007/3-540-31735-X_13.
- [46] High Power Pulse Instruments GmbH, *120A, 3GHz, 50Ω, 0.5V/A Pulse Current Sensor*. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.hppi.de/files/CS-0V5-A.pdf> (Zugriff am: 11. März 2022).
- [47] High Power Pulse Instruments GmbH, *50 Ω SMA Wideband Pick-Off Tee PT-45A*. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.hppi.de/files/PT-45A.pdf> (Zugriff am: 11. März 2022).
- [48] Huber+Suhner, *Data Sheet SUCOFLEX 118*. [Online]. Verfügbar unter: <https://ecatalog.hubersuhner.com/media/documents/datasheet/en/pdf/85084763> (Zugriff am: 29. Januar 2022).
- [49] I. Vishay Intertechnology, *Resistors in Microwave Applications*. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.vishay.com/docs/28871/resistorsmicrowaveapp.pdf> (Zugriff am: 11. März 2022).
- [50] H. Hughes, *Telecommunications cables: Design, manufacture and installation*. Chichester, Weinheim: Wiley, 1997.
- [51] S. K. Foong und C. H. Lim, „Distortion and designing of signals propagating in a coaxial cable“ in *Fourth International Conference on Information, Communications and Signal Processing, 2003 and the Fourth Pacific Rim Conference on Multimedia. 2003 Joint*, Singapore, 15-18 Dec. 2003, S. 564–567, doi: 10.1109/ICICS.2003.1292516.
- [52] J. E. Chan, K. Sivaprasad und K. A. Chamberlin, „High-Frequency Modeling of Frequency-Dependent Dielectric and Conductor Losses in Transmission Lines“, *IEEE Trans. Comp. Packag. Technol.*, Jg. 30, Nr. 1, S. 86–91, 2007, doi: 10.1109/TCAPT.2007.892077.
- [53] J. E. Barth, K. Verhaege, L. G. Henry und J. Richner, „TLP calibration, correlation, standards, and new techniques“, *IEEE Trans. Electron. Packag. Manufact.*, Jg. 24, Nr. 2, S. 99–108, 2001, doi: 10.1109/6104.930960.
- [54] H. Gieser und M. Haunschild, „Very fast transmission line pulsing of integrated structures and the charged device model“, *IEEE Trans. Comp., Packag., Manufact. Technol. C*, Jg. 21, Nr. 4, S. 278–285, 1998, doi: 10.1109/3476.739177.
- [55] E. Grund *et al.*, „Reflection control in VF-TLP systems“ in *Electrical Overstress/Electrostatic Discharge Symposium Proceedings 2014*, 2014.
- [56] N. D. Orloff *et al.*, „How to extract distributed circuit parameters from the scattering parameters of a transmission line“ in *2017 90th ARFTG Microwave Measurement Symposium (ARFTG)*, Boulder, CO, 11/28/2017 - 12/1/2017, S. 1–5, doi: 10.1109/ARFTG.2017.8255872.
- [57] J. Weber, E. Jirutková, H. Wolf und H. Gieser, „De-embedding of VF-TLP/CC-TLP system“, *2021 International ESD Workshop*, 2021.
- [58] „IEEE Standard for Transitions, Pulses, and Related Waveforms“, *IEEE Std 181-2011 (Revision of IEEE Std 181-2003)*, 2011, doi: 10.1109/IEEESTD.2011.6016198.

-
- [59] S. W. Smith, *The scientist and engineer's guide to digital signal processing*, 2. Aufl. San Diego, Calif.: California Technical Pub, 1999.
- [60] A. Oppenheim, *Zeitdiskrete Signalverarbeitung*, 2. Aufl. München: Pearson Deutschland, 2004.
- [61] M. Hiebel, *Grundlagen der vektoriiellen Netzwerkanalyse*, 3. Aufl. München: Rohde & Schwarz, 2011.
- [62] E. S. PAGE, „CONTINUOUS INSPECTION SCHEMES“, *Biometrika*, Jg. 41, 1-2, S. 100–115, 1954, doi: 10.1093/biomet/41.1-2.100.
- [63] S. Aminikhanghahi und D. J. Cook, „A Survey of Methods for Time Series Change Point Detection“ (eng), *Knowledge and information systems*, Jg. 51, Nr. 2, S. 339–367, 2017, doi: 10.1007/s10115-016-0987-z.
- [64] T. Kirchner, "Startup Assistance DSOZ204A", persönliche Kommunikation, Dez. 2019.
- [65] Infineon Technologies Inc., *ESD5V3S1U-02LRH Datasheet*. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.mouser.com/datasheet/2/196/esd5v3s1u-02lrh-92449.pdf> (Zugriff am: 15. Februar 2022).
- [66] Cree/Wolfspeed, *C2M0280120D Datasheet*. [Online]. Verfügbar unter: <https://assets.wolfspeed.com/uploads/2020/12/C2M0280120D.pdf> (Zugriff am: 13. Februar 2022).
- [67] J. Lutz, *Halbleiter-Leistungsbauelemente: Physik, Eigenschaften, Zuverlässigkeit*, 2. Aufl. Berlin, Heidelberg: Springer Vieweg, 2012.
- [68] T. Heckel und L. Frey, „A novel charge based SPICE model for nonlinear device capacitances“ in *2015 IEEE 3rd Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA)*, Blacksburg, VA, USA, 11/2/2015 - 11/4/2015, S. 141–146, doi: 10.1109/WiPDA.2015.7369263.
- [69] Infineon Technologies Inc., *Gate Driver Selection Guide 2019*. [Online]. Verfügbar unter: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-EiceDRIVER_Gate_Driver_ICs-ProductSelectionGuide-v01_01-EN.pdf?fileId=5546d46250cc1fd015110069cb90f49 (Zugriff am: 21. Februar 2022).
- [70] Microchip Technology Inc., *MOSFET Driver Selector Guide*. [Online]. Verfügbar unter: <https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/MOSFET-Driver-Selector-Guide-July-2020.pdf> (Zugriff am: 21. Februar 2022).
- [71] High Power Pulse Instruments GmbH, *6 dB Power Splitter VF-TLP-PD-06A*. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.hppi.de/files/VF-TLP-PD-06A.pdf> (Zugriff am: 21. Februar 2022).
- [72] M. H. Rashid, Hg., *Power electronics handbook*. Oxford, England, Cambridge, Massachusetts: Butterworth-Heinemann, 2018. [Online]. Verfügbar unter: <https://ebookcentral.proquest.com/lib/kxp/detail.action?docID=5043418>
- [73] Z. Shen, Y. Xiong, X. Cheng, Y. Fu und P. Kumar, „Power MOSFET Switching Loss Analysis: A New Insight“ in *Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting*, Tampa, FL, 10/8/2006 - 10/8/2006, S. 1438–1442, doi: 10.1109/IAS.2006.256719.
- [74] Infineon Technologies Inc., *IRFS4127PbF Datasheet*. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.infineon.com/dgdl/irfs4127pbf.pdf?fileId=5546d462533600a401535636ee7b2192> (Zugriff am: 21. Februar 2022).

-
- [75] Bourns Inc., *CDSOD323-T12C Datasheet*. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.mouser.de/datasheet/2/54/cdsod323-txxc-777381.pdf> (Zugriff am: 22. Februar 2022).
- [76] T. Liu, T. T. Y. Wong und Z. J. Shen, „A Survey on Switching Oscillations in Power Converters“, *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, Jg. 8, Nr. 1, S. 893–908, 2020, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2897764.
- [77] J. Chen, X. Du, Q. Luo, X. Zhang, P. Sun und L. Zhou, „A Review of Switching Oscillations of Wide Bandgap Semiconductor Devices“, *IEEE Trans. Power Electron.*, Jg. 35, Nr. 12, S. 13182–13199, 2020, doi: 10.1109/TPEL.2020.2995778.
- [78] H. Nuskowski, R. Wolf, F. Ellinger und G. Fettweis, „Transient analysis applying S-parameters as operators“ in *2013 9th Conference on Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME)*, Villach, Austria, 6/24/2013 - 6/27/2013, S. 93–96, doi: 10.1109/PRIME.2013.6603110.
- [79] P. Coppens *et al.*, „TLP Characterization of large gate width devices“, *Microelectronics Reliability*, Jg. 47, 9-11, S. 1462–1467, 2007, doi: 10.1016/j.microrel.2007.07.041.
- [80] D. Tremouilles, S. Thijs, P. Roussel, M. I. Natarajan, V. Vassilev und G. Groeseneken, „Transient voltage overshoot in TLP testing – Real or artifact?“ in *2005 Electrical Overstress/Electrostatic Discharge Symposium*, 2005, S. 1–9.
- [81] W. Simbürger, J. Willemen und V. Vendt, *Transient voltage suppressors – technologies and characteristics*. Vienna: Springer Vienna, 2016.

WISSENSCHAFTLICHE VERÖFFENTLICHUNGEN

- [H1] D. Helmut und G. Groos, „Apparatus and method for determining a response of a device under test to an electrical pulse generated by a pulse generator“. European patent application 20 201 004.7.
- [H2] D. Helmut, G. Groos, G. Wachutka und G. Schrag, „Measuring Transient I/V Turn-On Behavior of a Power MOSFET without a Current Sensor,“ in *Proceedings of 15th Int. Seminar on Power Semiconductors*, Prague, Czech Republic, 2021.
- [H3] D. Helmut, G. Wachutka und G. Groos, „Extracting Large-Signal Transient Characteristics of Power Electronic Devices Using Nanosecond Pulsing Techniques,“ in *Proceedings of 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe)*, Riga, Latvia, 2018.
- [H4] D. Helmut, G. Wachutka und G. Groos, „Transient Analysis of Latent Damage Formation in SMD Capacitors by Transmission Line Pulsing (TLP),“ in *Microelectronics Reliability 76-77*, Bordeaux, France, 2017.
- [H5] D. Helmut, G. Wachutka und G. Groos, „ESD damage without failure, followed by EOS: A case study on automotive smart power IC,“ in *9. ITG/GMM/GI-Fachtagung vom 18.-20. September 2017 in Cottbus*, VDE VERLAG GMBH, 2017, pp. 11 -16.
- [H6] G. Groos, D. Helmut, G. Wachutka und G. Schrag, „Sub-Nanosecond Transient Analysis of SiC MOSFET Switching: "Sensor Gap TLP" as a Versatile Characterization Method with Very High Temporal Resolution,“ in *Proceedings of 12th International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS2022)*, Berlin, Deutschland, 2022.
- [H7] G. Groos, D. Helmut und G. Wachutka, „The Latent Failure Issue Seen from the Other Side: Normal Operation after ESD Induced Degeneration of Devices and Systems,“ in *Proceedings of 40th Electrical Overstress/Electrostatic Discharge Symposium (EOS/ESD)*, Reno, NV, USA, 2018.
- [H8] G. Groos, D. Helmut und G. Wachutka, „The Latent Failure Issue Seen from the Other Side: Normal Operation after ESD Induced Degeneration of Devices and Systems,“ in *Ta-gungsband 15. ESD-Forum 2017, (Best Paper Award)*, München, Deutschland, 2017.

DANKSAGUNG

Ich möchte meine Dankbarkeit und Wertschätzung all jenen aussprechen, die zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.

Mein ausdrücklicher Dank gilt meinem Doktorvater Prof. Dr. Gerhard Wachutka, der mir diese Arbeit ermöglicht hat. Dabei konnte ich nicht nur von den exzellenten Arbeitsbedingungen und einer außerordentlichen Infrastruktur profitieren; ich hatte zudem auch das Glück, Freiräume zu bekommen, die notwendig waren, um sich detailliert und intensiv mit komplexen Fragestellungen auseinandersetzen zu können.

Weiterhin möchte ich mich bei meinem Mentor und (im Rahmen der kooperativen Promotion an Universität der Bundeswehr München) zweiten Doktorvater Prof. Dr. Gerhard Groos nachdrücklich für all seine Unterstützung bedanken. Seine kritischen Fragen und die teilweise stundenlangen, offenen und fruchtbaren Diskussionen, insbesondere in schweren Phasen, kondensierten sich stets in vielen neuen Ideen. Meine besondere Wertschätzung gilt seinem Engagement und Vertrauen während meiner Promotion und das ausführliche Korrekturlesen dieser Arbeit.

Prof. Dr. Gabriele Schrag danke ich herzlichst für jeden ihrer vielen, stets professionellen sowie überaus kompetenten Ratschläge, die ich während meiner Zeit am Lehrstuhl für Technische Elektrophysik erhalten durfte. Dankenswerterweise stand ihre Bürotür im übertragenden Sinne immer offen.

Ich möchte allen Kolleginnen und Kollegen am Lehrstuhl Technische Elektrophysik für den kameradschaftlichen und angenehmen Umgang miteinander danken. Insbesondere möchte ich an dieser Stelle bei den Stefan Schaub und Martin Seidel für die vielen Diskussionen und Denkanstöße bedanken.

Ebenfalls möchte ich allen Kolleginnen und Kollegen des Instituts ETTI1 an der Universität der Bundeswehr München dafür danken, dass ich herzlichst im Team aufgenommen wurde.

Herrn Prof. Dr. Ralf Brederlow danke ich herzlichst für die Begutachtung dieser Arbeit.

Zu guter Letzt möchte ich mich bei meinem engsten Freundeskreis und meinen Eltern bedanken, die mich immer unterstützt haben.

Danke.