

# **Nutzen der Breitband-Powerline-Kommunikation zur Erfassung kritischer Kabelzustände in Mittel- und Niederspannungsnetzen**

Von der Fakultät für  
Elektrotechnik, Informationstechnik und Medientechnik  
der Bergischen Universität Wuppertal

zur Erlangung des akademischen Grades

**Doktor der Ingenieurwissenschaften**

**(Dr.-Ing.)**

genehmigte Dissertation

von

**Nikolai Hopfer, M. Sc.**

aus Wuppertal

Referent: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Markus Zdrallek

Korreferent: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Anton Kummert

Tag der mündlichen Prüfung: 15. November 2019

Die Dissertation kann wie folgt zitiert werden:

urn:nbn:de:hbz:468-20200127-102605-6

[<http://nbn-resolving.de/urn/resolver.pl?urn=urn%3Anbn%3Ade%3A468-20200127-102605-6>]

DOI: 10.25926/drv7-f665

[<https://doi.org/10.25926/drv7-f665>]

## **Vorwort**

Die vorliegende Arbeit ist während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Elektrische Energieversorgungstechnik der Bergischen Universität Wuppertal entstanden. An dieser Stelle gilt mein herzlicher Dank all denjenigen, die mich unterstützt und zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.

Im Besonderen danke ich meinem Doktorvater Herrn Univ.-Prof. Dr.-Ing. Markus Zdrallek, Inhaber des Lehrstuhls für Elektrische Energieversorgungstechnik der Bergischen Universität Wuppertal, für das von Beginn meiner Tätigkeit am Lehrstuhl an entgegengebrachte Vertrauen, die wissenschaftlich konstruktiven Diskussionen und Anregungen.

Weiterhin danke ich Herrn Univ.-Prof. Dr.-Ing. Anton Kummert, Inhaber des Lehrstuhls für Allgemeine Elektrotechnik und Theoretische Nachrichtentechnik der Bergischen Universität Wuppertal, für das Interesse an der vorliegenden Arbeit und die Übernahme des Korreferats.

Ein herzlicher Dank gilt ebenfalls allen Mitarbeitern der Projektpartner, ohne die die gemeinsamen Forschungsprojekte und damit diese Arbeit nicht möglich gewesen wären.

Zusätzlich danke ich allen beteiligten und ehemaligen Kollegen des Lehrstuhls für Elektrische Energieversorgungstechnik und hier insbesondere denen der Forschungsgruppe Zustandsbewertung und Asset-Management, die mich während der gesamten Bearbeitungsphase unterstützt und durch zahlreiche Diskussionen, Anregungen und die gute Zusammenarbeit für ein angenehmes Arbeitsklima gesorgt haben.

Meiner gesamten Familie und hier im Besonderen meiner Frau und meinen Eltern möchte ich herzlich für die Unterstützung in jeglicher Hinsicht, den großen Rückhalt und die Bestärkung diesen Weg einzuschlagen, danken.

Wuppertal im November 2019

Nikolai Hopfer



# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b> .....	<b>1</b>
1.1	Motivation.....	1
1.2	Stand der Wissenschaft und Technik.....	2
1.3	Einordnung und Ziel der Arbeit.....	3
<b>2</b>	<b>Ansätze zur Zustandserfassung durch Breitband-Powerline-Kommunikation</b> .....	<b>7</b>
2.1	Randbedingungen für eine Zustandserfassung.....	7
2.1.1	Eigenschaften des Übertragungskanals.....	7
2.1.2	Ableitung notwendiger Bedingungen zur Erfassung von Kabelzuständen.....	11
2.1.3	Funktionsweise der Breitband-Powerline-Kommunikation.....	11
2.1.4	Verfügbare Kenngrößen der Breitband-Powerline-Kommunikation.....	13
2.2	Charakterisierung und Differenzierung relevanter Kabelzustände.....	14
2.2.1	Globale Alterung.....	14
2.2.2	Lokale Fehlstellen.....	16
2.3	Modellierung und Simulation der differenzierten Zustände.....	18
2.3.1	Globale Alterung.....	18
2.3.2	Lokale Fehlstellen ohne Teilentladungen.....	31
2.3.3	Lokale Fehlstellen mit Teilentladungen.....	38
2.3.4	Schlussfolgerungen für die Zustandserfassung von Kabelzuständen.....	44
2.4	Einflussfaktoren auf die Breitband-Powerline-Kommunikation.....	45
2.4.1	Kabeltyp.....	45
2.4.2	Länge von Kabelstrecken.....	46
2.4.3	Garnituren.....	46
2.4.4	Temperatur.....	47
2.4.5	Rauschen.....	47
2.4.6	Topologie.....	48

---

<b>3</b>	<b>Laboruntersuchungen.....</b>	<b>49</b>
3.1	Globale Alterung und Temperaturänderungen.....	49
3.1.1	Versuchskonzept .....	50
3.1.2	Messverfahren .....	51
3.1.3	Untersuchungsergebnisse .....	55
3.1.4	Einfluss der Kabeltemperatur als globaler Zustand.....	61
3.2	Lokale Fehlstellen ohne Teilentladungen.....	64
3.2.1	Versuchskonzept .....	64
3.2.2	Messverfahren .....	66
3.2.3	Untersuchungsergebnisse .....	67
3.3	Lokale Fehlstellen mit Teilentladungen .....	74
3.3.1	Versuchskonzept .....	74
3.3.2	Messverfahren .....	75
3.3.3	Untersuchungsergebnisse .....	77
3.4	Schlussfolgerungen aus den Erkenntnissen der Laboruntersuchungen.....	84
<b>4</b>	<b>Praktischer Nachweis im Feldtest.....</b>	<b>87</b>
4.1	Technische Umsetzung.....	87
4.2	Zeitreihenanalyse unter Berücksichtigung der Spannungsebenen .....	88
4.3	Aggregation der SNR-Daten .....	95
4.4	Ableitung der Erfassungsmethodiken.....	98
4.4.1	Globale Alterung .....	98
4.4.2	Lokale Fehlstellen ohne Teilentladungen.....	99
4.4.3	Lokale Fehlstellen mit Teilentladungen .....	100
4.4.4	Temperatureinfluss.....	101
4.5	Ergebnisse aus dem Feldtest.....	101
4.5.1	Trendanalyse als Hinweis auf Alterung .....	101
4.5.2	Profilanalyse als Hinweis auf Teilentladungen .....	104
4.5.3	Korrelationsanalyse als Hinweis auf den Temperatureinfluss.....	106
4.6	Nutzen und Grenzen für die Zustandsbewertung von Kabeln.....	108

---

4.7	Verbesserungs- und Weiterentwicklungspotential.....	110
4.7.1	Erfassung der komplexen Übertragungsfunktion.....	111
4.7.2	Technologieerweiterungen zur Determination von Teilentladungen.....	111
4.7.3	Datenverarbeitung.....	114
<b>5</b>	<b>Weitere Anwendungsfälle der Breitband-Powerline-Kommunikation in Mittel- und Niederspannungsnetzen.....</b>	<b>115</b>
5.1	Hinweise auf Topologieänderungen.....	115
5.2	Lokalisierung von Störungen.....	119
<b>6</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick.....</b>	<b>121</b>
<b>7</b>	<b>Summary and outlook.....</b>	<b>123</b>
<b>8</b>	<b>Literaturverzeichnis.....</b>	<b>125</b>
<b>9</b>	<b>Formelzeichen und Abkürzungen.....</b>	<b>137</b>
9.1	Formelzeichen.....	137
9.2	Abkürzungen.....	143
<b>10</b>	<b>Anhang.....</b>	<b>145</b>
10.1	Simulation lokaler Fehlstellen mit veränderter Permeabilität.....	145
10.2	Lokale Fehlstellen ohne Teilentladungen in den Laboruntersuchungen.....	146
10.3	Anordnungen mit Teilentladungen in den Laboruntersuchungen.....	150
10.4	TE-Pattern der Anordnungen mit Teilentladungen.....	153
10.5	SNR-Pattern der untersuchten BPL-Verbindungen der NS-Ebene.....	164
10.6	SNR-Pattern der untersuchten BPL-Verbindungen der MS-Ebene.....	185
10.7	TE-Pattern aus dem Feldtest.....	191



# 1 Einleitung

## 1.1 Motivation

Im Jahr 2017 betrug die Stromkreislänge der deutschen Mittel- und Niederspannungsnetze (MS- und NS-Netze) 520.010 km respektive 1.193.628 km [1]. In diesen Spannungsebenen hat sich dabei in den vergangenen Jahrzehnten der Verkabelungsgrad kontinuierlich erhöht und im Jahr 2013 deutschlandweit in der MS-Ebene 78,8 % bzw. in der NS-Ebene 89 % erreicht [2]. Abschätzungen zufolge können bis zu 80 % des Wertes der Verteilungsnetze aus den Kabelstrecken herrühren [3]. Für die Verteilungsnetzbetreiber stellen die MS- bzw. NS-Kabelstrecken<sup>1</sup> daher ein wichtiges und wertvolles Betriebsmittel dar, um die Versorgungsaufgabe effizient zu erfüllen. Da viele Ausfälle auf Fehler in MS-Kabelstrecken zurückführbar sind [4], stellen sie besonders zu betrachtende Betriebsmittel dar, um die Verpflichtung der Verteilungsnetzbetreiber aus § 11 EnWG zur Wahrung einer zuverlässigen Versorgung mit elektrischer Energie einzuhalten [5].

Eine wesentliche technische Herausforderung bei der Wahrung der Versorgungszuverlässigkeit stellt die Altersstruktur der Betriebsmittel in Verteilungsnetzen dar. Eine Vielzahl der installierten Betriebsmittel weist ein erhöhtes Alter auf und nähert sich dem Ende der kalkulatorischen Lebensdauer [6, 7, 8, 9]. Auf der Suche nach Effizienzsteigerungen bei der Bewirtschaftung unter gleichzeitiger Wahrung der Versorgungszuverlässigkeit der Verteilungsnetze rückt somit eine gezielte Instandhaltungs- und Erneuerungsplanung in den Fokus der Verteilungsnetzbetreiber, wobei zunehmend optimierte Instandhaltungs- und Erneuerungsstrategien angewandt werden [8]. Diese beinhalten, dass im Asset-Management die Maßnahmen der Instandhaltung und Erneuerung in Abhängigkeit vom technischen Zustand der Betriebsmittel durchgeführt werden, um den Nutzungsvorrat der Betriebsmittel bis zu ihrem tatsächlichen Lebensdauerende optimal ausschöpfen zu können [10]. Eine wesentliche Basis für eine dazu notwendige realitätsgerechte Zustandsbewertung von Betriebsmitteln ist die Zustandserfassung vor Ort [10].

Da eine visuelle Zustandserfassung der MS- und NS-Kabelstrecken wegen deren Verlegung im Erdreich i. d. R. nicht möglich ist, ist der Einsatz von verschiedenen diagnostischen Messverfahren erforderlich, mit denen der Zustand eines Betriebsmittels vor einem Ausfall erfasst werden kann. Die konventionellen Verfahren können jedoch nur punktuell angewandt werden [11, 12, 13, 14], weil sie durch die notwendige Montage und die damit verbundenen Schaltheandlungen mit einem hohen Aufwand vor Ort verbunden sind.

---

<sup>1</sup> Eine Kabelstrecke wird als die Summe aller unmittelbar verbundenen Komponenten des Kabelbaus zwischen mehreren Stationen aufgefasst. Eine Kabelstrecke kann somit aus mehreren Kabelabschnitten, Muffen und Endverschlüssen bestehen, wobei zwei Kabelabschnitte durch Muffen verbunden werden und eine Kabelstrecke durch Endverschlüsse in den Stationen abgeschlossen wird.

Eine übergeordnete Herausforderung für Verteilungsnetzbetreiber stellt zudem die Energiewende sowie die damit einhergehende Digitalisierung dar. Der Zubau von dezentralen (erneuerbaren) Energiewandlungsanlagen kann insbesondere ländliche Verteilungsnetze an ihre technischen Grenzen führen, sodass Verletzungen des zulässigen Spannungsbandes und Betriebsmittelüberlastungen auftreten können [15]. Um diese gezielt zu vermeiden, stellt in vielen Fällen der Einsatz innovativer Technologien, z. B. die dezentrale Netzautomatisierung, eine kostengünstigere Alternative zum konventionellen Netzausbau dar. Mit Hilfe von geeigneten Sensoren und Aktoren können kritische Netzsituationen erkannt und bewältigt werden. Für die hierfür notwendige Interaktion ist dazu der Einsatz von Informations- und Kommunikationstechnologien (IKT) erforderlich [15, 16]. Auch im Hinblick auf das Gesetz zur Digitalisierung der Energiewende, welches die Einbindung intelligenter Messeinrichtungen mit Hilfe von IKT vorsieht, wird die zunehmende Bedeutung der IKT in Verteilungsnetzen deutlich [17].

Eine Möglichkeit zur Erschließung der Verteilungsnetze mit IKT stellt die Breitband-Powerline-Kommunikation (BPL-Kommunikation) dar. Ein Vorteil dieser Technologie ist, dass dabei die bestehende Infrastruktur der Verteilungsnetze als Übertragungsmedium für hochfrequente Nutzschnale verwendet wird [18]. Dazu zählen insbesondere die MS- und NS-Kabelstrecken, welche dann nicht nur die primäre Aufgabe der Energieverteilung erfüllen, sondern sekundär auch der Übertragung von Informationen dienen. Dabei eröffnet sich die Möglichkeit, dass der technische Zustand des Übertragungsmediums, d. h. der Kabelstrecken, mit den Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation korreliert. Nach Betrachtung der Herausforderungen für Verteilungsnetzbetreiber bei der Netzbewirtschaftung und des potentiellen Einsatzes der BPL-Kommunikation in MS- und NS-Netzen besteht die Motivation dieser Arbeit also darin, eine kostengünstige Zustandserfassung von MS- und NS-Kabelstrecken zu ermöglichen, indem dieser Sekundärnutzen der BPL-Kommunikation parallel zur eigentlichen Kommunikationsaufgabe untersucht und nutzbar gemacht wird.

## **1.2 Stand der Wissenschaft und Technik**

Die BPL-Kommunikation ist eine standardisierte Technologie [19]. Als essentielle Grundlage für diese Arbeit dient der zugehörige aktuelle Stand der Wissenschaft und Technik einschließlich der zahlreichen und umfangreichen Untersuchungen. Um die Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation ganzheitlich zu beschreiben, wurden bereits verschiedene Modelle entwickelt und zahlreiche Messungen und Simulationen durchgeführt. Diese dienen dazu, den Übertragungskanal, den die MS- und NS-Netze darstellen, unter Berücksichtigung der Merkmale der individuellen Topologien und Kabellängen und des charakteristischen Rauschens zu beschreiben [20, 21, 22, 23, 24]. Wichtiger Bestandteil eines Übertragungskanals sind im Allgemeinen die Leitungen, deren Übertragungsverhalten für hochfrequente Signale mit Hilfe der Leitungstheorie beschrieben wird. Die Leitungstheorie wird somit auch zur Modellierung von MS- und NS-Kabeln genutzt. Um die Übertragungseigenschaften hochfrequenter Signale zu modellieren,

wurden auf dieser Grundlage erweiterte Modelle entwickelt, welche die charakteristischen Merkmale von MS- und NS-Kabeln berücksichtigen [20, 25, 26, 27, 28]. Diese Modellierungen werden nicht nur benötigt, um die Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation, sondern auch die Ausbreitung von Teilentladungsimpulsen (TE-Impulsen), die ebenfalls hochfrequente Signale darstellen, beschreiben zu können [29, 30, 31], sodass auch in diesem Bereich relevante Forschungsarbeit geleistet wurde, die eine weitere Grundlage dieser Arbeit darstellt. Im Bereich der Diagnostik sind die Merkmale unterschiedlicher Zustände hinsichtlich zustandsbeschreibender Kenngrößen, die von konventionellen Messverfahren erfasst werden, ebenfalls in vielen Untersuchungen festgehalten [3, 14, 32, 33, 34, 35, 36, 37, 38, 39], welche als weitere Grundlage dienen, um die Auswirkungen von Kabelzuständen auf die BPL-Kommunikation zu ermitteln und diese zu charakterisieren und zu differenzieren.

Bisher sind jedoch nur wenige Untersuchungen bekannt, die den Einfluss unterschiedlicher Kabelzustände auf die Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation behandeln. In [40, 41] wird der Einfluss von Wasserbäumchen in VPE-isolierten MS-Kabeln auf deren Übertragungsverhalten und im Weiteren der Einfluss auf die Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation theoretisch betrachtet. Weitere zu nennende Untersuchungen behandeln den Einfluss von Fehlstellen und Möglichkeiten zur Detektion in einer Simulationsumgebung [42, 43]. Die genannten Untersuchungen zielen zudem auf Erweiterungen der Technologie der BPL-Kommunikation ab, um zusätzliche Kenngrößen zu messen und auf diese Weise die Zustandserfassung sicherzustellen. Diese Untersuchungen behandeln somit nicht die direkten Auswirkungen von Kabelzuständen auf die unmittelbaren Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation und basieren zudem ausschließlich auf theoretischen Ansätzen.

Die genannten Modelle und Untersuchungen aus den Bereichen der BPL-Kommunikation und der Diagnostik von MS- und NS-Kabelstrecken sind die Basis für den theoretischen Teil dieser Arbeit und werden dazu verwendet, den Einfluss von Kabelzuständen zu analysieren, indem diese entweder in geeignete Modelle integriert oder die Modelle entsprechend den Zuständen angepasst werden. Bisher existiert keine Untersuchung, bei der die inhärenten Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation auf eine Nutzbarkeit für eine Zustandserfassung analysiert und die Auswirkungen von Kabelzuständen auf die BPL-Kommunikation mit einer differenzierten Betrachtung einschließlich empirischer Ergebnisse aus Labor- und Feldtests untersucht werden.

### **1.3 Einordnung und Ziel der Arbeit**

Diese Arbeit behandelt die Nutzbarkeit der BPL-Kommunikation für eine Erfassung von kritischen Kabelzuständen in MS- und NS-Netzen durch die Analyse der Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation, um eine Basis für eine kostengünstige Alternative bzw. Ergänzung der bekannten, konventionellen diagnostischen Messverfahren zu schaffen. Für diese liegen bereits eine Vielzahl von Anwendungsberichten sowie zahlreiche Untersuchungen zur

Detektionsfähigkeit, zur Genauigkeit und zu Grenzwerten der jeweiligen Kenngrößen vor, sodass ihre Anwendung zu wertvollen Informationen über den technischen Zustand einer Kabelstrecke führen kann [13, 14]. Da nur eine geringe Zahl spezieller und ausschließlich theoretischer Untersuchungen, die das Potential der BPL-Kommunikation und spezieller Erweiterungen zur Zustandserfassung thematisieren, bekannt ist, sind gezielte Untersuchungen im Bereich grundlegender Forschung notwendig, um den anvisierten Sekundärnutzen der BPL-Kommunikation zur Zustandserfassung von MS- und NS-Kabelstrecken zukünftig technisch ausreifen zu können. Daher ist das Ziel dieser Arbeit, den Einfluss von kritischen Kabelzuständen auf die verfügbaren Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation systematisch darzustellen und zu konkretisieren.

Die BPL-Kommunikation wird im Gegensatz zu den konventionellen diagnostischen Messverfahren primär für die Etablierung der IKT-Ebene in Verteilungsnetzen eingesetzt. Eine Zustandserfassung ist daher als sekundärer Nutzen anzusehen, der durch die Analyse der inhärenten Datenübertragungseigenschaften realisiert werden soll. Die mit den jeweiligen Messergebnissen verbundenen Kenngrößen bekannter Messverfahren unterscheiden sich deutlich von den Kenngrößen, die die Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation beschreiben und bei der Verwendung eines Sekundäreffekts zur Zustandserfassung folglich das Mengengerüst analysierbarer Kenngrößen definieren. Die konventionellen diagnostischen Messverfahren arbeiten zudem in einem niedrigeren Frequenzbereich als die BPL-Kommunikation. Bei der messtechnischen Erfassung des Zustands ist jedoch bekannt, dass der Frequenzbereich, in dem ein Messverfahren arbeitet, die Aussagekraft der Ergebnisse und somit die Detektionsfähigkeit beeinflussen kann, da die Auswirkungen eines Zustands auf frequenzabhängige Kenngrößen unterschiedlich sein können [11, 44, 45, 46]. Deshalb ist auch die Detektionsfähigkeit der BPL-Kommunikation maßgeblich davon abhängig, wie sich der Zustand einer Kabelstrecke im entsprechenden Frequenzbereich der BPL-Kommunikation auf ihre Kenngrößen auswirkt. Dazu werden in dieser Arbeit neben theoretischen Betrachtungen ebenfalls gezielte Laboruntersuchungen und die Erkenntnisse eines Feldtests dargestellt, um die Nutzbarkeit zur Zustandserfassung von MS- und NS-Kabelstrecken aufzuzeigen.

Da sich der tatsächliche technische Zustand einer Kabelstrecke – bedingt durch unterschiedliche zustandsverschlechternde Mechanismen – sehr unterschiedlich gestalten kann, ist eine Differenzierung bei der Bewertung des Zustands von Kabelstrecken zwischen lokalen Fehlstellen und globaler Alterung gebräuchlich. Mit dieser Differenzierung werden prinzipielle Wirkungsräume der entsprechenden Mechanismen sowie die verschiedenen Detektionsfähigkeiten der jeweiligen Messverfahren hinsichtlich einer Zustandserfassung berücksichtigt. Des Weiteren ist diese Differenzierung für die Bewertung des technischen Zustands einer Kabelstrecke hilfreich, weil auf dieser Basis im Asset-Management geeignete Instandhaltungs- bzw. Erneuerungsmaßnahmen abgeleitet werden können [3, 14, 37]. In dieser Arbeit wird dieser Ansatz zur Differenzierung konsequent aufgegriffen, um die Detektionsfähigkeit der BPL-Kommunikation mit einer

etablierten differenzierenden Betrachtungsweise verschiedener Kabelzustände zu hinterlegen. In Anbetracht der zahlreichen Mechanismen, die den technischen Zustand einer Kabelstrecke beeinflussen können, werden in dieser Arbeit nicht alle denkbaren Zustände untersucht. Für das Asset-Management ist vor allem die Kenntnis des Zustands von Kabelstrecken wichtig, bevor es zu einem Ausfall kommt, damit geeignete Instandhaltungs- bzw. Erneuerungsmaßnahmen zur Wahrung der Versorgungszuverlässigkeit festgelegt und präventiv umgesetzt werden können. Daher werden in dieser Arbeit ausschließlich Zustände untersucht, die noch nicht mit einem Ausfall verbunden sind. In Abgrenzung zu bestehenden theoretischen Untersuchungen wird in dieser Arbeit auf die Untersuchung von Wasserbäumchen in VPE-isolierten Kabeln verzichtet.

In Kapitel 2 werden die Ansätze zur Zustandserfassung durch die BPL-Kommunikation definiert. Dazu werden zunächst die Randbedingungen, die durch die Merkmale der BPL-Kommunikation diktiert werden, dargelegt, um eine notwendige Bedingung für eine Erfassung von Kabelzuständen formulieren zu können. Im Weiteren werden verschiedene Arten von Kabelzuständen basierend auf theoretischen Grundlagen charakterisiert und differenziert. Mit Hilfe der Festlegung charakteristischer Merkmale eines Kabelzustands und der differenzierten Betrachtungsweise von lokalen Fehlstellen und globaler Alterung werden drei geeignete Modellierungen abgeleitet, unter deren Verwendung der Einfluss auf die Eigenschaften der BPL-Kommunikation mit Hilfe von Simulationen bestimmt wird. Zusätzlich zu den Einflüssen der Kabelzustände werden weitere Einflussfaktoren, die bei einer Zustandserfassung berücksichtigt werden müssen, qualitativ beschrieben. Nach diesen theoretischen Betrachtungen werden in Kapitel 3 für jede der drei Modellierungen von Kabelzuständen zugehörige Laboruntersuchungen dargestellt, um die theoretischen Betrachtungen zu validieren. Dazu werden zunächst geeignete Versuchskonzepte und Messverfahren vorgestellt. Darauf folgend werden Ergebnisse dargelegt, wobei die wesentlichen Kabeltypen – mit einer Kunststoffisolierung auf der einen und einer Papierisolierung<sup>2</sup> auf der anderen Seite – betrachtet werden. In Kapitel 4 werden die Ergebnisse eines Feldtests, bei dem gezielt BPL-Modems in MS- und NS-Netzen installiert wurden, analysiert und bewertet. Als Ergänzung werden in Kapitel 5 weitere Anwendungsfälle der BPL-Kommunikation jenseits der Zustandserfassung von MS- und NS-Kabeln dargelegt, die mit einem weiteren Informationsgewinn über die Netze verbunden und aus den Erkenntnissen des Feldtests ableitbar sind. In Kapitel 6 wird diese Arbeit mit einer Zusammenfassung und einem Ausblick abgeschlossen.

---

<sup>2</sup> Unter diesem Begriff werden stets die mit Isoliermasse imprägnierten Papierisolierungen aufgefasst.



## 2 Ansätze zur Zustandserfassung durch Breitband-Powerline-Kommunikation

In diesem Kapitel werden die theoretischen Zusammenhänge zwischen den Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation und der Zustandserfassung betrachtet, um grundlegende und geeignete Ansätze zur Zustandserfassung unter Verwendung der BPL-Kommunikation abzuleiten. Dazu werden zunächst die Randbedingungen für eine Zustandserfassung dargelegt, die aus den wesentlichen Eigenschaften des Übertragungskanals der BPL-Kommunikation, der Ableitung notwendiger Bedingungen für eine Zustandserfassung, der Funktionsweise sowie den analysierbaren Kenngrößen der BPL-Kommunikation resultieren. Die weitere Betrachtung der charakteristischen Eigenschaften und Grundlagen relevanter Kabelzustände und der gebräuchlichen Differenzierung dieser in globale Alterung und lokale Fehlstellen dient zudem dazu, Modelle für die Beschreibung dieser Zustände unter konsequenter Berücksichtigung dieser systematischen Differenzierung zu qualifizieren und drei grundsätzliche Modellierungen für Kabelzustände abzuleiten. Im Zuge der Darstellung dieser Modellierungen werden zudem die Ergebnisse von Simulationen gezeigt, die den Einfluss auf relevante Kenngrößen der BPL-Kommunikation beschreiben.

### 2.1 Randbedingungen für eine Zustandserfassung

Da die BPL-Kommunikation als bereits bestehende Technologie, die gegenwärtig ausschließlich den Zweck der Kommunikation erfüllt, sekundär dazu genutzt werden soll, Zustände von MS- und NS-Kabelstrecken über eine Analyse der Datenübertragungseigenschaften zu erfassen, werden die Randbedingungen sowie die Möglichkeiten zur Zustandserfassung durch die Merkmale der BPL-Kommunikation diktiert, welche in diesem Abschnitt ausgeführt werden.

#### 2.1.1 Eigenschaften des Übertragungskanals

Bei der BPL-Kommunikation übermittelt ein BPL-Modem<sup>3</sup> als Sender Daten in Form von Signalen über einen Übertragungskanal zu einem anderen BPL-Modem, das den Empfänger darstellt. Das vereinfachte Modell des Übertragungskanals ist in Abbildung 2-1 dargestellt [47].

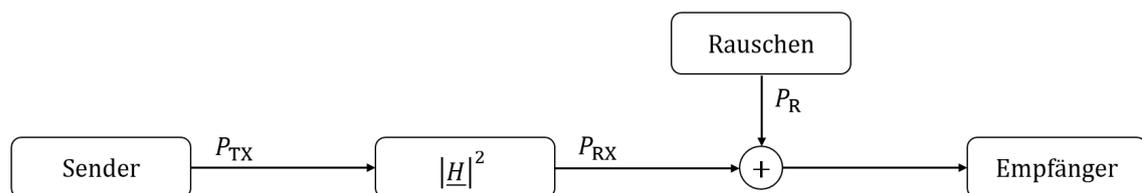


Abbildung 2-1: Einfaches Modell eines Übertragungskanals (in Anlehnung an [47])

<sup>3</sup> BPL-Modems stellen prinzipiell Transceiver dar, die abhängig vom Bedarf sowohl im Sende- als auch Empfangsmodus funktionieren und eine bidirektionale Kommunikation ermöglichen.

Ein Übertragungskanal weist als eine wesentliche Eigenschaft die komplexe Übertragungsfunktion  $\underline{H}$  auf [48]. Aus einem gesendeten Signal mit der Leistung  $P_{\text{TX}}$  resultiert daher am Empfänger ein gemäß der Übertragungsfunktion beeinflusstes Signal mit der Leistung  $P_{\text{RX}}$ , welches dort zusätzlich durch ein Rauschen der Leistung  $P_{\text{R}}$  überlagert wird. Die aus der Übertragungsfunktion hervorgehende Dämpfung<sup>4</sup> sowie das Rauschen bestimmen bei bekannter Sendeleistung nach Gleichung 2.1<sup>5</sup> ein Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) am Empfänger, welches gemäß dem Shannon-Hartley-Gesetz auch die maximale Datenübertragungsrate begrenzt [48].

$$SNR = \frac{P_{\text{RX}}}{P_{\text{R}}} = \frac{P_{\text{TX}} \cdot |\underline{H}|^2}{P_{\text{R}}} \quad (2.1)$$

Den wichtigsten Teil des Übertragungsmediums der BPL-Kommunikation in Netzen mit hohem Verkabelungsgrad stellen die vorhandenen Kabelstrecken dar, wobei gemäß [49] die BPL-Kommunikation ebenfalls über Freileitungen möglich ist. Um die hochfrequenten Übertragungseigenschaften von Kabeln beschreiben zu können, wird – aufgrund der im Vergleich zur Viertelwellenlänge der BPL-Signale hohen Kabellänge – die Leitungstheorie angewandt [50]. Die folgende Abbildung 2-2 zeigt das dazugehörige differentielle Leitungselement der Länge  $dl$  als wichtige Basis der Leitungstheorie.

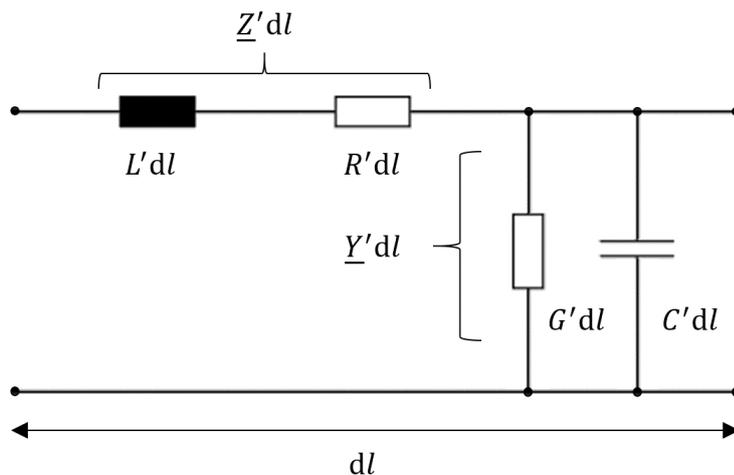


Abbildung 2-2: Differentielles Leitungselement aus der Leitungstheorie nach [20, 22]

Mit den vier Leitungsbelägen in Abbildung 2-2, d. h. der Reiheninduktivität  $L'dl$ , dem Reihenwiderstand  $R'dl$ , welche zusammen die Reihenimpedanz  $\underline{Z'dl}$  bilden, sowie der Parallelkapazität  $C'dl$  und dem Paralleleitwert  $G'dl$ , welche zusammen die Paralleladmittanz  $\underline{Y'dl}$  bilden, können die hochfrequenten Übertragungseigenschaften eines Kabels definiert werden.

<sup>4</sup> Da im Übertragungskanal zwischen Sender und Empfänger keine aktiven Elemente vorhanden sind, ist dort keine Verstärkung der Sendeleistung  $P_{\text{TX}}$  möglich und es gilt stets:  $P_{\text{RX}} \leq P_{\text{TX}}$ . Daher wird in dieser Arbeit der Terminus „Dämpfung“ verwendet.

<sup>5</sup> Für Gleichung 2.1 gilt, dass die Bandbreite (vgl. Abschnitt 2.1.3) eines Signals gering und die Übertragungsfunktion im zugehörigen Frequenzbereich näherungsweise konstant sind.

Die Ausbreitungskonstante  $\underline{\gamma}$  enthält Informationen (je Längeneinheit) über den Einfluss eines Kabels auf darüber propagierende Signale. Die Dämpfung, die auf die ohmschen Verluste in den Leitern und die Verluste im Dielektrikum zurückzuführen ist [20], wird in Form der Dämpfungskonstante  $\alpha$  beschrieben, während die Phasendrehung in Form der Phasenkonstante  $\beta$  beschrieben wird. Die Definition der Ausbreitungskonstante ist in Gleichung 2.2 dargestellt [20].

$$\underline{\gamma} = \alpha + j\beta = \sqrt{(R' + j\omega L')(G' + j\omega C')} = \sqrt{\underline{Z}' \cdot \underline{Y}'} \quad (2.2)$$

Dabei gilt für die Kreisfrequenz  $\omega = 2\pi f$ , wobei  $f$  die Frequenz des (propagierenden) Signals darstellt. Neben der Ausbreitungskonstante ist als zweite wichtige Kenngröße eines homogenen Kabels dessen Wellenimpedanz  $Z$  zu nennen. Sie wird anhand der folgenden Gleichung 2.3 definiert [20].

$$Z = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} = \sqrt{\frac{\underline{Z}'}{\underline{Y}'}} \approx \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (2.3)$$

Die Wellenimpedanz  $Z$  ist im BPL-Frequenzbereich in guter Näherung reell<sup>6</sup> und wird überwiegend durch den Induktivitäts- und den Kapazitätsbelag bestimmt, da für die hohen Frequenzen der BPL-Kommunikation im Allgemeinen  $\omega L' \gg R'$  und  $\omega C' \gg G'$  gelten [50]. Ein homogenes Kabel ist dadurch gekennzeichnet, dass die genannten Kenngrößen ortsunabhängig sind. Eine Abweichung der Wellenimpedanz  $Z$  entlang eines sonst homogenen Kabels wird als Diskontinuität bezeichnet und führt dazu, dass ein Anteil eines Signals an dieser Stelle reflektiert wird [51]. Durch jede Reflexion wird folglich auch eine Veränderung der Transmission hervorgerufen, sodass eine Diskontinuität in einem Kabel daher grundsätzlich dessen Übertragungsfunktion beeinflusst [50].

Sofern mehr als eine Diskontinuität auf einem Übertragungsweg vorhanden ist, treten Mehrfachreflexionen auf. Eine mögliche Ursache von damit verbundenen Echos am Empfänger ist dabei die Mehrwegausbreitung. Dieser Mechanismus, der insbesondere bei drahtloser Kommunikation bekannt ist, nimmt auch bei der BPL-Kommunikation eine entscheidende Rolle ein [22, 48, 52]. Insbesondere in der NS-Ebene sind in der Regel mehrere Abzweige (z. B. zu Hausanschlüssen) auf dem Übertragungsmedium vorhanden, die zu einer Mehrwegausbreitung führen und Diskontinuitäten darstellen [20]. Durch Diskontinuitäten hervorgerufene Echos interferieren zeitverzögert am Empfänger mit dem Signalanteil des direkten Pfades [20]. Dieser Mechanismus wird über das echobasierte Kanalmodell anhand folgender Gleichung 2.4 für die Übertragungsfunktion verdeutlicht [20, 22].

<sup>6</sup> Die Wellenimpedanz ist im Allgemeinen eine komplexe Größe; ihr Imaginärteil ist jedoch für hier relevante Frequenzen vernachlässigbar, weshalb sie stets als reelle Größe betrachtet wird.

$$\underline{H} = \sum_{n=0}^{N-1} \underline{g}_n e^{-\underline{\gamma}_n \cdot l_n} \quad (2.4)$$

Die Übertragungsfunktion  $\underline{H}$  beschreibt die Summe von  $N$  möglichen Signalanteilen (d. h.  $N - 1$  Echos), wobei jeder Signalanteil mit dem Index  $n$  eine Strecke der Länge  $l_n$  unter der Wirkung der zugehörigen Ausbreitungskonstante  $\underline{\gamma}_n$  (siehe Gleichung 2.2) zurücklegt. Da die Signalanteile durch Reflexionen mit unterschiedlichen Reflexionsfaktoren aufgrund verschiedener Diskontinuitäten zustande kommen können, werden diese mit unterschiedlichen komplexen Gewichtungsfaktoren  $\underline{g}_n$  beschrieben [20, 22, 53]. Die Übertragungsfunktion ist somit insbesondere von Diskontinuitäten und folglich auch den Wellenimpedanzen sowie den Ausbreitungskonstanten der einzelnen Kabelabschnitte abhängig und wird zudem maßgeblich durch die Topologie des Netzes sowie die Länge der Kabelabschnitte bestimmt. Wenn im speziellen Fall keine Diskontinuitäten auf dem Übertragungsweg vorliegen, gelten  $N = 1$  sowie  $\underline{g}_{n=0} = 1$ . Daraus ergibt sich basierend auf Gleichung 2.4 die Übertragungsfunktion eines homogenen Kabelabschnitts mit der Länge  $l_{n=0}$  und der Ausbreitungskonstante  $\underline{\gamma}_{n=0}$  [53]. Dadurch, dass die Topologie in der MS-Ebene i. d. R. deutlich einfacher ist als in der NS-Ebene, ist die resultierende Übertragungsfunktion dort ebenfalls leichter zu beschreiben [20].

Neben der Beschreibung der Übertragungsfunktion ist auch das überlagerte Rauschen mit der Leistung  $P_R$  am Empfänger Teil des Übertragungskanal. Zur Beschreibung des Rauschens in MS- und NS-Netzen können drei verschiedene Rauschkategorien unterschieden werden [54]:

- farbiges Hintergrundrauschen
- schmalbandiges Rauschen
- impulsives Rauschen

Anders als das in der Nachrichtentechnik häufig mit konstanter spektraler Leistungsdichte angenommene weiße Rauschen, ist das Hintergrundrauschen im Übertragungskanal der BPL-Kommunikation farbig. Farbiges Hintergrundrauschen stellt die Summe der Wirkung vieler unterschiedlicher Rauschquellen dar und kann zu Störungen bis zu Frequenzen von  $f \leq 30$  MHz führen, wobei die spektrale Leistungsdichte bei niedrigen Frequenzen zunimmt. Schmalbandiges Rauschen wird durch den Einfluss von Rundfunk hervorgerufen und kann typischerweise im Frequenzbereich  $1 \text{ MHz} \leq f \leq 22 \text{ MHz}$  zu Störungen der BPL-Kommunikation führen [55]. Die Rauschleistung kann deutlich über dem Hintergrundrauschen liegen, wie in [20] gezeigt wird. Impulsives Rauschen wird als dritte der genannten Kategorien in der Literatur in drei weitere Unterkategorien aufgeteilt. Für periodisches, impulsives Rauschen, das synchron zur Netzfrequenz auftritt, sind bspw. Dimmer verantwortlich, wodurch es zu Wiederholungsraten der Impulse entsprechend der Netzfrequenz oder einem Vielfachen kommen kann. Periodisches, impulsives Rauschen, das asynchron zur Netzfrequenz auftritt, ist durch hohe Wiederholungsraten von 50 kHz bis 200 kHz gekennzeichnet und wird z. B. durch Schaltnetzteile verursacht.

Aperiodisches, impulsives Rauschen wird durch Transiente als Folge von Schaltvorgängen im Netz verursacht. Diese Unterkategorie tritt unregelmäßig und ohne jeglichen zeitlichen Bezug zur Netzfrequenz auf und ihre spektrale Leistungsdichte kann dabei deutlich über der des Hintergrundrauschens liegen [55]. Die Ansätze zur Modellierung des impulsiven Rauschens beruhen i. d. R. auf statistischen Methoden [20], um die resultierende Energie eines Impulses über die Impulsdauer und -amplitude sowie schließlich zusammen mit der Impulshäufigkeit die Leistung zu bestimmen [56]. Einer dieser Ansätze beruht darauf, das zeitliche Auftreten der Impulse mit einer Poisson-Verteilung und deren Amplituden mit einer Gauß-Verteilung zu modellieren [56, 57]. Zusammengefasst ist der Übertragungskanal vielen Rauschquellen unterlegen, die insgesamt zu einem zeitvarianten Rauschen führen [20, 55].

### **2.1.2 Ableitung notwendiger Bedingungen zur Erfassung von Kabelzuständen**

Nach Betrachtung der wesentlichen Eigenschaften des Übertragungskanals der BPL-Kommunikation können notwendige Bedingungen für die Erfassung von Kabelzuständen mit Hilfe der BPL-Kommunikation abgeleitet werden:

Sofern ein Kabelzustand die Eigenschaften des Übertragungskanals beeinflusst, sind durch eine Analyse davon abhängiger Kenngrößen zu den Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation prinzipiell Rückschlüsse auf diesen Zustand möglich. Im Speziellen sind folgende Effekte zu nennen, die ein Kabelzustand dazu hervorrufen muss:

1. Veränderung der Ausbreitungskonstante und/oder Wellenimpedanz eines homogenen Kabelabschnitts
2. Herstellung einer neuen oder Veränderung einer bestehenden Diskontinuität auf einer Kabelstrecke
3. Erhöhung der Leistung des Rauschens an einem empfangenden BPL-Modem

Zusätzlich muss sichergestellt werden, dass abhängige Kenngrößen, welche die Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation beschreiben, für Analysen mit dem Ziel einer Zustandserfassung durch die BPL-Modems zur Verfügung gestellt werden können.

### **2.1.3 Funktionsweise der Breitband-Powerline-Kommunikation**

Bei Betrachtung der Funktionsweise der BPL-Kommunikation wird das Mengengerüst verfügbarer Parameter der Datenübertragungseigenschaften aufgezeigt, die für eine Erfassung von Kabelzuständen potentiell nutzbar sind. Die dieser Arbeit zugrunde liegende Technologie der BPL-Kommunikation arbeitet im Frequenzbereich bis  $f < 30$  MHz und wird nach dem Standard IEEE 1901 (vgl. [19]) durch das Orthogonale Frequenzmultiplexverfahren (OFDM), welches eine Implementierung zur Mehrträger-Modulation darstellt, realisiert [19]. Sie basiert auf der

Schnellen Fourier Transformation (FFT)<sup>7</sup>. Das genutzte OFDM-Frequenzspektrum ist in eine hohe Anzahl an orthogonalen, äquidistanten Trägern aufgeteilt. Aus Gründen der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) werden einige davon zur Kommunikation nicht genutzt, sodass effektiv 917 Träger zur Verfügung stehen [58]. Dadurch können neun zusammenhängende Trägergruppen definiert werden. Die Abbildung 2-3 verdeutlicht den Zusammenhang, welche Träger  $c$  nutzbar sind, welcher Trägerfrequenz  $f_c$  sie entsprechen und welcher Trägergruppe  $G$  sie im Rahmen dieser Arbeit zugeordnet werden.

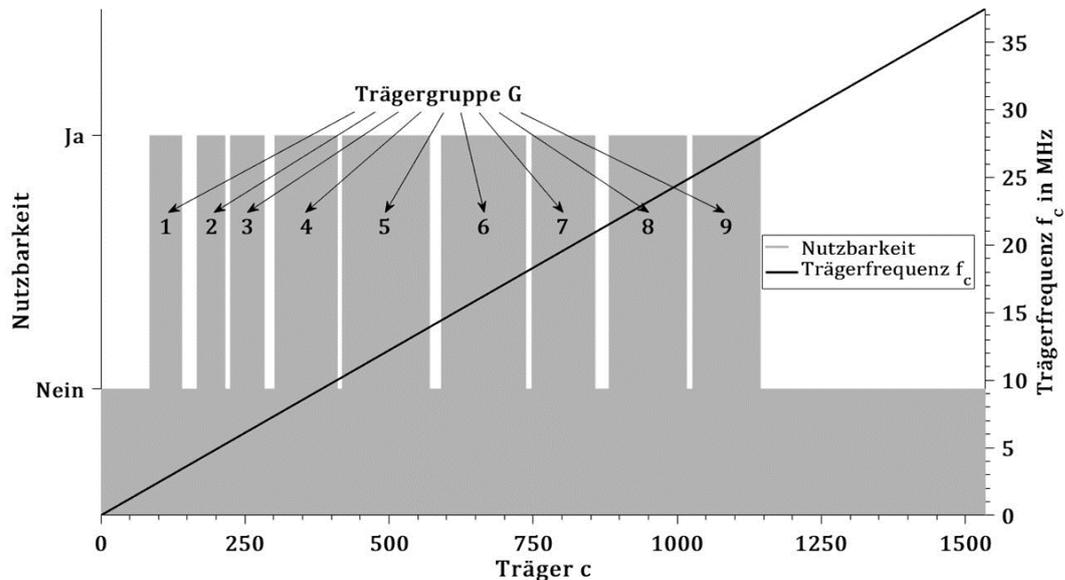


Abbildung 2-3: Nutzbare Träger und Trägerfrequenzen der BPL-Kommunikation auf Basis von OFDM und FFT und deren Gruppierung

Wie in Abbildung 2-3 zu erkennen ist, ist der Frequenzbereich von  $2 \text{ MHz} < f < 28 \text{ MHz}$  zwar lückenbehaftet, aber weitgehend nutzbar. Bei einer OFDM-Symboldauer (ohne Guardintervall<sup>8</sup>) von  $T_s = 40,96 \mu\text{s}$  hat jeder dieser Träger eine Kanalbandbreite von  $B_c = 24,414 \text{ kHz}$  [59]. Anhand folgender Gleichung 2.5 wird somit jedem Träger  $c$  eine Trägerfrequenz  $f_c$  zugeordnet.

$$f_c = \frac{1}{40,96 \mu\text{s}} c \quad (2.5)$$

Jeder nutzbare Träger kann individuell mit sieben unterschiedlich spektral-effizienten, digitalen Modulationsverfahren<sup>9</sup> zur Datenübertragung verwendet werden [58]. Je höher am Empfänger das SNR im Frequenzbereich eines Trägers  $c$ , welches als  $SNR_c$  bezeichnet wird, ist, desto höher

<sup>7</sup> Alternativ zur FFT ist es gemäß dem Standard IEEE 1901 (siehe [19]) möglich, bei der BPL-Kommunikation das Verfahren der Diskreten Wavelet Transformation zu implementieren [19, 58].

<sup>8</sup> Als Guardintervall wird die zyklische Erweiterung eines OFDM-Symbols bezeichnet, die mit einer Erhöhung der Symboldauer einhergeht. Dadurch können Interferenzen verhindert werden, die als Folge von Ein- und Ausschwingvorgängen zwischen den OFDM-Symbolen verursacht werden [48].

<sup>9</sup> Die dieser Arbeit zugrunde liegende Technologie der BPL-Kommunikation unterstützt entsprechend dem Standard IEEE 1901 (siehe [19]) folgende Modulationsverfahren (nach steigender spektraler Effizienz sortiert): BPSK, QPSK, 8-QAM, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM oder 1024-QAM.

kann vom Sender die spektrale Effizienz für diesen Träger gewählt werden [48]. Nach jeder Übertragung eines OFDM-Symbols muss der Empfänger mit Hilfe eines Equalizers den Einfluss der Übertragungsfunktion, d. h. die Dämpfung und Phasendrehung, für jeden Träger korrigieren, um die Daten innerhalb des OFDM-Symbols möglichst bitfehlerfrei interpretieren zu können [48]. Am Empfänger müssen demnach für jeden Träger Informationen zu den Datenübertragungseigenschaften prinzipiell vorhanden sein, welche Eingangsdaten für die Zustandserfassung sein können. Die Übertragungsfunktion ist jedoch im Normalfall nicht für die Extraktion vorgesehen, da sie prinzipiell nur geräteintern für die Signalverarbeitung benötigt wird und nicht abgespeichert werden muss. Wenn die Zustandserfassung anhand der BPL-Kommunikation auf den Datenübertragungseigenschaften basieren soll, müssen jedoch Kenngrößen der Datenübertragungseigenschaften extrahiert und für weitere Analysen bestenfalls regelmäßig und automatisch zur Verfügung gestellt werden.

#### 2.1.4 Verfügbare Kenngrößen der Breitband-Powerline-Kommunikation

Im Rahmen dieser Arbeit wurden BPL-Modems zur Verfügung gestellt, aus denen das SNR individuell für jeden Träger ( $SNR_c$ ) mit Hilfe einer spezifizierten Abfrage extrahiert und somit gemessen werden kann. Damit diese Abfrage von einem BPL-Modem bedient wird, muss darin die BPL-Verbindung<sup>10</sup> spezifiziert werden, da ein BPL-Modem zu mehr als einem anderen Verbindungen herstellen kann. Somit kann das SNR an einem BPL-Modem entsprechend der dort empfangenen Signale, die von einem spezifizierten anderen BPL-Modem gesendet werden, gemessen werden. Da das SNR gemäß Gleichung 2.1 nur bei einem Empfang von Signalen bestimmt werden kann, ist eine Datenübertragung gemäß der spezifizierten BPL-Verbindung zu dem BPL-Modem, an dem das SNR gemessen wird, erforderlich.

Das SNR jedes einzelnen nutzbaren Trägers einer BPL-Verbindung bildet somit als Kenngröße die Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation ab. Da für eine BPL-Verbindung mit dem Index  $V$  je durchgeführte Messung mit dem Index  $m$  die SNR-Werte für insgesamt 917 nutzbare Träger erzeugt werden, ergibt sich zu jedem Messzeitpunkt  $t_m$  für eine BPL-Verbindung  $V$  ein SNR-Vektor  $\mathbf{SNR}_V(t_m)$ , dessen Elemente die SNR-Werte der einzelnen Träger  $c$  beinhalten und vom Zeitpunkt  $t_m$  der Messung  $m$  abhängig sind. Somit ergeben sich bei Berücksichtigung aufeinander folgender Messungen und aufeinander folgender SNR-Vektoren für jede BPL-Verbindung jeweils 917 analysierbare SNR-Zeitreihen, die als  $SNR_{V,c}(t_m)$  bezeichnet werden.

Das SNR stellt eine Kenngröße dar, die gemäß Gleichung 2.1 eine Information zur empfangenen Leistung – bei wie hier bekannter Sendeleistung gleichwohl zur Dämpfung – und zur Rausch-

---

<sup>10</sup> Obwohl die BPL-Kommunikation bidirektional ist, ist im Rahmen dieser Arbeit eine BPL-Verbindung durch einen entsprechenden Empfänger und den zugehörigen Sender definiert. Sofern bspw. zwei BPL-Modems miteinander kommunizieren, ergeben sich folglich zwei BPL-Verbindungen.

leistung am Empfänger beinhaltet. Das SNR kann daher sensitiv für Veränderungen des Übertragungskanal durch einen Kabelzustand sein, wenn dieser eine der notwendigen Bedingungen in Abschnitt 2.1.2 erfüllt. Grundsätzlich ist eine Analyse des SNR jedoch mit einer Unsicherheit behaftet, die zum einen aus dem Informationsverlust durch die Bildung des Quotienten nach Gleichung 2.1 und zum anderen aus fehlenden Informationen über den Phasengang der Übertragungsfunktion resultiert. Um den Einfluss von Kabelzuständen differenziert zu betrachten, werden im Verlauf dieser Arbeit insbesondere die Auswirkungen von Kabelzuständen gemäß den notwendigen Bedingungen untersucht, aus denen sich die weiteren Auswirkungen auf das SNR ableiten lassen. Da die Übertragungsfunktion an einem Empfänger, wie in Abschnitt 2.1.3 bereits erwähnt, implizit zur Verfügung stehen muss, wird durch diese Vorgehensweise außerdem eine ausgeprägtere Grundlage für eine mögliche Weiterentwicklung der Zustandserfassung hinsichtlich zusätzlich verfügbarer Kenngrößen der Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation geschaffen.

## **2.2 Charakterisierung und Differenzierung relevanter Kabelzustände**

Das Ziel einer Zustandserfassung von Kabelstrecken besteht darin, fundierte Kenntnisse über deren technischen Zustand und damit deren Betriebsrisiko zu erlangen, um Ausfälle vermeiden zu können [3]. Dabei ist eine Vielzahl verschiedener schadhafter Einwirkungen und somit relevanter Zustände bekannt, welche insbesondere das Isoliervermögen prinzipiell global oder lokal beeinträchtigen können [3, 14, 37]. Auf Basis dieser grundlegenden Unterscheidung können gezielte Maßnahmen zur Instandhaltung bzw. Erneuerung, d. h. zur Beseitigung kritischer Kabelzustände und zur Wiederherstellung des Isoliervermögens der gesamten Kabelstrecke, abgeleitet werden [37]. Mögliche Maßnahmen sind der Austausch eines gesamten Kabelabschnitts, der in kritischem Maße global gealtert ist, oder die Reparatur einer betroffenen lokalen Fehlstelle – i. d. R. durch Austausch eines kurzen Teilstücks. Somit ist bereits eine Differenzierung von Kabelzuständen vorhanden, die sowohl deren Wirkungsraum als auch die Möglichkeiten zur Instandhaltung bzw. Erneuerung berücksichtigt [3, 14]. Sie dient im Weiteren als Grundlage zur Charakterisierung und weiteren Differenzierung der Kabelzustände, um daraus abzuleiten, wie entsprechende Kabelzustände über eine Analyse der Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation erfasst werden können [60].

### **2.2.1 Globale Alterung**

Unter dem Begriff Alterung werden fortlaufende Prozesse verstanden, die eine permanente Verringerung der elektrischen Spannungsfestigkeit einer Isolierung hervorrufen [37], was z. B. durch thermische oder elektrochemische Degradation des Materials verursacht wird [38]. Anders als bei den lokalen Fehlstellen (siehe Abschnitt 2.2.2) sind von globaler Alterung homogene Kabelabschnitte gleichmäßig und vollständig betroffen, da die Ursachen auf deren gesamter Länge wirken. Globale Alterung kann daher auch als homogene Alterung bezeichnet werden [37].

Diese kann abhängig von dem Alterungsmechanismus und dem Isoliermaterial zu einer Erhöhung der dielektrischen Verluste und der Gefahr eines Wärmedurchschlags der Isolierung führen [12].

Da globale Alterung die Isolierung als essentiellen Teil eines Kabeldielektrikums<sup>11</sup> betrifft, können konventionelle dielektrische Diagnoseverfahren eingesetzt werden, um dessen Ableitungs- und/oder Kapazitätsbelag oder daran angelehnte dielektrische Kenngrößen (z. B. den Verlustfaktor<sup>12</sup>) zu erfassen und Aussagen über den Zustand hinsichtlich der Alterung zu treffen [14, 37]. Da diese Kenngrößen die Ausbreitungskonstante und Wellenimpedanz von Kabeln (siehe Gleichungen 2.2 und 2.3) und damit die Übertragungsfunktion (Gleichung 2.4) mitbestimmen, werden auch im Bereich der BPL-Kommunikation die Datenübertragungseigenschaften durch die dielektrischen Eigenschaften von Kabeln beeinflusst. Die BPL-Kommunikation arbeitet jedoch in einem anderen Frequenzbereich als konventionelle dielektrische Diagnoseverfahren, was in Abbildung 2-4 dargestellt wird.

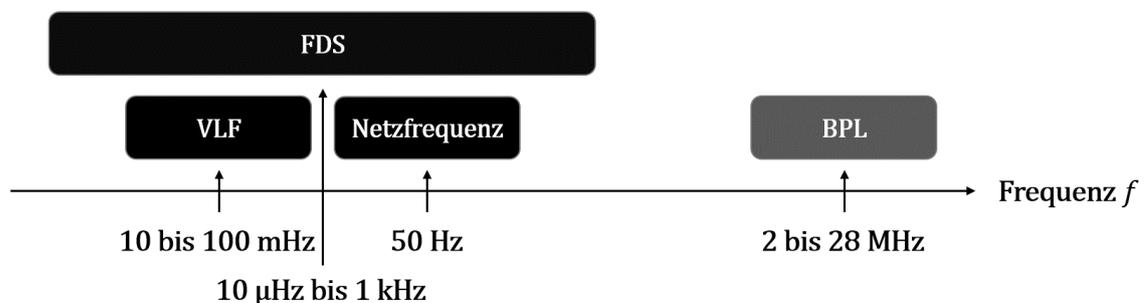


Abbildung 2-4: Übliche Frequenzbereiche konventioneller dielektrischer Diagnoseverfahren (schwarz) im Vergleich zur BPL-Kommunikation (grau)

Wie in Abbildung 2-4 zu erkennen ist, werden die dielektrischen Diagnosen zur Alterungsbestimmung i. d. R. in niedrigen Frequenzbereichen durchgeführt (schwarz hinterlegt) – z. B. die Verlustfaktormessung bei *Very Low Frequency* (VLF) oder die *Frequency Domain Spectroscopy* (FDS) –, wohingegen die BPL-Kommunikation in deutlich höheren Frequenzbereichen arbeitet. Während konventionelle dielektrische Diagnoseverfahren die frequenzabhängigen dielektrischen Eigenschaften im Frequenzbereich  $f \leq 1$  kHz erfassen [14], ist eine potentielle Erfassung anhand der BPL-Kommunikation bedingt durch ihre Funktionsweise (siehe Abschnitt 2.1.3) im Bereich  $f \geq 2$  MHz anzusiedeln. Daher ist zunächst die Frage zu beantworten, ob im BPL-Frequenzbereich ebenfalls alterungsbedingte Einflüsse auf die dielektrischen Eigenschaften existieren. In einigen Referenzen sind Belege vorhanden, dass dies der Fall ist. Die Einflüsse auf dielektrische Kenngrößen von VPE-isolierten Kabeln durch Wasserbäumchen in der Isolierung [25, 41], durch

<sup>11</sup> Als ein Bestandteil des Kabeldielektrikums wird im Rahmen dieser Arbeit die Isolierung aufgefasst. Das Dielektrikum besteht aus allen Materialschichten, die zwischen dem Innenleiter und dem Schirm gelegen sind. Abhängig vom Kabeltyp können schwach leitfähige bzw. halbleitende Schichten ein weiterer Bestandteil des Dielektrikums sein. Eine innere und äußere Leitschicht sowie ein leitfähiges Band stellen bspw. in VPE-isolierten MS-Kabeln gemäß [77] typische halbleitende Schichten dar. Die Leitschichten dienen gemäß [34] der Begrenzung des elektrischen Feldes.

<sup>12</sup> Im Rahmen dieser Arbeit fällt unter den Begriff des Verlustfaktors ausschließlich der dielektrische Verlustfaktor (siehe Gleichung 2.8).

thermische Alterung des Kabels [13, 32] sowie durch thermische Alterung und Temperatur speziell im Bereich der äußeren Leitschicht [61] wurden zwar im Frequenzbereich der BPL-Kommunikation untersucht. Es wurden jedoch weder die zugehörigen Einflüsse auf die hochfrequenten Übertragungseigenschaften von Kabeln gemäß Abschnitt 2.1.1 noch auf die Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation untersucht. Daher erfüllen Zustände der Kategorie „globale Alterung“ eine notwendige Bedingung für eine Erfassung über die BPL-Kommunikation nur, wenn zugehörige, alterungsbedingte Veränderungen der dielektrischen Eigenschaften im Frequenzbereich der BPL-Kommunikation auch die Ausbreitungskonstante und/oder Wellenimpedanz beeinflussen.

### 2.2.2 Lokale Fehlstellen

Lokale Fehlstellen sind eine räumlich begrenzte Verringerung der Spannungsfestigkeit einer Isolierung, die z. B. auf mechanische Beschädigungen, Montagefehler oder Produktionsfehler zurückzuführen ist [14, 37]. Lokale Fehlstellen in Kabelstrecken sind daher ebenfalls wie die globale Alterung mit einem erhöhten Risiko für einen Ausfall des davon betroffenen Isoliersystems verbunden. Dabei können sie der Ursprung von Teilentladungen (TE) sein [38].

TE sind elektrische Entladungen, die auftreten, sobald in einer Isolierstrecke die örtliche Durchschlagfeldstärke durch ein anliegendes elektrisches Feld überschritten wird. Im Gegensatz zu einem vollkommenen Durchschlag wird die Isolierstrecke dabei nur teilweise überbrückt [12]. TE lassen sich in zwei Kategorien unterteilen. Innere TE können innerhalb von flüssigen und festen Isolierstoffen (bspw. in Hohlräumen) auftreten und zu einer Erosion des umgebenden Isoliermaterials führen [12]. Dies wird auch als (lokale) TE-Alterung bezeichnet [38]. Zu den äußeren TE zählen dagegen solche, die als Koronaentladungen im freien Gasraum oder als Oberflächen- bzw. Gleitentladungen an Grenzschichtübergängen zwischen einem leitfähigen Material und einem Isolierstoff auftreten [12]. Da äußere TE über Zersetzungsprodukte Korrosion herbeiführen können, kann auch durch sie ein umgebendes Isoliermaterial äußerlich beschädigt und ein Überschlag begünstigt werden [62]. Eine TE-Diagnose ist folglich ein wichtiges Instrument, um eine Zustandserfassung von Kabeln durchzuführen [12, 13]. Auf diese Weise können lokale Fehlstellen, die TE-behaftet sind, detektiert und lokalisiert werden [14]. Die relevanten Parameter bei der konventionellen TE-Diagnose sind die Ladung, die Impulshäufigkeit und die Ein- und Aussetzspannung der TE in einer Fehlstelle [12]. In NS-Kabeln treten beim Betrieb mit Nennspannung wegen der entsprechend geringen elektrischen Feldstärke i. d. R. keine TE auf. Erst mit erhöhten Prüfspannungen, die im Rahmen konventioneller TE-Diagnosen eingesetzt werden können, können vorhandene lokale Fehlstellen in NS-Kabeln ebenfalls TE emittieren [63].

Da TE-Impulse hohe Frequenzanteile aufweisen, ist neben der konventionellen TE-Diagnostik, die gemäß DIN EN 60270 (siehe [64]) eine Signalerfassung zur TE-Detektion im kHz-Bereich verwendet, bspw. auch bei *Ultra High Frequency* (UHF) eine TE-Detektion möglich [45, 64]. TE können daher grundsätzlich zu Störungen im Nachrichtenverkehr führen, da ihr Amplituden-

spektrum bis zu einer Frequenz von  $f \leq 100$  MHz reichen kann [13]. Weil TE folglich Signale darstellen, die nennenswerte Anteile bis in den Frequenzbereich der BPL-Kommunikation aufweisen, können die TE-Impulse aus der Sicht der BPL-Kommunikation als zusätzliches Rauschen bezeichnet werden. So werden bereits in [20] Koronaentladungen an MS-Freileitungen, welche ebenfalls zur BPL-Kommunikation genutzt werden können, als Quelle von Rauschen im Übertragungskanal identifiziert. Daher erfüllen lokale Fehlstellen, wenn sie mit TE einhergehen, eine notwendige Bedingung für eine Erfassung über die BPL-Kommunikation, indem TE als zusätzliches Rauschen am Empfänger aufgefasst werden. Diese Art von Fehlstellen wird gemäß diesem Zusammenhang in die Kategorie „lokale Fehlstellen mit TE“ eingeordnet.

Wenn eine lokale Fehlstelle keine TE emittiert, ist diese durch einen anderen Schädigungsprozess gekennzeichnet. Bei einer Inhomogenität des elektrischen Feldes kann die Isolierung im betroffenen Bereich einer erhöhten elektrischen Feldstärke und einer verstärkten (lokalen) Alterung ausgesetzt sein. An diesen lokalen Fehlstellen tritt anstelle der lokalen TE-Alterung somit eine lokale Feldalterung ein [38]. Solche Fehlstellen sind daher ebenfalls als kritischer Kabelzustand aufzufassen. Unabhängig davon, ob lokale Fehlstellen TE emittieren oder nicht, können diese als eine veränderte Geometrie (z. B. Hohlräume oder eine Quetschung [14]) oder eine veränderte Materialeigenschaft (z. B. durch Wassereindrang [65]) des Kabels, welche räumlich konzentriert ist, angesehen werden [14]. Wenn auf diese Weise die Leitungsbeläge, welche abhängig von den geometrischen und dielektrischen Eigenschaften eines Kabels sind, beeinflusst werden, lassen sich lokale Fehlstellen als Diskontinuitäten gemäß Abschnitt 2.1.1 beschreiben, die eingebettet in ein homogenes Kabel zu Reflexionen von hochfrequenten Signalen führen. Lokale Fehlstellen mit diesen Eigenschaften erfüllen dann eine notwendige Bedingung für eine Erfassung über die BPL-Kommunikation und werden der Kategorie „lokale Fehlstellen ohne TE“ zugeordnet<sup>13</sup>.

Als lokale Fehlstellen können ebenfalls Mantelfehler angesehen werden. Diese stellen zwar keine Fehlstelle an direkt elektrisch-funktionalen Elementen wie dem Dielektrikum eines Kabels dar, sind jedoch auch im Bereich der Kabeldiagnostik von Interesse, um frühzeitig potentiell schadhafte Einwirkungen auf das Kabelinnere zu erkennen. Deshalb kann eine Mantelfehlerprüfung bzw. -ortung durchgeführt werden [66]. Der äußere Schutzmantel bzw. die äußere Schutzhülle eines Kabels befindet sich außerhalb des Dielektrikums und der metallischen Umhüllung (Schirm) eines Kabels (vgl. Abbildung 2-7), sodass dessen Eigenschaften und Zustand keinen erkennbaren Einfluss auf die hochfrequenten Übertragungseigenschaften von Kabeln aufweisen. Der Schutzmantel wird aus diesem Grund bei der Modellierung von Kabeln mit Hilfe der Leitungstheorie im Allgemeinen nicht berücksichtigt [25]. Mantelfehler haben deshalb keinen

---

<sup>13</sup> Diese Zuordnung ist nicht strikt. Wenn eine lokale Fehlstelle sowohl eine signifikante Diskontinuität als auch eine signifikante TE-Quelle darstellt, kann diese folglich in die beiden Kategorien „lokale Fehlstellen ohne TE“ und „lokale Fehlstellen mit TE“ einsortiert werden.

nachweisbaren Einfluss auf die Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation, da sie keine der notwendigen Bedingungen erfüllen, und können somit prinzipiell nicht erfasst werden.

## 2.3 Modellierung und Simulation der differenzierten Zustände

Nachdem die Kabelzustände in Abschnitt 2.2 charakterisiert und auf die potentielle Erfüllung der notwendigen Bedingungen untersucht wurden, werden aus der bereits bekannten Differenzierung zwischen globaler Alterung und lokalen Fehlstellen die drei abgeleiteten Kategorien für relevante Kabelzustände (globale Alterung, lokale Fehlstellen ohne TE und lokale Fehlstellen mit TE) betrachtet, indem zugehörige Modellierungen vorgestellt und potentielle Einflüsse auf Basis der hochfrequenten Übertragungseigenschaften von Kabeln (siehe Abschnitt 2.1.1) sowie der Eigenschaften von TE in Simulationen aufgezeigt werden. Damit kann zum einen zunächst auf theoretischer Basis ermittelt werden, ob diese Kabelzustände einen signifikanten Einfluss auf die Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation aufweisen und folglich eine Zustandserfassung prinzipiell ermöglicht wird. Zum anderen dienen sie zur Auswertung der Laborunteruntersuchungen in Kapitel 3.

### 2.3.1 Globale Alterung

Um den Einfluss globaler Alterung auf die BPL-Kommunikation zu analysieren, wird der potentielle Einfluss von dielektrischen Eigenschaften, die sich alterungsbedingt ändern können, auf die Ausbreitungskonstante und Wellenimpedanz von Kabeln betrachtet. Unter der allgemeinen Annahme von  $R' \ll \omega L'$  und  $G' \ll \omega C'$  (vgl. Abschnitt 2.1.1) gilt folgende Gleichung 2.6 als Näherung für die Ausbreitungskonstante gemäß Gleichung 2.2 [50].

$$\underline{\gamma} \approx \frac{R'}{2} \sqrt{\frac{C'}{L'}} + \frac{G'}{2} \sqrt{\frac{L'}{C'}} + j\omega \sqrt{L'C'} = \alpha_R + \alpha_G + j\beta \quad (2.6)$$

Der erste Term in Gleichung 2.6 beschreibt die Dämpfungskonstante für ohmsche Verluste im Leiter und im Schirm ( $\alpha_R$ ), der zweite Term diejenige für die dielektrischen Verluste ( $\alpha_G$ ) und der dritte Term als Imaginärteil die Phasenkonstante ( $\beta$ ) [29]. Bei niedrigen Frequenzen bis in den kHz-Bereich ist die Dämpfung in Kabeln überwiegend auf die ohmschen Verluste – verstärkt durch den Skin-Effekt – zurückzuführen. Insbesondere bei den höheren BPL-Frequenzen überwiegen dagegen die dielektrischen Verluste sowohl in VPE- als auch in papierisolierten Kabeln [25, 29]. Die Ursache dafür ist, dass im Allgemeinen für die dielektrischen Verluste  $\alpha_G \sim f$ , aber für die ohmschen Verluste wegen des Skin-Effekts  $\alpha_R \sim \sqrt{f}$  gilt [29].

Da folglich die dielektrischen Eigenschaften maßgeblich die Dämpfung beeinflussen, werden im Folgenden die dielektrischen Verluste näher betrachtet. Diese werden durch den Ableitungsbelag  $G'$  bestimmt und sind in der Polarisation sowie der intrinsischen Leitfähigkeit des Dielektrikums

begründet. Dieses weist daher eine komplexe relative Permittivität<sup>14</sup>  $\underline{\varepsilon}_r$  – bestehend aus der relativen Permittivität  $\varepsilon_r'$  und dem Imaginärteil  $\varepsilon_r''$  – nach folgender Gleichung 2.7 auf [12, 25].

$$\underline{\varepsilon}_r = \varepsilon_r' - j\varepsilon_r'' \quad (2.7)$$

Auf dieser Basis wird der Verlustfaktor  $\tan \delta$  über folgende Gleichung 2.8 definiert [25, 30].

$$\tan \delta = \frac{\varepsilon_r''}{\varepsilon_r'} = \frac{G'}{\omega C'} \quad (2.8)$$

Zudem wird in [29, 30] beschrieben, dass unabhängig von der Geometrie eines Kabels folgende Gleichung 2.9 gilt.

$$L' C' \approx \mu_0 \mu_r \varepsilon_0 \varepsilon_r' \quad (2.9)$$

Dabei stellen  $\varepsilon_0$  die elektrische Feldkonstante,  $\mu_0$  die magnetische Feldkonstante und  $\mu_r$  die Permeabilitätszahl<sup>15</sup> des Dielektrikums dar. Für die im Kabel vorhandenen dielektrischen Materialien wird (wie auch in [30, 67]) stets  $\mu_r = 1$  angenommen, da es sich nicht um ferromagnetische Materialien mit hohen Permeabilitätszahlen handelt. Somit kann die Dämpfungskonstante für die dielektrischen Verluste unter Verwendung der Gleichungen 2.6 bis 2.9 in folgender Gleichung 2.10 beschrieben werden.

$$\alpha_G = \frac{G'}{2} \sqrt{\frac{L'}{C'}} = \frac{\omega \cdot \tan \delta}{2} \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_r'} \quad (2.10)$$

Die Gleichung 2.10 beschreibt somit die Dämpfungskonstante  $\alpha_G$  für die dielektrischen Verluste unabhängig von der Geometrie und abhängig von den dielektrischen Kenngrößen der relativen Permittivität  $\varepsilon_r'$  und des Verlustfaktors  $\tan \delta$ <sup>16</sup>. Eine Veränderung dieser dielektrischen Eigenschaften durch globale Alterung kann damit allgemein simuliert werden, indem die Alterung als Veränderung dieser dielektrischen Kenngrößen eines Kabelabschnitts im relevanten Frequenzbereich angenommen wird.

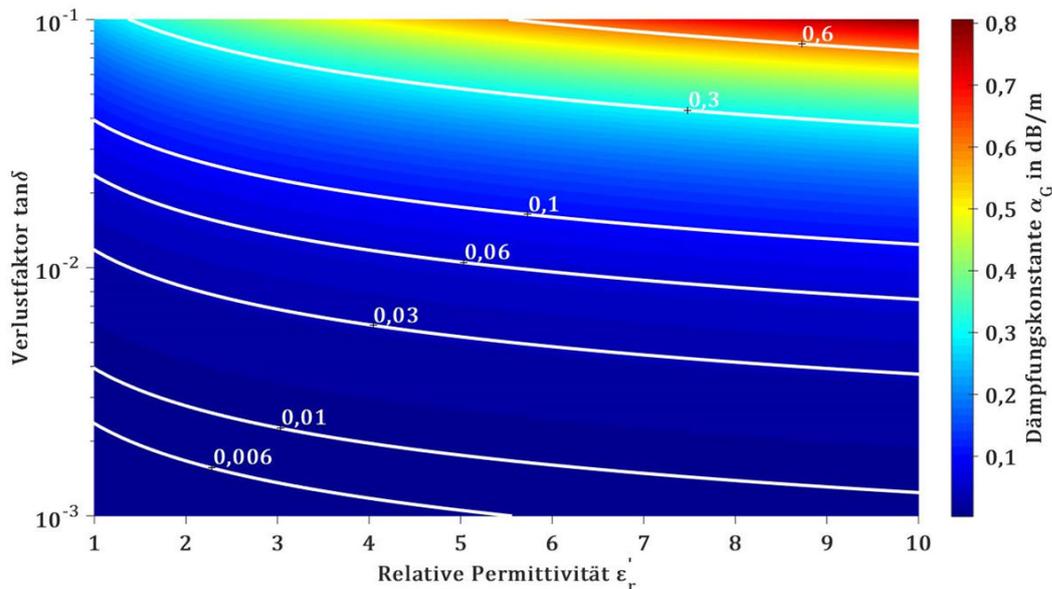
Die entsprechende Simulation unterschiedlicher dielektrischer Eigenschaften ist in Abbildung 2-5 zu sehen; da für die Dämpfungskonstante  $\alpha_G \sim f$  gilt, ist diese dort entsprechend der maximalen BPL-Frequenz von  $f = 28$  MHz dargestellt. Für niedrigere Frequenzen sind die Werte der

<sup>14</sup> Im Rahmen dieser Arbeit werden die intrinsischen Verluste durch die Leitfähigkeit und die Verluste durch die Polarisationsmechanismen im Imaginärteil der komplexen Permittivität entsprechend der Definition in [25, 30] zusammengefasst.

<sup>15</sup> Im Rahmen dieser Arbeit fällt unter den Begriff der Permeabilität ausschließlich die magnetische Permeabilität.

<sup>16</sup> Aufgrund der höheren Relevanz des Verlustfaktors  $\tan \delta$  im Bereich der diagnostischen Messverfahren (der Verlustfaktormessung) wird er anstelle des Imaginärteils  $\varepsilon_r''$  der komplexen Permittivität  $\underline{\varepsilon}_r$  bei sämtlichen Darstellungen als dielektrische (Verlust-)Kenngröße verwendet. Nach Gleichung 2.8 ist dieser zwar zusätzlich von der relativen Permittivität  $\varepsilon_r'$  abhängig, wird aber stets gemeinsam mit ihr betrachtet.

Dämpfungskonstante  $\alpha_G$  – und damit auch die absoluten Differenzen zwischen unterschiedlichen Werten – für die Eingangswertepaare der relativen Permittivität  $\epsilon_r'$  und des Verlustfaktors  $\tan \delta$  geringer. Sofern die dielektrischen Eigenschaften sich alterungsbedingt unabhängig von der Frequenz gleichförmig ändern, ist die Änderung der Dämpfungskonstante  $\alpha_G$  durch globale Alterung bei der höchsten Frequenz am stärksten ausgeprägt und damit eine Erfassung dieses Zustands am deutlichsten und einfachsten möglich.



**Abbildung 2-5: Einfluss der dielektrischen Eigenschaften auf die durch dielektrische Verluste bedingte Dämpfung bei einer Frequenz von  $f = 28$  MHz nach Gleichung 2.10**

Wie in Abbildung 2-5 zu erkennen ist, kann die Dämpfungskonstante  $\alpha_G$  durch dielektrische Verluste bei einer Frequenz nicht eindeutig auf eine dielektrische Eigenschaft zurückgeführt werden, weil sie gemäß Gleichung 2.10 sowohl von der relativen Permittivität  $\epsilon_r'$  als auch vom Verlustfaktor  $\tan \delta$  abhängig ist. Eine alleinige Analyse der Dämpfung bei der Datenübertragung der BPL-Kommunikation erlaubt es somit nicht, Rückschlüsse auf Veränderungen der einzelnen dielektrischen Kenngrößen zu ziehen und somit ggf. unterschiedliche Alterungsmechanismen zu differenzieren, da es sich um ein unterbestimmtes Gleichungssystem handeln würde. Außerdem ist der Einfluss von Alterung auf die dielektrischen Eigenschaften und Kenngrößen im Frequenzbereich der BPL-Kommunikation weniger umfangreich erforscht als bei Netzfrequenz oder VLF, bei denen konventionelle dielektrische Messverfahren, für die Referenzwerte sowie teilweise auch hinterlegte Standards zur Verfügung stehen, arbeiten [14].

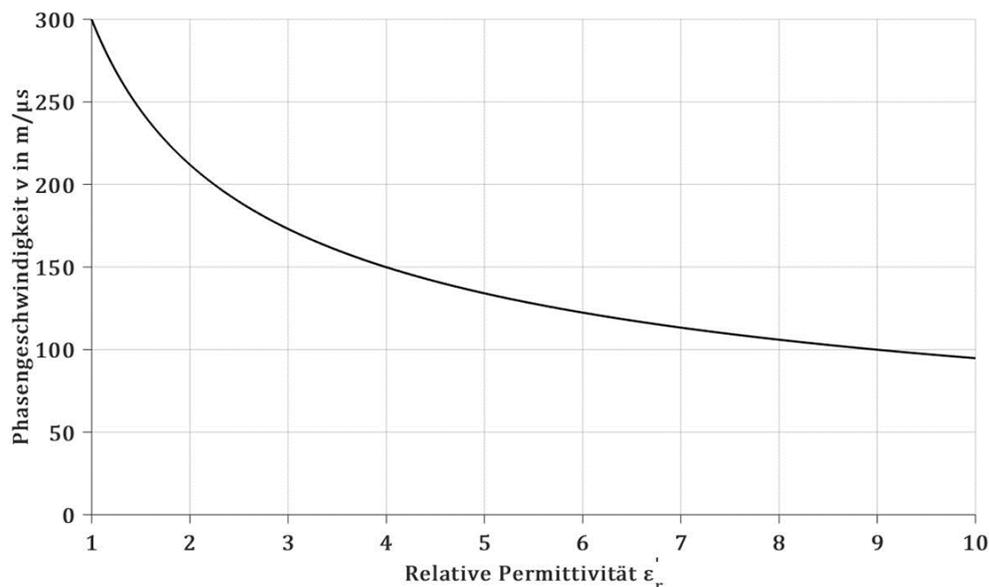
Die Proportionalität zwischen der Dämpfungskonstante  $\alpha_G$  und der Frequenz  $f$  in Gleichung 2.10 bedeutet darüber hinaus, dass bei konstanten dielektrischen Kenngrößen die Dämpfung eines Kabels bei den höchsten Frequenzen maximal wird. Da die Permittivität selbst jedoch frequenzabhängig sein kann (siehe [25]) und der Einfluss der Alterung ggf. in unterschiedlichen Frequenzbereichen anhand der dielektrischen Kenngrößen sichtbar wird, kann sich die tatsächliche Frequenzabhängigkeit der dielektrischen Dämpfung anders darstellen. Dieses einfache Modell

zeigt jedoch, dass Veränderungen der dielektrischen Eigenschaften im BPL-Frequenzbereich in Form von veränderten intrinsischen oder Polarisationsverlusten im Dielektrikum zu einer Veränderung der Dämpfung eines Kabels und damit auch zu einem Einfluss auf die Übertragungsfunktion  $H$  einer BPL-Verbindung sowie auf das SNR führen können.

Neben der Dämpfungskonstante wird gemäß Gleichung 2.6 ebenfalls die Phasenkonstante  $\beta$  in Form der Phasengeschwindigkeit  $v$  untersucht, welche auch durch die dielektrischen Eigenschaften bestimmt wird. Für die Phasengeschwindigkeit gilt dabei Gleichung 2.11 [50].

$$v = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{L'C'}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r'}} \quad (2.11)$$

Gemäß Gleichung 2.11 ist die Phasengeschwindigkeit  $v$  somit ebenfalls geometrieunabhängig und durch die dielektrischen Eigenschaften bestimmt. Analog zur Dämpfungskonstante  $\alpha_G$  kann der Einfluss einer alterungsbedingten Änderung der dielektrischen Eigenschaften auf die Phasengeschwindigkeit simuliert werden. Die nachfolgende Abbildung 2-6 zeigt die zugehörige Simulation.



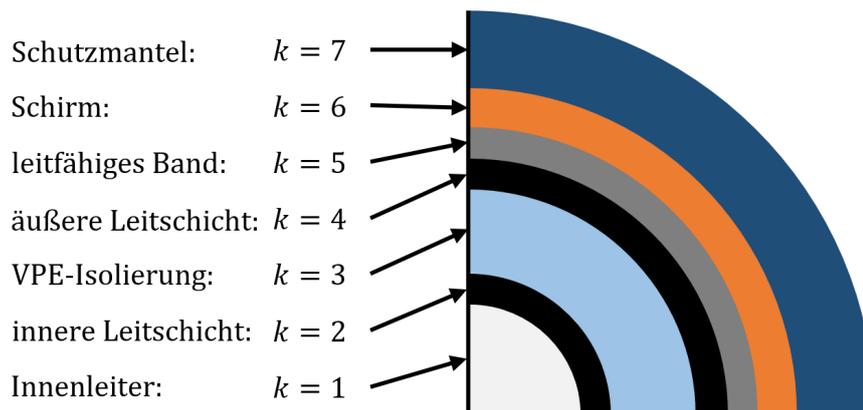
**Abbildung 2-6: Einfluss der relativen Permittivität auf die Phasengeschwindigkeit nach Gleichung 2.11**

Da die Phasengeschwindigkeit bei dieser Näherung unabhängig von den dielektrischen Verlusten bzw. vom Verlustfaktor ist, kann es folglich eine kombinierte Betrachtung der Dämpfungskonstante und der Phasengeschwindigkeit ermöglichen, zustandsbedingte Änderungen eindeutig auf Einflüsse durch die relative Permittivität  $\epsilon_r'$  oder den Verlustfaktor  $\tan \delta$  zurückzuführen, sofern deren alterungsbedingtes Verhalten bekannt ist.

Der Einfluss auf die Wellenimpedanz  $Z$  eines Kabelabschnitts durch Veränderung der dielektrischen Kenngrößen, die sich im Admittanzbelag  $Y'$  widerspiegeln, entspricht dem beschriebenen Einfluss auf die Phasengeschwindigkeit  $v$ . Zwar ist die Wellenimpedanz im Gegensatz dazu nicht

unabhängig von der Geometrie, jedoch gelten gemäß den Gleichungen 2.3 und 2.11 in guter Näherung sowohl für die Phasengeschwindigkeit  $v \sim 1/\sqrt{C'}$  als auch für die Wellenimpedanz  $Z \sim 1/\sqrt{C'}$ . Folglich weist die Wellenimpedanz die gleiche Abhängigkeit von Änderungen der relativen Permittivität  $\epsilon_r' \sim C'$  auf und ist näherungsweise unabhängig vom Verlustfaktor  $\tan \delta$ .

Bisher wurde in diesem Abschnitt näherungsweise ein einfaches Dielektrikum (ohne halbleitende Schichten wie z. B. in Gürtelkabeln<sup>17</sup>) angenommen. Sofern das Dielektrikum aus mehreren unterschiedlichen Materialschichten besteht, muss das einfache Modell der Leitungstheorie in Abbildung 2-2 abhängig vom Kabeltyp parametrisiert und angepasst werden. Bei der Modellierung von einphasigen VPE-isolierten Kabeln, wie sie häufig in der MS-Ebene eingesetzt werden, ist der charakteristische Aufbau des Dielektrikums zu berücksichtigen [25, 26, 29, 30, 68]. Diese Kabel weisen zur Begrenzung des hohen elektrischen Feldes (gemäß [34]) zwischen dem Innenleiter und dem Schirm mehrere halbleitende Schichten (innere Leitschicht, äußere Leitschicht, leitfähiges Band) auf, die – wie in Abschnitt 2.2.1 erwähnt – zusätzlich zur Isolierung als Bestandteil des Dielektrikums berücksichtigt werden müssen. Die einzelnen Schichten  $k$  des entsprechenden Kabels werden in Abbildung 2-7 schematisch dargestellt.



**Abbildung 2-7: Aufbau der einzelnen Schichten in einem VPE-isolierten MS-Kabel (in Anlehnung an [68])**

Das Dielektrikum besteht gemäß Abbildung 2-7 aus den Schichten  $2 \leq k \leq 5$ . Daher wird im Folgenden ein gegenüber Abbildung 2-2 erweitertes Modell für einphasige Kabel mit VPE-Isolierung, die eine koaxiale Anordnung darstellen, verwendet [25, 26, 29, 30, 68]. Dabei ergibt sich eine Reihenschaltung mehrerer unterschiedlicher Admittanzbeläge  $Y_k'$  der einzelnen dielektrischen Schichten. Die Abbildung 2-8 zeigt das zugehörige Ersatzschaltbild des erweiterten, differenziellen Leitungselements.

<sup>17</sup> Gemäß DIN VDE 0276-621 (siehe [80]) ist bei Gürtelkabeln eine innere Leitschicht nicht erforderlich und eine äußere Leitschicht nicht vorhanden [80]. Gürtelkabel sind papierisoliert.

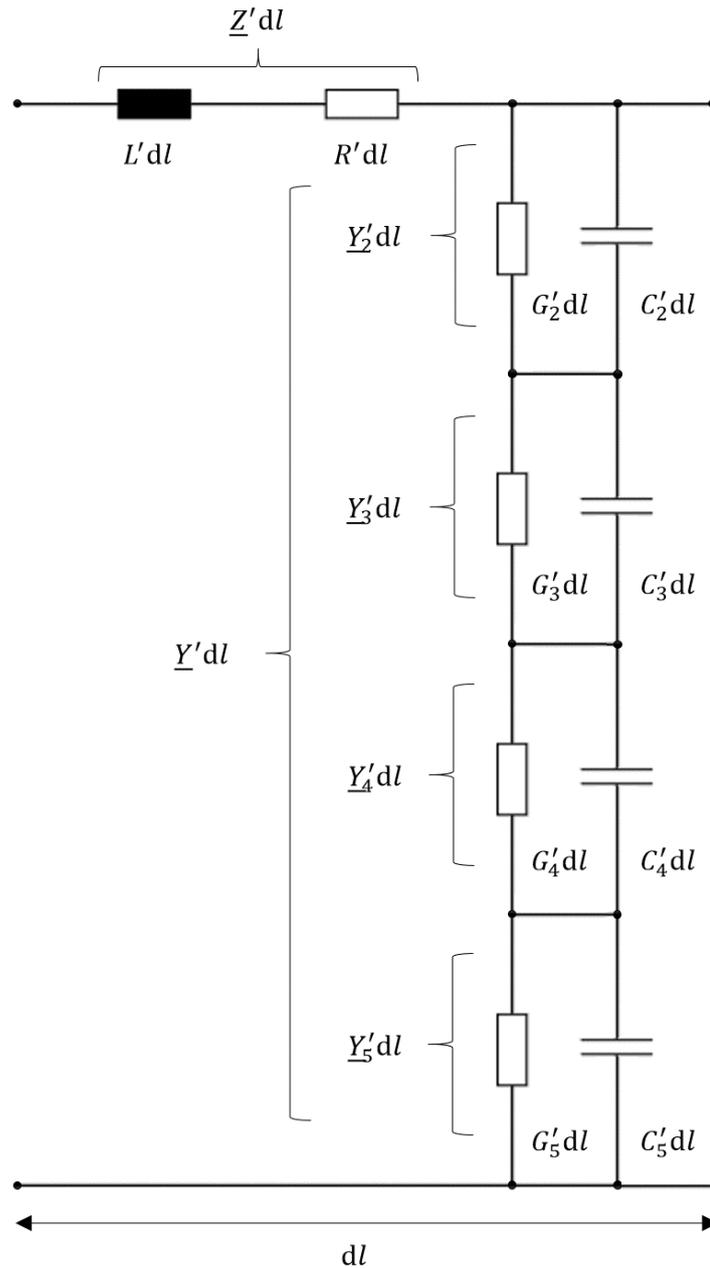


Abbildung 2-8: Erweitertes, differentielles Leitungselement für VPE-isolierte Kabel mit halbleitenden Schichten (in Anlehnung an [25])

Bei der Modellierung nach Abbildung 2-8 werden der Impedanz- und der Admittanzbelag ( $\underline{Z}'$  und  $\underline{Y}'$ ) unter Berücksichtigung des Kabelaufbaus, des Skin-Effekts und bekannter Materialkenngrößen substituiert und parametrisiert. Dabei kann ebenso wie für die dielektrischen Materialien für die üblichen Materialien des Innenleiters und des Schirms (Kupfer und Aluminium) eine zugehörige Permeabilitätszahl von  $\mu_r = 1$  angesetzt werden. Dadurch ergeben sich folgende Gleichungen 2.12 bis 2.14 [25, 68, 69, 70].

$$\begin{aligned} \underline{Z}' &= R' + j\omega L' = \underline{Z}'_1 + \underline{Z}'_{5-2} + \underline{Z}'_6 \\ &= \frac{1}{2\pi r_1} \sqrt{\frac{j\omega\mu_0}{\sigma_1}} + \frac{j\omega\mu_0}{2\pi} \ln \frac{r_5}{r_1} + \frac{1}{2\pi r_5} \sqrt{\frac{j\omega\mu_0}{\sigma_6}} \end{aligned} \quad (2.12)$$

$$\underline{Y}'_k = G'_k + j\omega C'_k = j\omega \frac{2\pi\varepsilon_0\varepsilon_{r,k}}{\ln \frac{r_k}{r_{k-1}}} = \omega \frac{2\pi\varepsilon_0\varepsilon'_{r,k}}{\ln \frac{r_k}{r_{k-1}}} (j + \tan \delta_k) \quad (2.13)$$

$$\underline{Y}' = \frac{1}{\sum_{k=2}^5 \left( \frac{1}{\underline{Y}'_k} \right)} \quad (2.14)$$

$\underline{Z}'_1$  stellt den Beitrag des Innenleiters ( $k = 1$ ) mit der spezifischen Leitfähigkeit  $\sigma_1$ ,  $\underline{Z}'_{5-2}$  den Beitrag der äußeren Induktivität im Dielektrikum (rein imaginär) und  $\underline{Z}'_6$  den Beitrag des Schirms ( $k = 6$ ) mit der spezifischen Leitfähigkeit  $\sigma_6$  zum Impedanzbelag dar. Die Größen  $r_k$  stehen jeweils für den Radius vom Querschnittsmittelpunkt zum äußeren Radius der jeweiligen Schicht  $k$ , d. h. der inneren Leitschicht ( $k = 2$ ), der Isolierung ( $k = 3$ ), der äußeren Leitschicht ( $k = 4$ ) und des leitfähigen Bandes ( $k = 5$ ), sowie des Innenleiters ( $k = 1$ ) dar. Die dielektrischen Schichten mit den jeweiligen Admittanzbelägen  $\underline{Y}'_k$  weisen jeweils eine komplexe relative Permittivität auf, die durch die relative Permittivität  $\varepsilon'_{r,k}$  und den Verlustfaktor  $\tan \delta$  nach den Gleichungen 2.7 und 2.8 repräsentiert wird. Der Schutzmantel ( $k = 7$ ) wird – wie in Abschnitt 2.2.2 erwähnt – bei dieser Modellierung nicht berücksichtigt.

Anders als bei der Annahme eines einfachen Dielektrikums und den Gleichungen 2.10 und 2.11 entsteht – wie in [29] erwähnt wird – eine Geometrieabhängigkeit. Nicht nur die dielektrischen Eigenschaften, sondern auch die Dicke der einzelnen Schichten wirkt sich bei Betrachtung der Gleichungen 2.12 bis 2.14 auf die Leitungsbeläge aus. Die dielektrischen Eigenschaften der halbleitenden Schichten sind dabei weder konstant noch linear frequenzabhängig und in der Regel nicht exakt bekannt [27]. Somit unterscheidet sich das Übertragungsverhalten verschiedener Kabel bereits konstruktionsbedingt und ohne Betrachtung möglicher Veränderungen durch globale Alterung. Grundsätzlich besteht die Eigenschaft entsprechender Kabel, dass die Verluste hauptsächlich in den halbleitenden Schichten hervorgerufen werden, da die Isolierung natürlicherweise einen im Vergleich sehr viel geringeren Verlustfaktor aufweist [25]. Zudem ist bekannt, dass die relative Permittivität  $\varepsilon'_{r,3}$  der Isolierung gemäß [30] die effektive relative Permittivität  $\varepsilon'_r$  des gesamten Dielektrikums bestimmt, wobei näherungsweise folgende Gleichung 2.15 gilt [30].

$$\varepsilon'_r = \varepsilon'_{r,3} \frac{\ln \frac{r_5}{r_1}}{\ln \frac{r_3}{r_2}} \quad (2.15)$$

Für die Simulation alterungsbedingter Änderungen der hochfrequenten Übertragungseigenschaften auf Basis des erweiterten Modells wird daher ein Referenzkabel spezifiziert. Die geometri-

schen Kenngrößen entsprechen einem typischen VPE-isolierten Kabel. Diese und die Leitfähigkeiten des Innenleiters (aus Aluminium) und des Schirms (aus Kupfer) werden als statisch<sup>18</sup> und alterungsunabhängig angenommen und sind in Tabelle 2-1 aufgeführt.

**Tabelle 2-1: Statische Eigenschaften des Referenzkabels**

$r_1$	$r_2$	$r_3$	$r_4$	$r_5$	$\sigma_1$	$\sigma_6$
7,1 mm	7,6 mm	11,0 mm	11,7 mm	12,1 mm	$3,659 \cdot 10^7 \frac{\text{S}}{\text{m}}$	$5,8 \cdot 10^7 \frac{\text{S}}{\text{m}}$

Des Weiteren besteht eine Abhängigkeit der hochfrequenten Übertragungseigenschaften (Dämpfungskonstante  $\alpha$ , Phasengeschwindigkeit  $v$  und Wellenimpedanz  $Z$ ) von acht dielektrischen Kenngrößen (jeweils die relative Permittivität  $\epsilon'_{r,k}$  und der Verlustfaktor  $\tan \delta_k$  der vier dielektrischen Schichten) und von der Frequenz  $f$ , wie die Gleichungen 2.2, 2.3 und 2.11 bis 2.14 belegen.

Im Rahmen der Simulation wird die Abhängigkeit der hochfrequenten Übertragungseigenschaften von den dielektrischen Eigenschaften einer einzelnen dielektrischen Schicht und von der Frequenz definiert, wie die folgenden Gleichungen 2.16 bis 2.18 zeigen.

$$\alpha = \alpha(f, \epsilon'_{r,k}, \tan \delta_k) \quad (2.16)$$

$$v = v(f, \epsilon'_{r,k}, \tan \delta_k) \quad (2.17)$$

$$Z = Z(f, \epsilon'_{r,k}, \tan \delta_k) \quad (2.18)$$

Mögliche Änderungen in den dielektrischen Parametern  $\epsilon'_{r,k}$  und  $\tan \delta_k$  der dielektrischen Schicht  $k$  führen also prinzipiell Änderungen der frequenzabhängigen Übertragungseigenschaften des Kabels herbei. Auf dieser Basis werden potentiell alterungsbedingte Veränderungen der dielektrischen Eigenschaften mit Hilfe einer Sensitivitätsanalyse simuliert. Diese stellen im Folgenden also dynamische Eigenschaften dar, für welche in Tabelle 2-2 Referenzwerte für zwei verschiedene Frequenzen im BPL-Frequenzbereich festgelegt werden, die auf [25] basieren.

**Tabelle 2-2: Dynamische Eigenschaften des Referenzkabels für zwei verschiedene Frequenzen nach [25]**

$f$	$\epsilon'_{r,2}$	$\tan \delta_2$	$\epsilon'_{r,3}$	$\tan \delta_3$	$\epsilon'_{r,4}$	$\tan \delta_4$	$\epsilon'_{r,5}$	$\tan \delta_5$
2 MHz	300	1,67	2,25	0,0007	200	5	90	33,33
28 MHz	100	1	2,25	0,0007	70	2,86	50	4

<sup>18</sup> Die statischen Eigenschaften des Referenzkabels entsprechen dem in Kapitel 3 untersuchten Kabeltyp 1.

Die dielektrischen Eigenschaften werden als dynamisch und alterungsbedingt veränderlich angesehen und im Rahmen der Sensitivitätsanalyse jeweils mit einem (multiplikativen) Änderungsfaktor  $b_{\varepsilon,k} \in \mathbb{R}^{>0}$  für die relative Permittivität  $\varepsilon'_{r,k}$  bzw.  $b_{TD,k} \in \mathbb{R}^{>0}$  für den Verlustfaktor versehen, um die prinzipiellen Einflüsse auf die hochfrequenten Übertragungseigenschaften ebenfalls in Form eines jeweils zugehörigen Änderungsfaktors darzustellen und zu untersuchen. Die Simulation wird folglich anhand der folgenden Gleichungen 2.19 bis 2.21 durchgeführt.

$$F_{\alpha,k}(f, b_{\varepsilon,k}, b_{TD,k}) = \frac{\alpha(f, b_{\varepsilon,k} \cdot \varepsilon'_{r,k}, b_{TD,k} \cdot \tan \delta_k)}{\alpha(f, \varepsilon'_{r,k}, \tan \delta_k)} \quad (2.19)$$

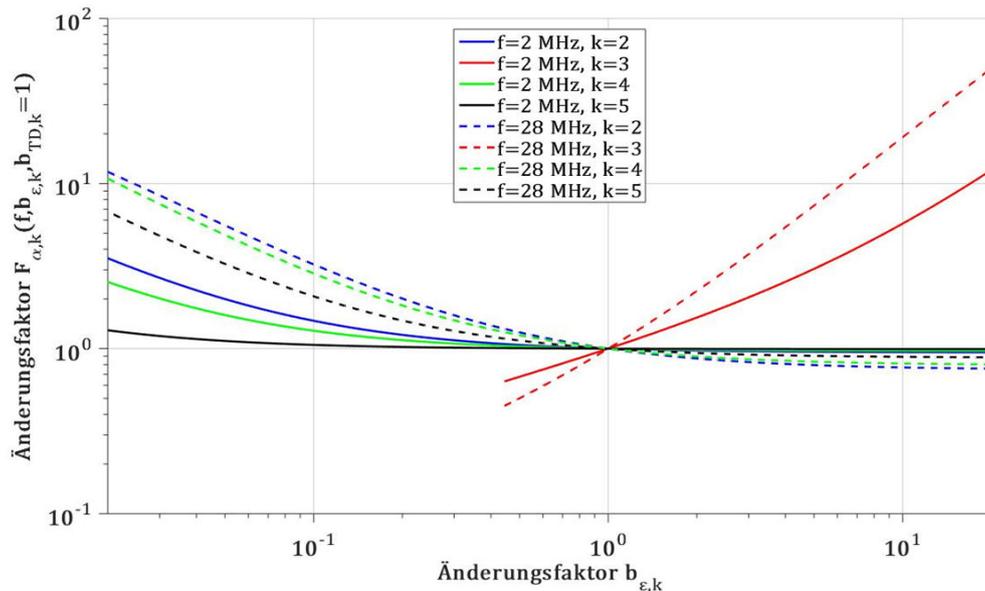
$$F_{v,k}(f, b_{\varepsilon,k}, b_{TD,k}) = \frac{v(f, b_{\varepsilon,k} \cdot \varepsilon'_{r,k}, b_{TD,k} \cdot \tan \delta_k)}{v(f, \varepsilon'_{r,k}, \tan \delta_k)} \quad (2.20)$$

$$F_{Z,k}(f, b_{\varepsilon,k}, b_{TD,k}) = \frac{Z(f, b_{\varepsilon,k} \cdot \varepsilon'_{r,k}, b_{TD,k} \cdot \tan \delta_k)}{Z(f, \varepsilon'_{r,k}, \tan \delta_k)} \quad (2.21)$$

Dabei stellen  $F_{\alpha,k}$ ,  $F_{v,k}$  und  $F_{Z,k}$  die Änderungsfaktoren der Dämpfungskonstante  $\alpha$ , der Phasengeschwindigkeit  $v$  und der Wellenimpedanz  $Z$  dar, welche von den Änderungsfaktoren  $b_{\varepsilon,k}$  bzw.  $b_{TD,k}$  und der Frequenz  $f$  abhängig sind. Die Änderung der relativen Permittivität einer Schicht  $k$  führt in der Simulation nicht zu einer Unterschreitung des sinnvollen unteren Grenzwerts von  $b_{\varepsilon,k} \cdot \varepsilon'_{r,k} = 1$ .

Die Simulation demonstriert folglich den Einfluss verschiedener, angenommen alterungsbedingter Änderungen je einer der acht dielektrischen Eigenschaften auf die hochfrequenten Übertragungseigenschaften des Referenzkabels. Als wesentliches Simulationsergebnis gilt zunächst für die Änderungsfaktoren der Phasengeschwindigkeit und der Wellenimpedanz stets  $F_{v,k}(f, b_{\varepsilon,k}, b_{TD,k}) = F_{Z,k}(f, b_{\varepsilon,k}, b_{TD,k})$ , weshalb hier und im Weiteren auf eine separate Darstellung des Änderungsfaktors  $F_{Z,k}$  verzichtet wird. Das gleichsamer Verhalten dieser beiden hochfrequenten Übertragungseigenschaften wird in diesem Abschnitt bereits zuvor im Kontext des einfachen Modells erläutert und bestätigt sich auch im erweiterten Modell.

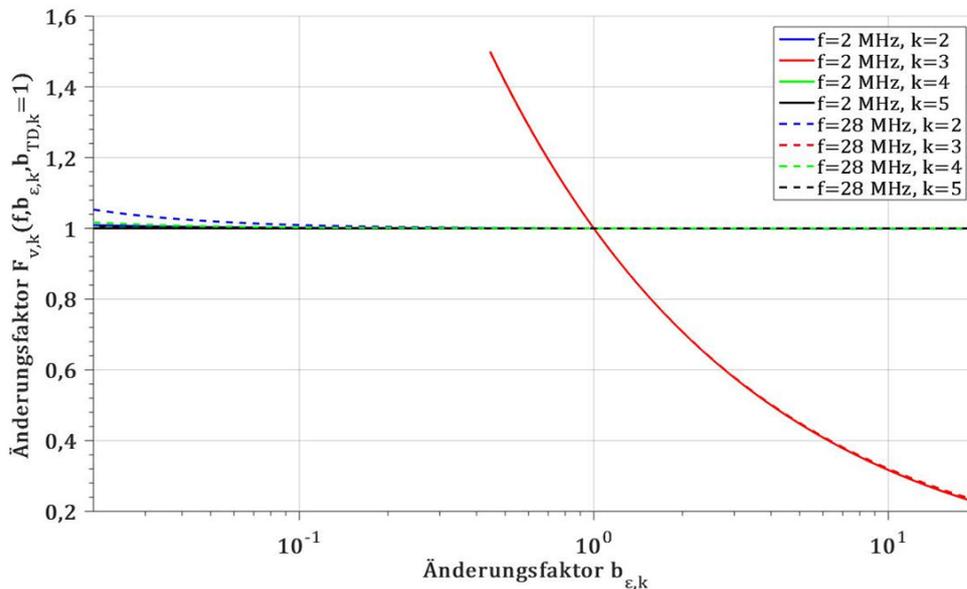
Die nachfolgende Abbildung 2-9 zeigt den Einfluss verschiedener Änderungen der relativen Permittivitäten der einzelnen dielektrischen Schichten auf die Änderung der Dämpfungskonstante des Referenzkabels.



**Abbildung 2-9: Änderung der Dämpfungskonstante des Referenzkabels unter dem Einfluss einer sich ändernden relativen Permittivität der einzelnen dielektrischen Schichten**

Wie in Abbildung 2-9 zu erkennen ist, kann in diesem Fall eine signifikante Änderung der Dämpfungskonstante durch Veränderungen in allen dielektrischen Schichten hervorgerufen werden. Das Ausmaß dieser Änderungen hängt von der betroffenen Schicht und der gewählten Frequenz ab. Anhand der statischen und dynamischen Referenzwerte für die Eigenschaften der einzelnen Schichten ist zu erkennen, dass der wesentliche Unterschied zwischen den halbleitenden Schichten und der Isolierung darin besteht, dass die relativen Permittivitäten und die Verlustfaktoren von den halbleitenden Schichten deutlich höhere und deren Schichtdicken niedrigere Werte als jeweils von der Isolierung aufweisen. Folglich ist die Suszeptanz und die Konduktanz (vgl. Abbildung 2-8) der halbleitenden Schichten deutlich höher. Jegliche Ableitströme im Dielektrikum (dielektrische Verluste) zwischen Innenleiter und Schirm werden daher durch den Admittanzbelag  $\underline{Y}'_3$  der Isolierung begrenzt. Bei bspw. steigender relativer Permittivität  $\epsilon'_{r,3}$  der Isolierung erhöhen sich folglich die Ableitströme im gesamten Dielektrikum, die in den Konduktanzen vor allem der halbleitenden Schichten zu höheren dielektrischen Verlusten führen und damit die Dämpfungskonstante  $\alpha$  des Kabels erhöhen. Die simulierten Veränderungen der Permittivitäten der halbleitenden Schichten wirken sich jedoch wegen der erwähnten deutlichen Größenunterschiede gegensätzlich auf die Dämpfungskonstante aus. Eine verringerte Permittivität einer halbleitenden Schicht führt dazu, dass die Konduktanz des gesamten Dielektrikums, welche vor allem aus den halbleitenden Schichten resultiert, ein höheres Verhältnis zur Suszeptanz des Dielektrikums, die nach [30] fast ausschließlich durch die Isolierung bestimmt wird, aufweist. Dies führt im Weiteren zur Erhöhung der dielektrischen Verluste und damit der Dämpfungskonstante. Obwohl die halbleitenden Schichten für die dielektrischen Verluste im Frequenzbereich der BPL-Kommunikation maßgeblich verantwortlich sind, können somit auch Veränderungen der relativen Permittivität der Isolierung zu deutlichen Änderungen der Dämpfungskonstante des Kabels führen.

In Abbildung 2-10 ist dagegen der Einfluss einer Änderung der relativen Permittivitäten auf die Änderung der Phasengeschwindigkeit dargestellt.



**Abbildung 2-10: Änderung der Phasengeschwindigkeit (respektive Wellenimpedanz) des Referenzkabels unter dem Einfluss einer sich ändernden relativen Permittivität der einzelnen dielektrischen Schichten**

Wie in [30] beschrieben wird, ist durch die dielektrischen Eigenschaften und die hohe Schichtdicke der Isolierung diese fast ausschließlich für die effektive relative Permittivität  $\epsilon'_r$  des gesamten Dielektrikums gemäß Gleichung 2.15 und damit für die Ausprägung der Phasengeschwindigkeit und Wellenimpedanz des Kabels verantwortlich. Dies wird auch in Abbildung 2-10 verdeutlicht. Eine Änderung der Phasengeschwindigkeit respektive Wellenimpedanz ist vor allem auf eine veränderte relative Permittivität der Isolierung zurückzuführen. Die halbleitenden Schichten haben aufgrund ihrer Eigenschaften nur einen geringen Einfluss auf die effektive relative Permittivität  $\epsilon'_r$  des gesamten Dielektrikums und damit auf die Phasengeschwindigkeit. Im Wesentlichen bestätigt sich somit der Zusammenhang, der aus dem einfachen Modell ersichtlich und in Abbildung 2-6 dargestellt ist.

Neben der Änderung der relativen Permittivitäten der einzelnen Schichten im Dielektrikum wird auch eine Veränderung ihrer Verlustfaktoren bei der Sensitivitätsanalyse berücksichtigt. Dazu zeigt Abbildung 2-11 zunächst den Einfluss von Änderungen des Verlustfaktors auf die Dämpfungskonstante.

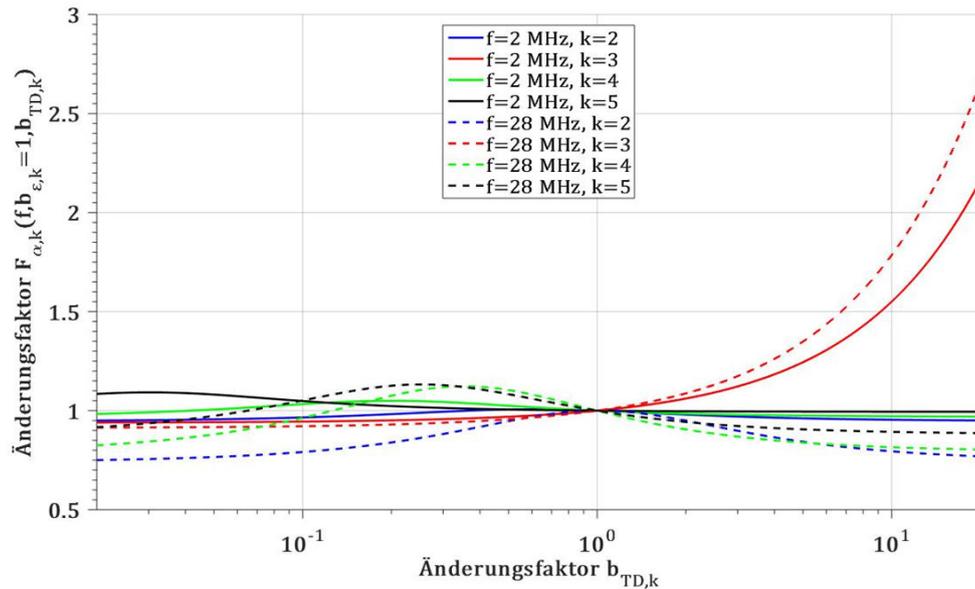


Abbildung 2-11: Änderung der Dämpfungskonstante des Referenzkabels unter dem Einfluss eines sich ändernden Verlustfaktors der einzelnen dielektrischen Schichten

Die Abbildung 2-11 zeigt, dass eine Verlustfaktorerhöhung in der Isolierung den größten Einfluss auf die Dämpfungskonstante eines Kabels hervorbringen kann. Da der Verlustfaktor der Isolierung gegenüber den anderen Schichten deutlich geringer ist (damit Ableitströme begrenzt werden), können sich die dielektrischen Verluste und damit die Dämpfungskonstante bei entsprechenden Änderungen des Verlustfaktors der Isolierung deutlich erhöhen. Eine Änderung des Verlustfaktors der halbleitenden Schicht hat bedingt durch die deutlich von der Isolierung abweichenden dielektrischen Eigenschaften dagegen nur einen vergleichsweise geringen Einfluss. Der Einfluss einer Änderung des Verlustfaktors auf die Änderung der Phasengeschwindigkeit ist in Abbildung 2-12 dargestellt.

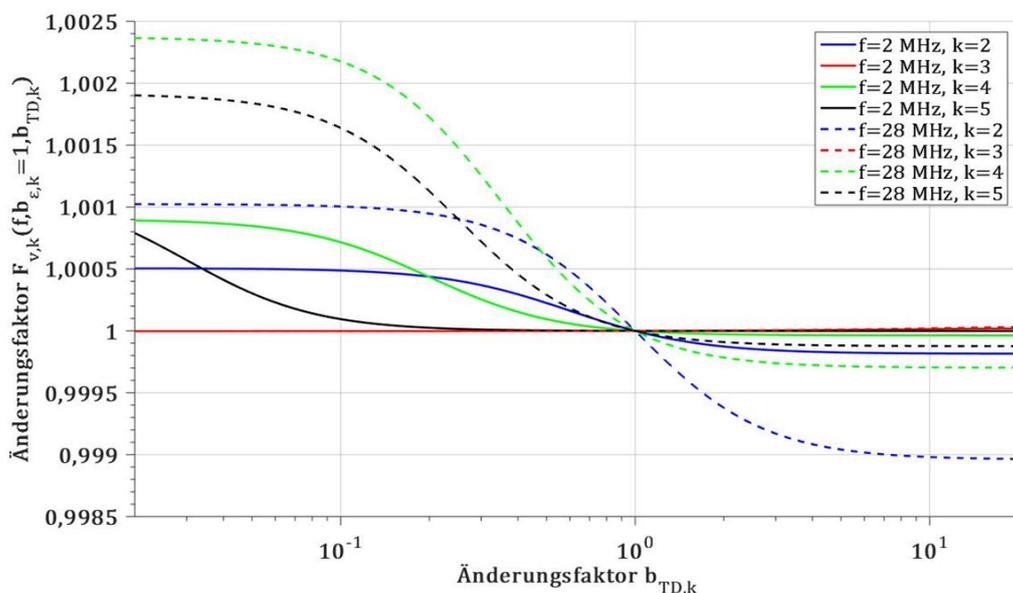


Abbildung 2-12: Änderung der Phasengeschwindigkeit (respektive Wellenimpedanz) des Referenzkabels unter dem Einfluss eines sich ändernden Verlustfaktors der einzelnen dielektrischen Schichten

Während gemäß Abbildung 2-10 die Phasengeschwindigkeit fast ausschließlich durch die Permittivität der Isolierung bestimmt wird, hat der Verlustfaktor der Isolierung nach Abbildung 2-12 den geringsten Einfluss darauf. Jedoch ist der Einfluss durch Veränderungen der Verlustfaktoren auf die Phasengeschwindigkeit insgesamt sehr gering. Dies stimmt näherungsweise mit den Ergebnissen des einfachen Modells überein, bei denen die Phasengeschwindigkeit nicht vom Verlustfaktor des Dielektrikums ( $\tan \delta$ ) abhängt.

Eine potentielle Änderung der dielektrischen Eigenschaften eines Kabelabschnitts durch globale Alterung kann gemäß den gezeigten Simulationen zu einer Erhöhung, aber auch zu einer Verringerung sowohl der Dämpfungskonstante als auch der Phasengeschwindigkeit und der Wellenimpedanz des Kabels führen. Daher bietet sich prinzipiell die Möglichkeit, über die Nutzung dieses Effekts Rückschlüsse auf den Zustand einer Kabelstrecke anhand der BPL-Kommunikation zu ziehen, da die Übertragungsfunktion und damit auch das SNR einer BPL-Verbindung durch veränderte hochfrequente Übertragungseigenschaften beeinflusst werden können. Bei einer Übertragungsfunktion, wie sie in Abschnitt 2.1.1 gemäß Gleichung 2.4 für  $N = 1$  beschrieben ist, würde eine Veränderung der Dämpfungskonstante eines global gealterten Kabelabschnitts somit zu einer Veränderung des SNR (vgl. Gleichung 2.1) am BPL-Empfänger führen. Die Änderung des SNR (in dB) wäre bei konstanter Rauschleistung  $P_R$  proportional zur Länge der gealterten Kabelstrecke, da die Ausbreitungskonstante eine längenbezogene Kenngröße darstellt. Die Phasengeschwindigkeit ist zwar weniger sensitiv, hängt jedoch ebenfalls von den genannten Eigenschaften ab. Die Beobachtung von tendenziellen Veränderungen der Phasengeschwindigkeit eignet sich als Indikator, um Veränderungen der relativen Permittivität der Isolierung aufzuzeigen. Ein Einfluss auf das SNR existiert dabei anhand der beschriebenen Übertragungsfunktion für den speziellen Fall aus Abschnitt 2.1.1 für  $N = 1$  durch die veränderte Phasengeschwindigkeit nicht. Da i. d. R. bei der BPL-Kommunikation insbesondere im NS-Netz für die Übertragungsfunktion Werte von  $N > 1$  vorliegen, kann gemäß Gleichung 2.4 auch eine Änderung der Phasengeschwindigkeit einzelner Kabelabschnitte die Interferenz mehrerer Signalanteile beeinflussen und zu einer Änderung der frequenzabhängigen Dämpfung und des SNR führen.

Da die BPL-Kommunikation den Frequenzbereich zur Zustandserfassung vorgibt, stellt die Frequenzabhängigkeit dieser Kenngrößen, die mit Hilfe der Trägerfrequenzen abgebildet werden, keinen weiteren Freiheitsgrad dar. Da die Materialkenngrößen – insbesondere der halbleitenden Schichten – unterschiedliche Werte annehmen können und die geometrischen Ausmaße und Materialzusammensetzungen ebenfalls variabel sind, sind die ursprünglichen Werte der hochfrequenten Übertragungseigenschaften bereits vom einzelnen Kabel abhängig. Da außerdem diese Eigenschaften i. d. R. unbekannt sind, können lediglich die Änderungen eine valide Aussage über potentielle Zustandsänderungen ermöglichen. Damit geht auch einher, dass, da der konkrete Einfluss von Alterungsmechanismen auf die Änderung der dielektrischen Parameter nicht hinreichend bekannt ist, lediglich eine Tendenz zur Veränderung der Datenübertragungs-

eigenschaften der BPL-Kommunikation, die eine Alterung mit sich bringt, bestimmt werden kann.

### 2.3.2 Lokale Fehlstellen ohne Teilentladungen

Lokale Fehlstellen können aufgrund der Definition in Abschnitt 2.2.2 mit einer lokalen Veränderung der Geometrie oder der Materialkenngrößen des Dielektrikums einhergehen. Für die Simulation des Einflusses lokaler Fehlstellen ohne TE auf die BPL-Kommunikation werden diese folglich – wie in Abschnitt 2.1.1 beschrieben – als Diskontinuitäten eines homogenen Kabels modelliert. Dazu sei ein homogener Kabelabschnitt ohne Fehlstelle mit der Wellenimpedanz  $Z$ , der Phasengeschwindigkeit  $v$  und der Dämpfungskonstante  $\alpha$  gegeben. Eine lokale Fehlstelle mit dem Index  $i$  stellt ein sehr kurzes, darin eingebettetes, ebenfalls homogenes Kabelstück der Länge  $l_i$  mit einer abweichenden Wellenimpedanz  $Z_i$  und einer ggf. abweichenden Phasengeschwindigkeit  $v_i$  dar. Die Dämpfungskonstante dieses kurzen Kabelstücks wird zu  $\alpha_i$  gesetzt. Als Randbedingung gilt zudem, dass im Bereich der lokalen Fehlstelle der Leiter und der Schirm weder unterbrochen noch kurzgeschlossen sind. Bei einer Zustandserfassung einer Kabelstrecke vor ihrem Ausfall ist diese Randbedingung prinzipiell erfüllt. Das beschriebene Modell ist in Abbildung 2-13 dargestellt.

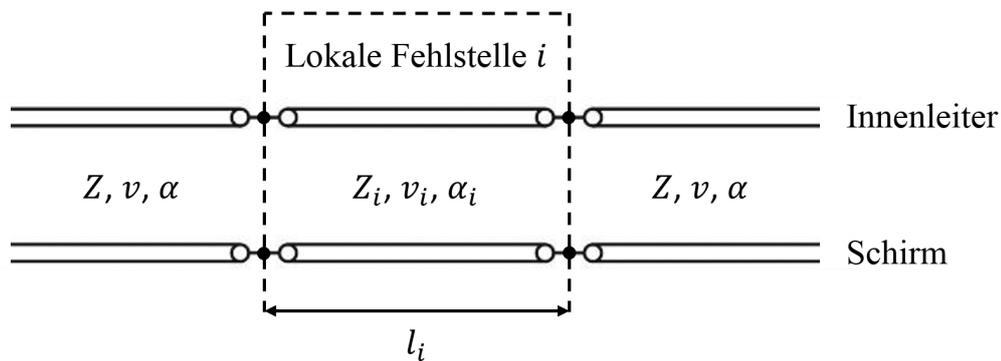


Abbildung 2-13: Modellierung einer lokalen Fehlstelle als eingebettetes kurzes Kabelstück mit abweichenden Merkmalen

Durch die Einbringung der lokalen Fehlstelle  $i$  in Form eines Kabelstücks mit abweichender Wellenimpedanz  $Z_i$  ist der gesamte Kabelabschnitt nicht mehr ganzheitlich homogen. Die Folge sind an dieser Stelle verursachte Reflexionen und damit einhergehend eine verringerte Transmission (siehe Abschnitt 2.1.1).

Die lokale Fehlstelle stellt als kurzes Kabelstück einen eingebetteten Vierpol dar. Darauf basierend kann für Simulationen der Transmission und der Reflexion durch bzw. an einer Fehlstelle die S-Parameterdarstellung verwendet werden. Nach [71] können die S-Parameter für diese Anordnung gemäß den folgenden Gleichungen 2.22 und 2.23 dargestellt werden.

$$\underline{S}_{21,i} = \frac{2Z_i \cdot Z}{2Z_i \cdot Z \cosh\left(\alpha_i \cdot l_i + \frac{j\omega}{v_i} l_i\right) + (Z_i^2 + Z^2) \sinh\left(\alpha_i \cdot l_i + \frac{j\omega}{v_i} l_i\right)} \quad (2.22)$$

$$\underline{S}_{11,i} = \frac{(Z_i^2 - Z^2) \sinh\left(\alpha_i \cdot l_i + \frac{j\omega}{v_i} l_i\right)}{2Z_i \cdot Z \cosh\left(\alpha_i \cdot l_i + \frac{j\omega}{v_i} l_i\right) + (Z_i^2 + Z^2) \sinh\left(\alpha_i \cdot l_i + \frac{j\omega}{v_i} l_i\right)} \quad (2.23)$$

Dabei stellen  $\underline{S}_{21,i}$  den Vorwärts-Transmissionsfaktor und  $\underline{S}_{11,i}$  den Eingangs- Reflexionsfaktor einer Fehlstelle  $i$  dar. Da dieser Vierpol lediglich ein Kabelstück darstellt, weist er vollständige Symmetrie auf [71]. Die S-Parameter dieses Kabelstücks hängen folglich nur von der Frequenz, von den Eigenschaften der Fehlstelle nach Abbildung 2-13 sowie von der Wellenimpedanz  $Z$  des übrigen Kabelabschnitts ab. Damit sich Reflexionen zu  $\underline{S}_{11,i} \neq 0$  ausprägen, muss die Wellenimpedanz einer lokalen Fehlstelle sich zu  $Z_i \neq Z$  verändern und das kurze Kabelstück eine Länge  $l_i > 0$  aufweisen. Daher gilt die Annahme gemäß folgender Gleichung 2.24 [60].

$$Z_i = b_i \cdot Z \quad \text{mit } b_i \in \mathbb{R}^{>0} \quad (2.24)$$

Unter Verwendung des Änderungsfaktors  $b_i$  folgen aus den Gleichungen 2.22 bis 2.24 die Gleichungen 2.25 und 2.26.

$$\underline{S}_{21,i} = \frac{2b_i}{2b_i \cosh\left(\alpha_i \cdot l_i + \frac{j\omega}{v_i} l_i\right) + (b_i^2 + 1) \sinh\left(\alpha_i \cdot l_i + \frac{j\omega}{v_i} l_i\right)} \quad (2.25)$$

$$\underline{S}_{11,i} = \frac{(b_i^2 - 1) \sinh\left(\alpha_i \cdot l_i + \frac{j\omega}{v_i} l_i\right)}{2b_i \cosh\left(\alpha_i \cdot l_i + \frac{j\omega}{v_i} l_i\right) + (b_i^2 + 1) \sinh\left(\alpha_i \cdot l_i + \frac{j\omega}{v_i} l_i\right)} \quad (2.26)$$

Da bei der BPL-Kommunikation insbesondere die Transmission der Signale zum Empfänger relevant ist, wird die Reflexion nicht weiter betrachtet. Für jedes kurze Kabelstück gilt für den allgemeinen Vorwärts-Transmissionsfaktor stets  $\underline{S}_{21} \neq 1$ . Um den Einfluss auf die Transmission, der durch die Existenz einer Fehlstelle mit  $b_i \neq 1$  verursacht wird, zu ermitteln, muss der alleinige Einfluss der Fehlstelle auf die Werte des Transmissionsfaktors  $\underline{S}_{21,i}$  isoliert werden, indem seine Änderung gegenüber dem Transmissionsfaktor  $\underline{S}_{21}$  des gleichen kurzen Kabelstücks, wenn keine lokale Fehlstelle existiert, untersucht wird. Daher werden zusätzlich zum Transmissionsfaktor  $\underline{S}_{21,i}$  einer Fehlstelle auch die ohne Fehlstelle vorhandene Dämpfung  $|\underline{S}_{21}|^2$  und Phasendrehung  $\arg(\underline{S}_{21})$  des kurzen Kabelstücks hinzugezogen, um die durch die Existenz der lokalen Fehlstelle zusätzlich hervorgerufene Dämpfung  $A_i$  (in dB) und die zusätzlich hervorgerufene Phasendrehung  $\varphi_i$  korrekt zu bestimmen. Diese werden folglich über die Gleichungen 2.27 und 2.28 berechnet.

$$A_i = 20 \cdot \log_{10} |\underline{S}_{21,i}| - 20 \cdot \log_{10} |\underline{S}_{21}| \quad (2.27)$$

$$\varphi_i = \arg(\underline{S}_{21,i}) - \arg(\underline{S}_{21}) \quad (2.28)$$

Gemäß Gleichung 2.3 ist eine Änderung der Wellenimpedanz im Allgemeinen durch Veränderungen des Kapazitäts- oder Induktivitätsbelags eines Kabels zu begründen. Für die Simulationen werden drei verschiedene Fehlstellenarten modelliert, weshalb im Folgenden eine Fallunterscheidung vorgenommen werden muss.

Eine Möglichkeit zur fehlerstellenbedingten Änderung der Wellenimpedanz sowie des Kapazitäts- und des Induktivitätsbelags stellen geometrische Änderungen dar, denn bei einer coaxialen Anordnung gelten  $Z \sim \ln(r_5/r_1)$  sowie  $L' \sim \ln(r_5/r_1)$  und  $C' \sim 1/\ln(r_5/r_1)$  bei hohen Frequenzen gemäß [50, 67]. Dazu sei angenommen, dass sich der Radius  $r_1$  des Innenleiters durch geometrische Veränderungen des Dielektrikums nicht verändert, da der Innenleiter in geringerem Maße komprimierbar ist als das Dielektrikum. Eine Quetschung oder Schwellung kann daher als Kontraktion bzw. Dilatation der Dicke  $x$  des Dielektrikums angenommen werden, wobei auf Basis des Referenzkabels  $x = r_5 - r_1$  gilt. Eine geometrische Veränderung wird mit einer abweichenden Dicke  $x_i$  dargestellt. Auf dieser Basis und unter Berücksichtigung von Gleichung 2.24 gilt folgende Gleichung 2.29 für die Modellierung einer geometrischen Änderung.

$$b_i = \frac{\ln\left(1 + \frac{x_i}{r_1}\right)}{\ln\left(1 + \frac{x}{r_1}\right)} \quad (2.29)$$

Die Phasengeschwindigkeit wird gemäß Gleichung 2.11 als unabhängig von der Geometrie angenommen, sodass im fehlerstellenbehafteten Kabelstück diese unverändert bleibt. Für die dortige Phasengeschwindigkeit  $v_i$  gilt daher Gleichung 2.30.

$$v_i = v \quad (2.30)$$

Im zweiten Fall werden lokale Fehlstellen betrachtet, die auf Veränderungen der effektiven relativen Permittivität  $\epsilon_r'$  des Dielektrikums zu  $\epsilon_{r,i}'$  zurückgeführt werden und eine Veränderung des Kapazitätsbelags  $C' \sim \epsilon_{r,i}'$  verursachen. Dies führt sowohl zu einer Änderung der Wellenimpedanz  $Z \sim 1/\sqrt{\epsilon_{r,i}'}$  als auch der Phasengeschwindigkeit  $v \sim 1/\sqrt{\epsilon_{r,i}'}$  gemäß den folgenden Gleichungen 2.31 und 2.32.

$$b_i = \sqrt{\frac{\epsilon_r'}{\epsilon_{r,i}'}} \quad (2.31)$$

$$v_i = b_i \cdot v \quad (2.32)$$

Als dritter Fall sind lokale Fehlstellen zu nennen, die zu Veränderungen der Permeabilitätszahl  $\mu_r$  des Dielektrikums zu  $\mu_{r,i}$  führen. Daraus resultiert eine Änderung des Induktivitätsbelags  $L' \sim \mu_{r,i}$ , wodurch ebenfalls sowohl die Wellenimpedanz  $Z \sim \sqrt{\mu_{r,i}}$  als auch die Phasengeschwindigkeit  $v \sim (1/\sqrt{\mu_{r,i}})$  beeinflusst werden, wie die Gleichungen 2.33 und 2.34 zeigen. Dieser Fall

ist jedoch eher von theoretischer Bedeutung, da lediglich ferromagnetische Materialien eine deutlich von  $\mu_r = 1$  abweichende Permeabilitätszahl (vgl. Abschnitt 2.3.1) aufweisen.

$$b_i = \sqrt{\frac{\mu_{r,i}}{\mu_r}} \quad (2.33)$$

$$v_i = \frac{v}{b_i} \quad (2.34)$$

Die Simulation der drei Arten lokaler Fehlstellen ohne TE basiert auf einem Kabel mit den geometrischen Ausmaßen des Referenzkabels aus Abschnitt 2.3.1, sodass  $x = 4,6$  mm und  $r_1 = 7,1$  mm gesetzt werden. Die Phasengeschwindigkeit  $v$  ist näherungsweise frequenzunabhängig und lässt sich gemäß den Eigenschaften des Referenzkabels und den Gleichungen 2.2 und 2.11 bis 2.14 zu  $v = 166$  m/ $\mu$ s bestimmen. Die effektive relative Permittivität des Kabeldielektrikums beträgt  $\epsilon_r' = 3,24$  gemäß Gleichung 2.15 und für die Permeabilitätszahl des Dielektrikums gilt weiterhin  $\mu_r = 1$ . Die Dämpfungskonstante innerhalb der jeweiligen Fehlstellen kann bei sehr kurzen Kabelstücken, die die lokalen Fehlstellen im Modell darstellen sollen, vernachlässigt werden und wird zu  $\alpha_i = 0$  gesetzt. Das Kabelstück der lokalen Fehlstelle ist daher bei den folgenden Simulationen als verlustlos angenommen. Anhand der Gleichungen 2.25 und 2.26 kann ermittelt werden, dass der Transmissionsfaktor  $\underline{S}_{21,i}$  vom Produkt  $\omega \cdot l_i$  abhängig ist. Deshalb werden die Simulationen für  $f = 28$  MHz dargestellt, da der Einfluss durch lokale Fehlstellen in Form sehr kurzer Kabelstücke auf den Transmissionsfaktor dann am größten ist. Die Abbildung 2-14 zeigt das Simulationsergebnis für die zusätzliche Dämpfung  $A_i$  bei einer geometrischen Fehlstelle als Farbkodierung und Ortskurven abhängig von der Dicke  $x_i$  und der Länge  $l_i$  bis zu einer Viertelwellenlänge eines BPL-Signals (hier beträgt diese ca.  $v/(4f) = 1,48$  m).

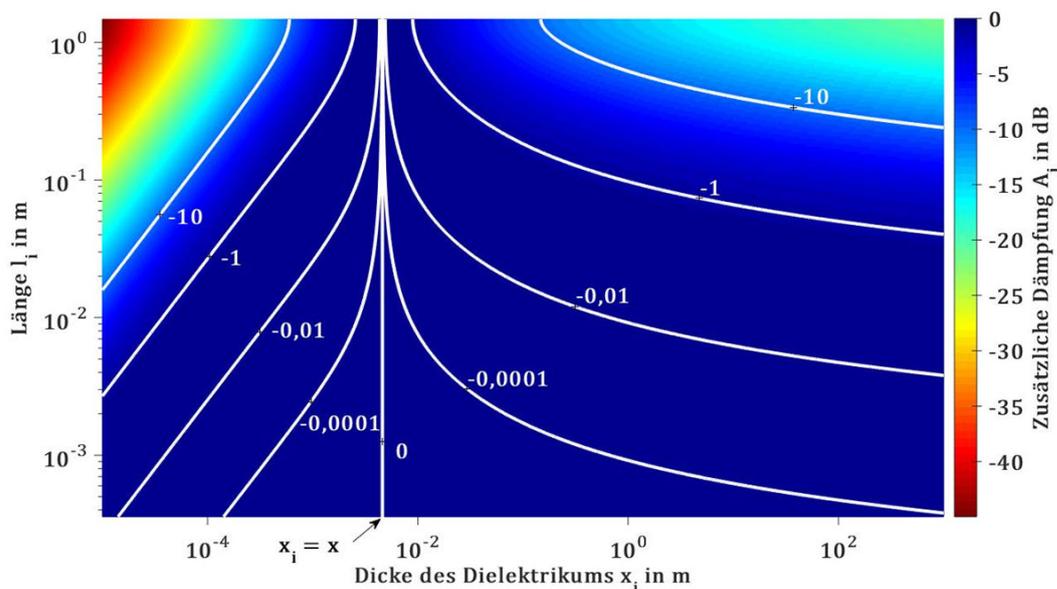
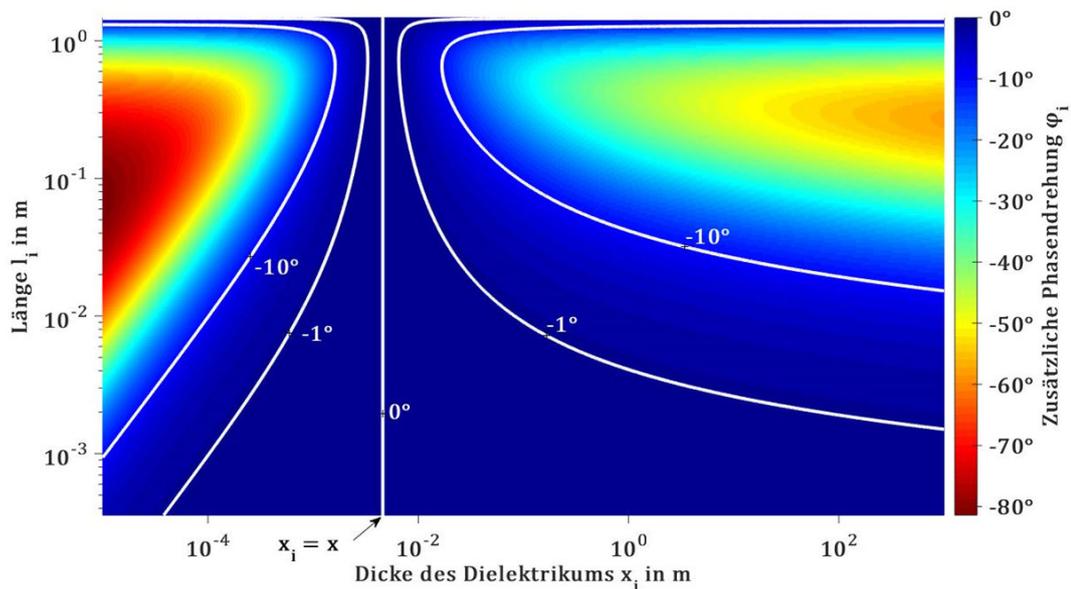


Abbildung 2-14: Simulation der zusätzlichen Dämpfung einer lokalen Fehlstelle, die eine Änderung der Dicke des Dielektrikums darstellt

Je stärker die Dicke  $x_i$  vom ursprünglichen Wert  $x$  abweicht sowie je größer die Länge  $l_i$  ist, desto höher wird die zusätzliche Dämpfung  $A_i$ . Diese steigt bis zu einem Maximalwert, der bei der Viertelwellenlänge erreicht wird, weil die destruktive Interferenz durch die Mehrfachreflexionen am Eingang und Ausgang der als kurzes Kabelstück (Vierpol) modellierten lokalen Fehlstelle maximal wird. Diese steigt bei geringen Werten der betroffenen Länge  $l_i$  und geringen geometrischen Veränderungen jedoch nur langsam an. Da die Länge und die Frequenz als Produkt in die Gleichung 2.25 eingehen, ist ersichtlich, dass bei kleineren Frequenzen größere Längen notwendig sind, um dieselben Werte der zusätzlichen Dämpfung  $A_i$  bei derselben Fehlstelle  $i$  zu erreichen. Da der Parameter  $x_i$  in realistischen Fehlstellen nur geringfügig vom Wert von  $x$  (z. B. durch eine Quetschung oder Schwellung) abweicht und dabei eine geringe Längenausdehnung  $l_i$  in der Größenordnung von wenigen Milli- oder Zentimetern angenommen werden kann, zeigen die Simulationsergebnisse selbst bei einer Frequenz von  $f = 28$  MHz keine signifikanten Werte für die zusätzliche Dämpfung ( $A_i \approx 0$  dB). Sie sind im dunkelblauen Bereich (siehe Abbildung 2-14) extrem niedriger Dämpfung einzuordnen. Durch die gewählte Skalierung der Simulationsergebnisse wird verdeutlicht, wie unrealistisch stark eine lokale Fehlstelle ausgeprägt (d. h. hier eine extreme Quetschung über eine verhältnismäßig sehr große Länge) sein müsste, um einen nennenswerten Einfluss auf die Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation in Form einer zusätzlichen Dämpfung hervorzurufen.

Die folgende Abbildung 2-15 zeigt das zugehörige Simulationsergebnis unter gleichen Bedingungen für die hervorgerufene zusätzliche Phasendrehung  $\varphi_i$  analog zu Abbildung 2-14.



**Abbildung 2-15: Simulation der zusätzlichen Phasendrehung einer lokalen Fehlstelle, die eine Änderung der Dicke des Dielektrikums darstellt**

Für  $x_i = x$  stellt sich demnach keine zusätzliche Phasendrehung ein und es gilt  $\varphi_i = 0^\circ$ . Auch hier zeichnet sich die gleiche Tendenz wie bei der zusätzlichen Dämpfung  $A_i$  ab, sodass sich

selbst bei maximaler BPL-Frequenz und bei realistischen Ausprägungen von  $x_i$  und  $l_i$  nur sehr niedrige Werte für die zusätzliche Phasendrehung  $\varphi_i$  ergeben.

Die Abbildung 2-16 zeigt das Ergebnis der Simulation für eine Fehlstelle  $i$  mit veränderter Permittivität  $\varepsilon'_{r,i}$  – was bspw. auf das Eindringen von Wasser mit einer hohen Permittivität zurückgeführt werden kann – als Einfluss auf die zusätzliche Dämpfung  $A_i$ .

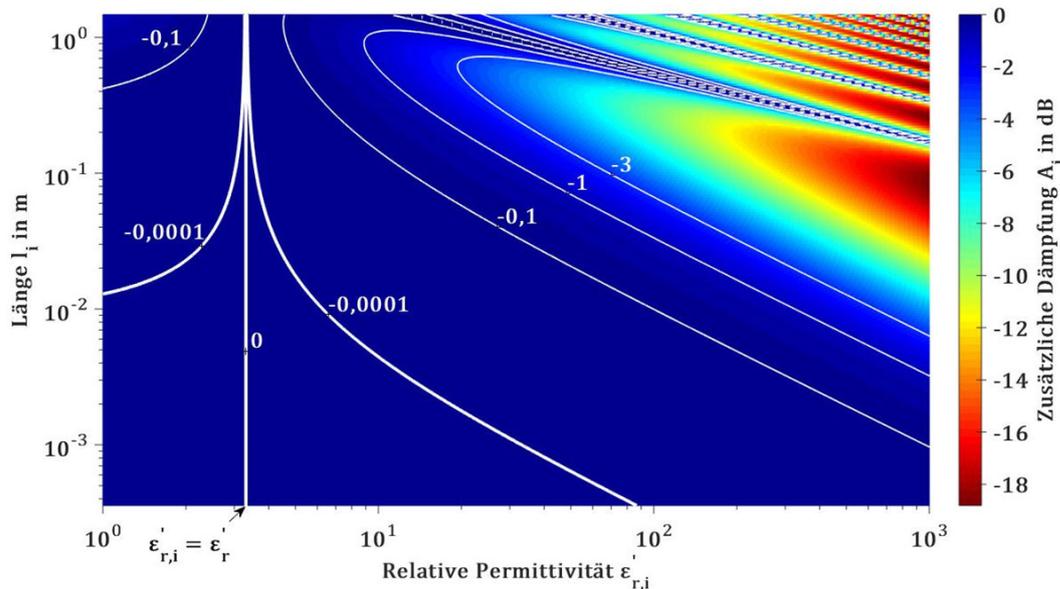


Abbildung 2-16: Simulation der zusätzlichen Dämpfung einer lokalen Fehlstelle, die eine Änderung der relativen Permittivität des Dielektrikums darstellt

Wie in Abbildung 2-16 zu erkennen ist, ergibt sich nur für  $\varepsilon'_{r,i} \neq \varepsilon'_r$  eine zusätzliche Dämpfung von  $A_i < 0$  dB. Dadurch, dass durch die veränderte Permittivität neben der Wellenimpedanz auch die Phasengeschwindigkeit des fehlerstellenbehafteten Kabelstücks verändert wird, ergibt sich bei dieser Fehlstelle eine zwar qualitativ andere Darstellung. Die Tendenz zu nur sehr geringen Einflüssen lokaler Fehlstellen dieser Kategorie auf die Dämpfung ist jedoch mit dem ebenfalls geringen Einfluss geometrischer Fehlstellen vergleichbar. Nur durch extreme Kontamination mit dielektrischem Material hoher Permittivität über eine verhältnismäßig große Länge sind in diesem Fall signifikante Dämpfungswerte zu erwarten. Sofern auf großer Länge eine Kontamination des Dielektrikums – bspw. durch einen über eine größere Kabellänge oder sogar kompletten Kabelabschnitt ausgedehnten Wassereindrang – eintritt, kann dies jedoch aufgrund der räumlichen Ausdehnung nicht mehr als lokale Fehlstelle bezeichnet werden. Die entsprechende Modellierung und die Untersuchung der Einflüsse auf die hochfrequenten Übertragungseigenschaften eines Kabels sind dann eher im Bereich der globalen Alterung in Abschnitt 2.3.1 einzuordnen.

Die Abbildung 2-17 zeigt die den Fehlstellen mit veränderter Permittivität zugehörige zusätzliche Phasendrehung  $\varphi_i$ .

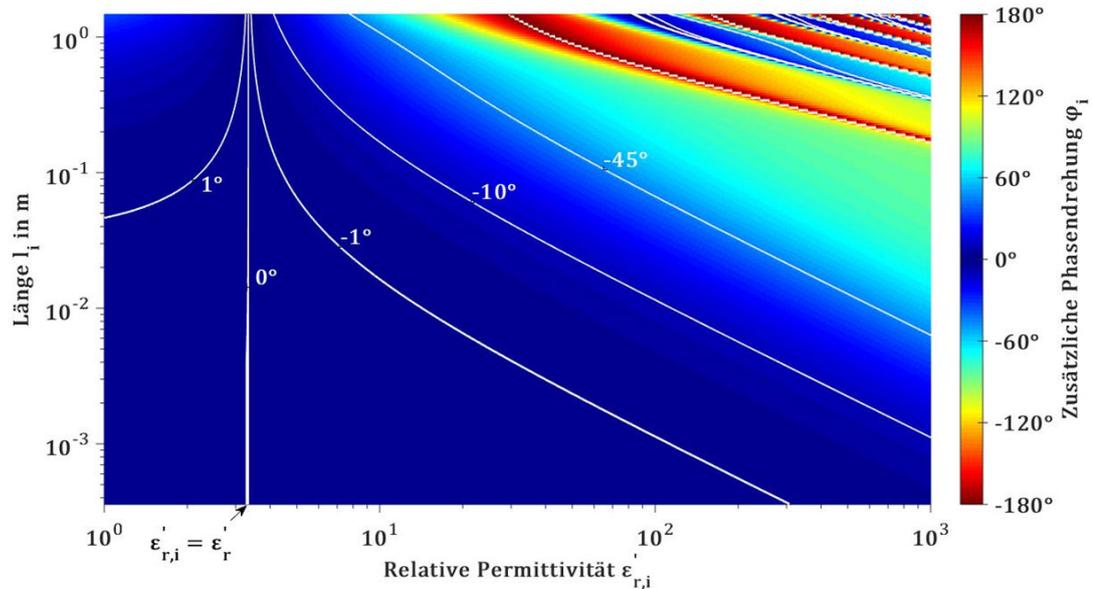


Abbildung 2-17: Simulation der zusätzlichen Phasendrehung einer lokalen Fehlstelle, die eine Änderung der relativen Permittivität des Dielektrikums darstellt

Auch die hervorgerufene zusätzliche Phasendrehung von lokalen Fehlstellen mit dielektrischen Änderungen ist in den für lokale Fehlstellen relevanten räumlichen Ausdehnungen von  $l_i$  vernachlässigbar, wie Abbildung 2-17 zeigt. Ähnlich wie bei der verursachten zusätzlichen Dämpfung ist die qualitative Darstellung anders als bei geometrischen Fehlstellen, weil sich die Phasengeschwindigkeit innerhalb des kurzen Kabelstücks (d. h. in der lokalen Fehlstelle) ebenfalls ändert.

Da – wie in diesem Abschnitt bereits erwähnt – lediglich ferromagnetische Materialien eine deutlich von  $\mu_r = 1$  abweichende Permeabilitätszahl aufweisen, ist eine Fehlstelle mit veränderter Permeabilität des Dielektrikums nur von theoretischer Relevanz, sodass an dieser Stelle auf eine Darstellung der zugehörigen Ergebnisse verzichtet und auf den Anhang (siehe Abschnitt 10.1) verwiesen wird.

Anhand der Simulationsergebnisse kann gezeigt werden, dass auf Basis dieses Modells und unter den genannten Bedingungen die zusätzliche Dämpfung von BPL-Signalen und damit der Einfluss auf das SNR bei realistischen lokalen Fehlstellen ohne TE sehr gering ist. Die dabei hervorgerufene zusätzliche Phasendrehung des Signals ist ebenfalls als zu gering einzustufen. Dabei müssen die geringe Längenausdehnung realistischer Fehlstellen sowie geringe Abweichungen des Änderungsfaktors der Wellenimpedanz, für den  $b_i \approx 1$  anzunehmen ist, berücksichtigt werden. Die Ausprägung von Reflexionen und die damit verbundene zusätzliche Dämpfung und Phasendrehung werden durch die Art, Form und Ausprägung der lokalen Fehlstelle bestimmt, welche in diesem Modell nur vereinfacht bzw. idealisiert beschrieben werden. Die größte Wahrscheinlichkeit eines signifikanten Einflusses besteht bei maximaler BPL-Frequenz ( $f = 28$  MHz). Aufgrund dieser Simulation ist jedoch davon auszugehen, dass lokale Fehlstellen

ohne TE die notwendige Bedingung für eine Erfassung über die Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation nicht hinreichend erfüllen.

Bei unterbrochenen Innenleitern (offenes Ende) ergeben sich ebenso wie bei einem sehr niederohmigen bzw. satten Kurzschluss zwischen Innenleiter und Schirm dagegen nahezu Totalreflexionen an der Fehlstelle, die in der Leitungstheorie triviale Fälle darstellen. Dabei wäre die BPL-Kommunikation deutlich beeinflusst, da bei idealen Totalreflexionen aufgrund eines Kurzschlusses oder eines offenen Endes für die Vorwärtstransmission der Fehlstelle  $S_{21,i} = 0$  gilt. Solche Fehlstellen bedeuten jedoch auch, dass die betroffene Kabelstrecke bereits ausgefallen und eine Zustandserfassung als präventive, ausfallvorbeugende Maßnahme nicht mehr möglich ist. Da dieser Fall von geringerem Interesse für das Asset-Management ist, wird er hier nicht untersucht.

Lokale Fehlstellen können der Ursprung von TE sein (wie in Abschnitt 2.2.2 beschrieben), sodass TE-behaftete Fehlstellen separat betrachtet und im folgenden Abschnitt 2.3.3 modelliert werden.

### 2.3.3 Lokale Fehlstellen mit Teilentladungen

Da die wesentlichen Eigenschaften von TE bekannt sind, werden sie im Folgenden verwendet, um den Einfluss der TE auf die Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation als zusätzliches Rauschen zu modellieren. Gemäß [72] kann der zeitliche Verlauf der Stromstärke eines einzelnen TE-Impulses mit der Ladung  $q$  gemäß folgender Gleichung 2.35 beschrieben werden.

$$i_{\text{TE}}(t) = \begin{cases} 0 & \text{für } t < 0 \\ \frac{q}{\tau_2 - \tau_1} \left( e^{\frac{-t}{\tau_2}} - e^{\frac{-t}{\tau_1}} \right) & \text{für } t \geq 0 \text{ mit } \tau_2 > \tau_1 \end{cases} \quad (2.35)$$

TE haben gemäß Gleichung 2.35 den Charakter schneller Stromimpulse, die eine Anstiegszeit von wenigen Nanosekunden und eine deutlich höhere Rückenhalbwertszeit aufweisen, was durch die Superposition zweier Exponentialfunktionen mit den Zeitkonstanten  $\tau_1$  bzw.  $\tau_2$  beschrieben wird [72]. Der genaue Zeitverlauf hängt dabei auch vom umgebenden Material ab, sodass z. B. in Isolieröl die Entladevorgänge im Bereich von mehreren hundert Nanosekunden deutlich langsamer ablaufen als in Luft [13, 45]. Die Abbildung 2-18 zeigt den Zeitverlauf exemplarischer TE-Impulse nach Gleichung 2.35, normiert auf die jeweils maximale Amplitude eines Impulses ( $i_{\text{TE,max}}$ ).

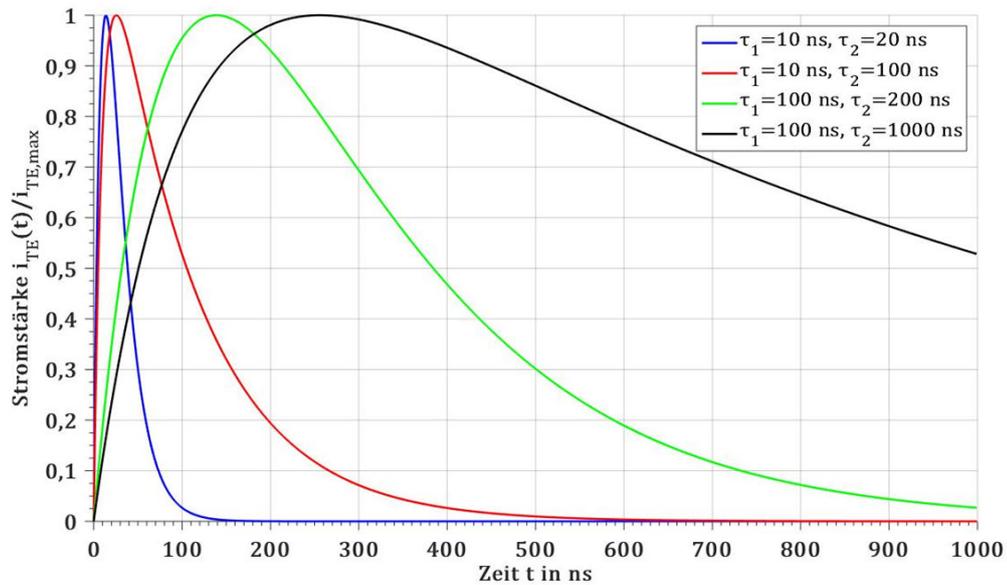


Abbildung 2-18: Zeitverlauf der Stromstärke exemplarischer TE-Impulse

Über die Fourier-Transformation lässt sich das kontinuierliche (zweiseitige) Frequenzspektrum  $I_{TE}(f)$  des Stroms  $i_{TE}(t)$  zu Gleichung 2.36 bestimmen.

$$I_{TE}(f) = \frac{q}{\tau_2 - \tau_1} \left( \frac{1}{\left(\frac{1}{\tau_2} + j2\pi f\right)} - \frac{1}{\left(\frac{1}{\tau_1} + j2\pi f\right)} \right) \quad (2.36)$$

Das entsprechende Amplitudenspektrum  $|I_{TE}|$  eines TE-Impulses hängt nach Gleichung 2.36 ebenfalls von seiner TE-Ladung und seinem Zeitverlauf ( $\tau_1$  und  $\tau_2$ ) ab. Die zu Abbildung 2-18 zugehörigen Amplitudenspektren sind in Abbildung 2-19 dargestellt.

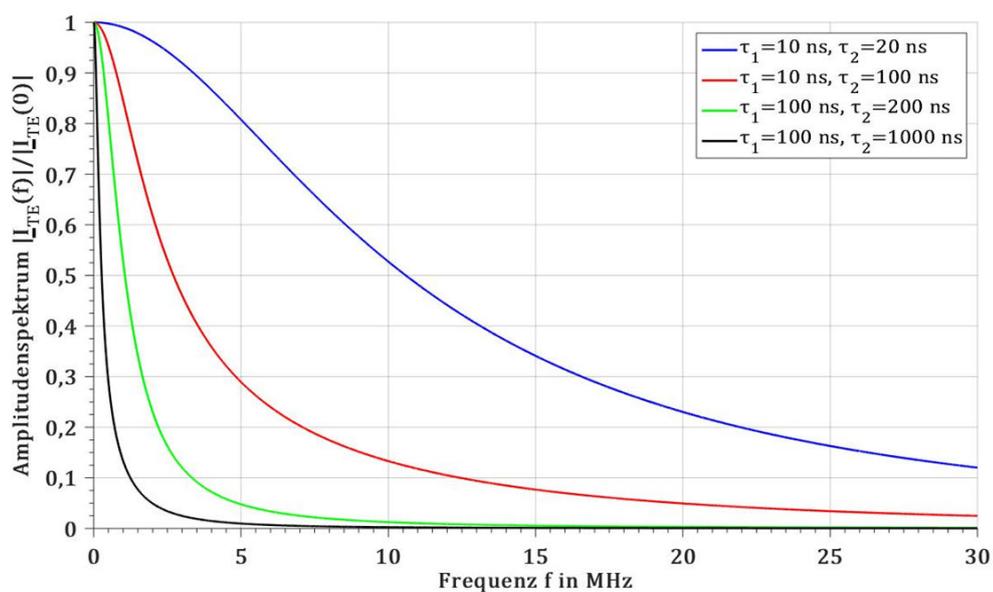


Abbildung 2-19: Amplitudenspektren der Stromstärke exemplarischer TE-Impulse

Das Amplitudenspektrum  $|L_{TE}|$  verliert zwar grundsätzlich mit steigender Frequenz  $f$  an Intensität, weist aber dennoch häufig nennenswerte Anteile vor allem im unteren BPL-Frequenzbereich ( $f = 2$  MHz) auf. Deshalb findet die konventionelle Messung von TE nach DIN EN 60270 (siehe [64]) bei niedrigen Frequenzen im kHz-Bereich statt [45, 64].

Sofern ein empfangenes OFDM-Symbol von einem TE-Impuls überlagert wird, wird die Energie des Impulses bedingt durch die FFT am BPL-Empfänger gemäß seinem Spektrum auf die einzelnen Träger aufgeteilt. Dies ist auch bei der Modellierung des Einflusses von impulsivem Rauschen auf die Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation bekannt [57]. Somit wird der Einfluss der TE auf die einzelnen Träger der BPL-Kommunikation separat betrachtet. Dazu wird zunächst die Energie eines TE-Impulses im Bereich eines Trägers bestimmt. Aus dem (zweiseitigen) Amplitudenspektrum  $|L_{TE}(f)|$  der Stromstärke eines TE-Impulses kann das (einseitige) Energiedichtespektrum  $2 \cdot |L_{TE}(f)|^2$  bestimmt werden. Darauf basierend kann die Energie  $E_{TE,c}$  des TE-Impulses im Frequenzbereich eines Trägers  $c$  berechnet werden, indem das Energiedichtespektrum über den Frequenzbereich eines entsprechenden Trägers integriert wird. Aufgrund der geringen Kanalbandbreite  $B_c$  eines Trägers wird das Amplitudenspektrum bzw. Energiedichtespektrum eines TE-Impulses innerhalb eines jeden Trägers als konstant angenommen. Darüber hinaus wird angenommen, dass ein TE-Impuls nach der Entstehung gemäß der Leitungstheorie entlang einer Kabelstrecke zum Empfänger propagiert, sodass dessen Stromstärke und Spannung gemäß [50] über die Wellenimpedanz  $Z$  des Kabelabschnitts, in dem die TE entstehen, gekoppelt sind. Daher gilt folgende Gleichung 2.37.

$$E_{TE,c} = 2 \cdot |L_{TE}(f_c)|^2 \cdot Z \cdot B_c \quad (2.37)$$

Ein neben der Ladung weiteres wichtiges Merkmal für die Quantifizierung der Energie, welche in der Fehlstelle in Form von Erosion umgesetzt wird, ist die Impulshäufigkeit  $\lambda$  (in  $s^{-1}$ ) [12]. Während ein einzelner TE-Impuls ein Energiesignal darstellt und dabei nicht zu einer anhaltenden Beeinflussung einer BPL-Kommunikation führen kann, ist eine dauerhafte Folge von TE-Impulsen als Leistungssignal anzusehen. Diese Impulsfolge von TE kann daher als zusätzliches, impulsives Rauschen aufgefasst werden. Zudem gilt gemäß [73] die Gleichung 2.1 auch für das  $SNR_c$  eines einzelnen Trägers  $c$  an einem BPL-Empfänger. Das Rauschen in einem Träger mit der Leistung  $P_{R,c}$  wird nun als Überlagerung des dortigen Grundrauschens der Leistung  $P_{GR,c}$ , welches als Summe der Rauschkategorien in Abschnitt 2.1.1 anzusehen ist, und der Leistung durch TE, die als  $P_{TE,c}$  bezeichnet wird, aufgefasst. Somit gilt folgende Gleichung 2.38 auf Basis von Gleichung 2.1.

$$SNR_c = \frac{P_{RX,c}}{P_{R,c}} = \frac{P_{RX,c}}{P_{GR,c} + P_{TE,c}} = \frac{P_{RX,c}}{P_{GR,c} \left(1 + \frac{P_{TE,c}}{P_{GR,c}}\right)} \quad (2.38)$$

Gemäß Gleichung 2.38 beeinflussen TE das SNR eines Trägers damit nur dann nennenswert, wenn die Leistung durch TE mindestens in derselben Größenordnung wie der des Grundrauschens liegt. Falls für die Leistung durch TE  $P_{TE,c} \ll P_{GR,c}$  gilt, gilt für das Rauschen  $P_{R,c} \approx P_{GR,c}$  und das SNR bleibt nahezu unbeeinflusst. Diese Tatsache betrifft auch die konventionelle TE-Diagnostik, weil auch dort nur TE problemlos erfasst werden können, die sich auch bei überlagertem Grundrauschen, insbesondere außerhalb geschirmter Umgebungen wie bei Vor-Ort-Messungen, identifizieren lassen [12]. Sowohl für eine potentielle Erfassung mit Hilfe der BPL-Kommunikation als auch für die konventionelle TE-Diagnostik gilt daher der Grundsatz, dass die Detektionsfähigkeit vom Grundrauschen am Empfänger bzw. am Messgerät abhängig ist. Daher wird – ähnlich wie in [57] bei der Berücksichtigung von impulsivem Rauschen – das Verhältnis der Leistungen von TE und Grundrauschen eingeführt. Sofern TE auftreten, können diese – abhängig von ihrer Leistung und der Leistung des Grundrauschens – einen SNR-Verlust am BPL-Empfänger mit sich führen. Je höher die Leistung der TE gegenüber derjenigen des Grundrauschens ist, desto gravierender ist dieser SNR-Verlust  $\rho_{TE,c}$ , der in folgender Gleichung 2.39 beschrieben wird.

$$\rho_{TE,c} = \frac{1}{1 + \frac{P_{TE,c}}{P_{GR,c}}} \quad (2.39)$$

Im Folgenden wird angenommen, dass jedes OFDM-Symbol der Symboldauer  $T_s = 40,96 \mu\text{s}$  gemäß Abschnitt 2.1.3 durch maximal einen TE-Impuls überlagert ist. Je höher die Energie eines TE-Impulses im Bereich eines Trägers  $c$  ist, desto größer ist in diesem Bereich das zusätzliche Rauschen während der Symboldauer des vom TE-Impuls überlagerten, empfangenen OFDM-Symbols. Für wiederkehrende TE-Impulse gilt darüber hinaus: Je höher die TE-Impulshäufigkeit ist, desto häufiger werden empfangene OFDM-Symbole von TE-Impulsen auf diese Weise überlagert. Somit wirkt auf einem Träger  $c$  – sowohl abhängig von der mittleren Energie  $E_{TE,c}$  eines TE-Impulses als auch von dem zeitlichen Auftreten der TE-Impulse, d. h. der mittleren TE-Impulshäufigkeit  $\lambda$  – eine mittlere TE-Leistung  $E_{TE,c} \cdot \lambda$  als zusätzliches Rauschen. Einen weiteren Einfluss auf die am Empfänger vorliegende TE-Leistung hat der Übertragungskanal zwischen dem Entstehungsort der TE und dem Empfänger; mehr als bei der konventionellen TE-Diagnostik im niedrigeren Frequenzbereich ist dabei die höhere resultierende Dämpfung entscheidend. Bedingt durch die Distanz zwischen lokaler Fehlstelle mit TE und BPL-Empfänger muss die entsprechende Übertragungsfunktion  $\underline{H}_{TE,c}$  berücksichtigt werden, welche ebenfalls innerhalb eines Trägers als konstant angenommen werden kann [20, 56]. Damit ist die am BPL-Empfänger wirksame Leistung  $P_{TE,c}$  durch die mittlere Energie  $E_{TE,c}$  eines TE-Impulses am Entstehungsort, die Impulshäufigkeit  $\lambda$  und die Übertragungsfunktion  $\underline{H}_{TE,c}$  vom Entstehungsort zum BPL-Empfänger über folgende Gleichung 2.40 zu beschreiben.

$$P_{TE,c} = E_{TE,c} \cdot \lambda \cdot |\underline{H}_{TE,c}|^2 \quad (2.40)$$

Somit gilt folgende Gleichung 2.41 für das Verhältnis von TE-Leistung zur Leistung des Grundrauschens am Empfänger einer BPL-Verbindung.

$$\frac{P_{\text{TE},c}}{P_{\text{GR},c}} = \frac{E_{\text{TE},c} \cdot |H_{\text{TE},c}|^2 \lambda}{PSD_{\text{GR},c} B_c} = \frac{2 \cdot |L_{\text{TE}}(f_c)|^2 \cdot |H_{\text{TE},c}|^2 \cdot Z \cdot \lambda}{PSD_{\text{GR},c}} \quad (2.41)$$

In Gleichung 2.41 stellt  $PSD_{\text{GR},c}$  die (einseitige) spektrale Leistungsdichte des Grundrauschens, welche im Bereich des Trägers  $c$  ebenfalls als konstant angenommen wird, dar, sodass für die Leistung des Grundrauschens  $P_{\text{GR},c} = PSD_{\text{GR},c} \cdot B_c$  gilt. Da die TE-Impulshäufigkeit in extremen Fällen Werte von bis zu  $\lambda = 10^5 \text{ s}^{-1}$  erreichen kann [74], ist die Annahme maximal eines TE-Impulses je OFDM-Symbol in solchen Fällen nicht zutreffend. Dabei ergibt sich aufgrund der FFT am BPL-Empfänger das Spektrum von zwei überlagerten, zeitlich versetzten TE-Impulsen, welches einen anderen qualitativen Verlauf aufweist, als ihn Gleichung 2.36 darstellt. Dieser Verlauf ist nach den Regeln der Fourier-Transformation vom Abstand der beiden Impulse abhängig. Je nach Frequenz ist das Amplitudenspektrum zweier Impulse höher oder geringer als das eines einzelnen Impulses. Da in diesem Fall die gesamte dem Empfänger in Form von TE zugeführte Energie jedoch erhöht wird, ist der Einfluss bei den meisten Trägern insgesamt als höher anzunehmen, wird jedoch unter Verwendung dieser Modellierung nicht mehr korrekt abgebildet. Das zeitliche Auftreten eines einzelnen TE-Impulses innerhalb eines OFDM-Symbols hat, bedingt durch die FFT am Empfänger, dabei lediglich einen Einfluss auf das Phasenspektrum, ist bei Betrachtung der Leistung und des SNR also unerheblich und wird daher nicht weiter betrachtet. Die Tatsache, dass TE-Impulse ein OFDM-Symbol dabei nur teilweise überlagern können, wird vernachlässigt, da sie im Vergleich zur Symboldauer  $T_s$  als kurz einzustufen sind.

Anhand der Gleichungen 2.36 und 2.41 lässt sich erkennen, dass für die Energie eines einzelnen und damit die Leistung mehrerer (theoretisch unendlich vieler) aufeinanderfolgender, gleicher TE-Impulse  $P_{\text{TE}} \sim q^2$  gilt. Zudem ist für Frequenzen  $f > 0$  bekannt, dass diese Leistung bei einer bestimmten Frequenz umso höher ausfällt, je kurzzeitiger die Impulse bei gleicher Ladung und damit je breiter ihre Spektren sind. Grundsätzlich gilt dabei unabhängig von den einzelnen Parametern, dass mit zunehmender Frequenz die spektrale Energie eines TE-Impulses abnimmt. Wie sehr diese Tendenz ausgeprägt ist, hängt von den Zeitkonstanten  $\tau_1$  und  $\tau_2$  ab, da diese den qualitativen Verlauf des Spektrums bestimmen. Damit ist die Detektionsfähigkeit der BPL-Kommunikation anders als bei der konventionellen TE-Messung, die bei niedrigen Frequenzen die scheinbare Ladung in guter Näherung unabhängig von den übrigen Parametern (z. B. durch Integration im Zeitbereich) erfassen kann [12], auch von der konkreten Impulsform abhängig, da eine Erfassung mit Hilfe der BPL-Kommunikation erst ab  $f = 2 \text{ MHz}$  möglich ist. Zudem lässt sich feststellen, dass für die Leistung von TE gemäß Gleichung 2.41 der Zusammenhang  $P_{\text{TE}} \sim \lambda$  gilt. Somit gilt für den mittleren SNR-Verlust  $\rho_{\text{TE},c}$  durch TE folgende Gleichung 2.42.

$$\rho_{TE,c} = \frac{1}{1 + \frac{P_{TE,c}}{P_{GR,c}}} = \frac{1}{1 + \frac{2 \cdot |\underline{L}_{TE}(f_c)|^2 \cdot |\underline{H}_{TE,c}|^2 \cdot Z \cdot \lambda}{PSD_{GR,c}}} < 1 \quad (2.42)$$

Prinzipiell ist die Detektionsfähigkeit mit Hilfe des SNR-Verlusts umso besser, je höher die Ladung und die Impulshäufigkeit der TE sind. Darüber hinaus ist mit der Übertragungsfunktion  $\underline{H}_{TE,c}$  zwischen dem Entstehungsort der TE und dem BPL-Empfänger eine mit der Entfernung zunehmende Dämpfung des TE-Impulses durch die Kabelstrecke verbunden. Daher gilt zudem: Je näher die lokale Fehlstelle mit TE am BPL-Empfänger gelegen ist, desto besser ist die Detektionsfähigkeit. Ferner spielt es keine wesentliche Rolle für eine Erfassung von TE, aus welchem Betriebsmittel die TE stammen, weshalb prinzipiell die Möglichkeit eines SNR-Verlusts durch TE, die bspw. in MS-Schaltanlagen auftreten, besteht. Während bei der konventionellen TE-Diagnostik an Kabeln TE und damit lokale Fehlstellen mit TE mit Hilfe eines Oszilloskops bzw. der Zeitbereichsreflektometrie lokalisiert werden können, besteht diese Möglichkeit hier nicht, da lediglich die Leistung der TE die verfügbaren Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation beeinflusst und jegliche dazu notwendige Information über die Phasenlage verloren ist. Des Weiteren ist die resultierende Leistung nicht nur von der Entfernung, sondern auch vom Grundrauschen und nicht zuletzt den zunächst unbekanntem Parametern der TE (Ladung und Impulshäufigkeit), die es im Rahmen der TE-Diagnostik zu erfassen gilt, abhängig. Eine vergleichbare Darstellung ist in [57] zu finden, bei der die Impulshäufigkeit des impulsiven Rauschens auf Basis des Poisson-Prozesses und das Verhältnis seiner Leistung zum Grundrauschen in ähnlicher Form, jedoch auf Basis von statistischen Annahmen, verwendet werden. Hier ist es gelungen, die aus diagnostischer Sicht wichtigen Parameter der TE-Ladung und -Impulshäufigkeit auf einen SNR-Verlust einer BPL-Verbindung zurückzuführen.

Um den Einfluss der TE auf den SNR-Verlust zu quantifizieren, wird folgende Simulation auf Basis des vorgestellten Modells dargestellt. Es wird im Sinne einer idealen Betrachtung angesetzt, dass die TE ungedämpft mit  $\underline{H}_{TE,c} = 1$  zum BPL-Empfänger gelangen. Die Wellenimpedanz von MS- und NS-Kabeln kann konstruktionsbedingt gemäß [30, 34, 65] sehr unterschiedliche Werte annehmen, weshalb eine bei Messtechnik übliche Wellenimpedanz von  $Z = Z_M = 50 \Omega$  angesetzt wird. Am BPL-Empfänger wird ein Grundrauschen mit der konstanten spektralen Leistungsdichte von  $PSD_{GR,c} = -120 \text{ dBm/Hz}$  angenommen, die gemäß [54, 75] einen realistischen Leistungsdichtewert in MS-Netzen darstellt. Zudem wird die für TE-Impulse mit niedrigen Zeitkonstanten und bei niedrigen Frequenzen gültige sowie bei konventionellen, schmalbandigen TE-Messgeräten zugrunde liegende Näherung  $|\underline{L}_{TE}(f_c)| = q$  angesetzt [76]. Das Ergebnis ist in nachfolgender Abbildung 2-20 dargestellt.

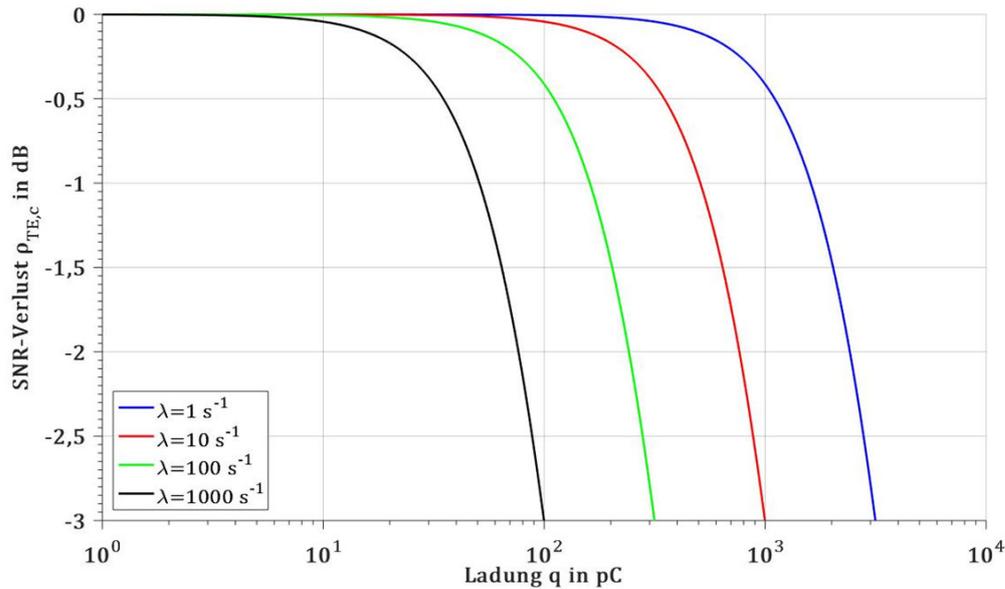


Abbildung 2-20: Simulation des SNR-Verlusts in Abhängigkeit der TE-Ladung für verschiedene TE-Impulshäufigkeiten

Nach Abbildung 2-20 ist ersichtlich, dass unter diesen idealen Bedingungen selbst bei einer hohen Impulshäufigkeit von  $\lambda = 1000 \text{ s}^{-1}$  erst ab einer Ladung von  $q = 100 \text{ pC}$  die Leistung der TE den Wert des Grundrauschens erreicht, was zu einem SNR-Verlust von  $\rho_{TE,c} = 3 \text{ dB}$  führt. Die gezeigten Werte des SNR-Verlusts werden in realen Fällen aus den genannten Gründen nicht erreicht. Damit lässt sich jedoch abschätzen, dass eine Detektion geringer TE-Ladungen und niedriger TE-Impulshäufigkeiten selbst unter guten Bedingungen nicht realistisch ist und dass, sofern TE erfasst werden, die zugehörige Fehlstelle sich in der Nähe des BPL-Empfängers vermuten lässt. Wenn auf diese Weise also TE detektiert werden, ist davon auszugehen, dass sie eine hohe Leistung aufweisen und daher vor allem kritische lokale Fehlstellen mit intensiven TE hoher Ladung und Impulshäufigkeit erfasst werden können. Da die einzelnen Kenngrößen, insbesondere das Grundrauschen gemäß Abschnitt 2.1.1, jedoch variant und i. d. R. unbekannt sind, kann ein SNR-Verlust auch auf andere Einflussfaktoren zurückzuführen sein, sodass die TE-Detektion anhand der BPL-Kommunikation in dieser Form nur als ein mit einer Unsicherheit behafteter Hinweis auf lokale Fehlstellen mit TE angesehen werden darf.

### 2.3.4 Schlussfolgerungen für die Zustandserfassung von Kabelzuständen

In den Abschnitten 2.3.1 bis 2.3.3 wurden für drei verschiedene Ansätze entsprechende Modellierungen und Simulationen der drei Zustandskategorien vorgestellt, um die Möglichkeiten der Zustandserfassung von Kabelstrecken anhand der BPL-Kommunikation differenziert zu analysieren und zu bewerten. Die Ergebnisse zeigen, dass alterungsbedingte Änderungen dielektrischer Eigenschaften maßgeblich die hochfrequenten Übertragungseigenschaften von Kabelabschnitten beeinflussen können. Dies kann gemäß Abschnitt 2.1.4 wiederum das SNR beeinflussen, welches eine verfügbare und analysierbare Kenngröße der Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation darstellt. Dass die dielektrischen Eigenschaften sich im Frequenzbereich der

BPL-Kommunikation alterungsbedingt ändern, liegt den Simulationen zwar zunächst als Annahme zugrunde; in [13, 25, 32, 41, 61] existieren jedoch entsprechende Hinweise, dass die dielektrischen Eigenschaften sich prinzipiell alterungsbedingt verändern. Der Einfluss lokaler Fehlstellen ohne TE auf die BPL-Kommunikation ist dagegen auf Basis der vorgestellten Modellierung und der zugehörigen Simulationen einer daraus resultierenden zusätzlichen Dämpfung bzw. zusätzlichen Phasendrehung als äußerst gering einzustufen. Lokale Fehlstellen mit TE können dagegen als Quelle für zusätzliches Rauschen angesehen werden und unter Umständen zu einem hohen SNR-Verlust führen. In den theoretischen Untersuchungen wurde ein Modell abgeleitet und damit demonstriert, dass die Detektionsfähigkeit über das SNR von BPL-Modems in Form eines SNR-Verlusts vorhanden ist, jedoch von der Leistung der vorhandenen TE (Impulsladung und -häufigkeit) im Verhältnis zum vorhandenen Grundrauschen an einem empfangenden BPL-Modem sowie der Entfernung einer lokalen Fehlstelle mit TE vom BPL-Modem abhängig ist.

Um diese theoretischen Simulationsergebnisse zu bestätigen und für einzelne Zustände zu konkretisieren, werden in Kapitel 3 die zu jedem der drei Ansätze zur Zustandserfassung zugehörigen Laboruntersuchungen vorgestellt. Da neben dem in diesem Kapitel bisher untersuchten Einfluss des Kabelzustands auf die BPL-Kommunikation weitere Einflussfaktoren bekannt sind, werden diese im folgenden Abschnitt 2.4 thematisiert.

## **2.4 Einflussfaktoren auf die Breitband-Powerline-Kommunikation**

Jede Kabelstrecke weist in vielerlei Hinsicht individuelle Eigenschaften auf. Die Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation sind somit von vielen weiteren Merkmalen eines deshalb ebenfalls individuellen Übertragungskanals abhängig. Diese Einflussfaktoren lassen keine Rückschlüsse auf den technischen Zustand eines Kabels zu. Sie resultieren somit in einer Unsicherheit, mit der Hinweise auf Kabelzustände aus einer potentiellen Erfassung über die Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation behaftet sind.

### **2.4.1 Kabeltyp**

In Abschnitt 2.3.1 wurde bereits erwähnt, dass einige Eigenschaften eines Kabels, die die Datenübertragungseigenschaften beeinflussen, nicht vollständig bekannt sind. Zudem werden verschiedene Kabeltypen mit unterschiedlichen Materialien und einer Vielzahl von Geometrien (z. B. Querschnitt, Isolationsabstand/Spannungsebene) verwendet. Die dielektrischen Eigenschaften in papierisolierten Kabeln können bspw. auch vom Papiertyp und dem Imprägniermittel abhängig sein [29]. Zudem sind für Leitfähigkeiten der halbleitenden Schichten in VPE-isolierten Kabeln, die gemäß Abschnitt 2.3.1 die Ausbreitungskonstante eines Kabels beeinflussen, Toleranzbereiche bei der Herstellung vorgegeben [77].

Bei der BPL-Kommunikation über papierisolierte Kabel ist mit einer höheren Dämpfung zu rechnen als über VPE-isolierte Kabel, da sie zumindest bei Netzfrequenz deutlich höhere dielektrische Verluste als VPE-isolierte Kabel aufweisen [34]. Wenn diese Kabel eine höhere Dämpfung als VPE-isolierte Kabel aufweisen, kann dies also auch in den sehr unterschiedlichen dielektrischen Eigenschaften begründet sein. Die Aussage, dass papierisolierte Kabel eine höhere Dämpfung aufweisen, ist daher zunächst nicht mit ihrem meist höheren Alter und einem damit häufig anzunehmenden schlechteren Zustand, sondern zunächst mit den natürlichen Eigenschaften dieses Kabeltyps zu begründen. Daher sind unterschiedliche Kabeltypen getrennt zu betrachten.

### 2.4.2 Länge von Kabelstrecken

Gemäß Gleichung 2.4 ersichtlich und hinreichend bekannt ist, dass die Länge einer Kabelstrecke bzw. ihrer Abschnitte Bestandteil der Übertragungsfunktion ist und damit die Datenübertragungseigenschaften maßgeblich beeinflusst. Die Auswirkungen durch bspw. alterungsbedingte Änderungen der Ausbreitungskonstante sind daher umso deutlicher, je länger ein von einer solchen Änderung betroffener Kabelabschnitt bzw. je länger der Wirkungsbereich innerhalb einer Kabelstrecke ist. Darüber hinaus ist es möglich, dass bei sehr langen Kabelstrecken aufgrund der Tiefpass-Charakteristik die Dämpfung so hoch ist, dass im oberen Frequenzbereich einige Träger nicht zur Kommunikation verwendet werden können. Infolgedessen können diese Träger dann ebenfalls nicht für eine sekundäre Zustandserfassung hinzugezogen werden. Daraus lässt sich schließen, dass Kabelabschnitte, die einer Zustandserfassung mit Hilfe der BPL-Kommunikation unterzogen werden, weder sehr kurz noch sehr lang sein dürfen, um aussagekräftige Ergebnisse zu erhalten.

### 2.4.3 Garnituren

Eine Kabelstrecke ist eine individuelle, häufig historisch gewachsene Zusammensetzung von Kabelabschnitten, Muffen und Endverschlüssen. Gemäß der Definition in Abschnitt 2.1.1 kann jede Garnitur<sup>19</sup> als Diskontinuität angesehen werden, da sie aufgrund ihrer abweichenden Material- und Geometrie-Eigenschaften die Homogenität eines Kabels unterbrechen [78]. Daraus kann abgeleitet werden, dass eine zunehmende Anzahl an Muffen auf einer Kabelstrecke die Datenübertragungseigenschaften prinzipiell negativ beeinflusst. Zwar ist die Anzahl an Muffen mit dem Alter einer Kabelstrecke korreliert, da ein hohes Alter eine hohe Anzahl umgesetzter Instandsetzungen oder Teilerneuerungen von Kabelstrecken impliziert, jedoch ist damit keine absolute Aussage über den Zustand möglich.

Als eine weitere Form von Garnituren können im Bereich der BPL-Kommunikation die Verbindungselemente zwischen BPL-Modems und deren Netzanschlusspunkten angesehen werden. Diese werden auch benötigt, um die BPL-Modems zu schützen (insbesondere in der MS-Ebene), d. h. von unzulässig hohem elektrischen Potential bei Netzfrequenz zu trennen. Um die Signale

---

<sup>19</sup> Muffen und Endverschlüsse stellen Garnituren dar.

dabei bidirektional übertragen zu können, werden kapazitive oder induktive Koppler eingesetzt, die je nach Aufbau als Hoch- oder Bandpass dienen [20]. Diese sind somit zwingender Bestandteil des Übertragungskanal. Konstruktionsbedingte Toleranzen, Temperaturinstabilitäten oder ein Alterungsverhalten der entsprechenden Komponenten mit Einfluss auf deren Kenngrößen (bspw. die Kapazität eines Koppelkondensators) und damit letztendlich auf die Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation sind nicht auszuschließen.

#### 2.4.4 Temperatur

Bedingt durch den eigentlichen Zweck der Energieübertragung werden Kabelstrecken je nach aktueller Strombelastung, Kabeltyp, Verlege- und Umweltbedingungen durch Stromwärmeverluste, dielektrische Verluste, aber auch durch den Wärmetausch zwischen der Umgebung (dem Boden) und dem Kabel erwärmt, sodass die Temperatur eines Kabels zeitvariant ist. Ähnlich wie bei der Frequenzabhängigkeit muss auch eine Temperaturabhängigkeit der Ausbreitungskonstante und der Wellenimpedanz im Frequenzbereich der BPL-Kommunikation berücksichtigt werden.

Gemäß einiger Referenzen (siehe [25, 32, 61]) weisen die Leitfähigkeiten (folglich auch die dielektrischen Verlustfaktoren) sowie die Permittivitäten der dielektrischen Schichten und damit auch der Ableitungs- und Kapazitätsbelag neben einer Frequenzabhängigkeit auch eine Abhängigkeit von der Temperatur im Frequenzbereich der BPL-Kommunikation auf, woraus sich ein Einfluss auf die Ausbreitungskonstante und die Wellenimpedanz von Kabeln schließen lässt. Daher kann festgehalten werden, dass sich die Ausbreitungskonstante und die Wellenimpedanz eines Kabels als Funktionen gemäß den folgenden Gleichungen 2.43 und 2.44 darstellen lassen [60].

$$\underline{\gamma} = \underline{\gamma}(f, T, \text{„Zustand“}) = \underline{\gamma}(f, T_0, \text{„neu“}) + \underline{\Delta\gamma}(f, \Delta T, \text{„Alterung“}) \quad (2.43)$$

$$Z = Z(f, T, \text{„Zustand“}) = Z(f, T_0, \text{„neu“}) + \Delta Z(f, \Delta T, \text{„Alterung“}) \quad (2.44)$$

Dabei stellt  $T$  die Temperatur dar, während  $\Delta T$  eine Temperaturänderung gegenüber einer Anfangstemperatur  $T_0$  darstellt. Durch Alterung und zusätzlich durch Temperaturänderungen ergibt sich somit eine jeweils mögliche Änderung der Ausbreitungskonstante um den Wert  $\underline{\Delta\gamma}$  und der Wellenimpedanz um den Wert  $\Delta Z$ . Auch im Bereich der konventionellen dielektrischen Messungen kann die Temperatur einen Einfluss auf die Messergebnisse und damit die abgeleitete Aussage über den Zustand einer Kabelstrecke ausüben [46].

#### 2.4.5 Rauschen

Wie in Abschnitt 2.1.1 beschrieben wird, ist das Rauschen im Allgemeinen zeitvariant. Daher können Abweichungen der spektralen Leistungsdichte des Rauschens zu verschiedenen Zeitpunkten auftreten. So ist bereits empirisch belegt, dass diese nachts deutlich geringer ausfallen kann

[47]. Insbesondere in der NS-Ebene findet die BPL-Kommunikation nah am Verbraucher und damit nah an zahlreichen Rauschquellen wie z. B. Schaltnetzteilen und im Rahmen der Energieverteilung auch zunehmend im Wirkungsbereich von dezentralen Energiewandlungsanlagen statt. Ein weiterer Aspekt ist dabei, dass Ortsnetztransformatoren hochfrequente Signale signifikant dämpfen [20]. Unter Berücksichtigung der zahlreichen unterschiedlichen Ursachen und der Tatsache, dass Rauschsignale ebenfalls dem Mechanismus der Dämpfung zwischen Ursprung und BPL-Empfänger unterliegen, muss das Rauschen grundsätzlich als ortsabhängig aufgefasst werden. Zudem sind nur wenige Großverbraucher oder Energiewandlungsanlagen in der MS-Ebene (bspw. in Industrienetzen bzw. Windkraftanlagen) angeschlossen. Da MS-Kabel geschirmt sind, während NS-Kabel i. d. R. nicht geschirmt sind [77, 79, 80], ist die Leistung des Rauschens in der MS-Ebene i. d. R. schwächer als in der NS-Ebene ausgeprägt, sodass der Einfluss von zeitvariantem Rauschen in der NS-Ebene als höher einzustufen ist. Daher resultiert insbesondere bei der Betrachtung des SNR, der im Rahmen der Quotientenbildung differenzierte Informationen über das Rauschen und die empfangene Signalleistung verliert, eine Unsicherheit im Rahmen einer potentiellen Zustandserfassung vor allem in der NS-Ebene.

#### **2.4.6 Topologie**

Hinsichtlich des in Abschnitt 2.1.1 beschriebenen Effekts der Mehrwegausbreitung wird deutlich, dass die Topologie des Netzes einen entscheidenden Einfluss auf die Übertragungsfunktion und damit auf die Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation aufweist. Die Topologie eines Netzes ist dabei nicht unveränderlich. Durch Schalthandlungen an den Schaltern in MS-Netzen sowie durch das Auslösen von NH-Sicherungen als Pendant in NS-Netzen kann die wirksame Topologie beeinflusst werden. Topologieänderungen führen hinsichtlich der echo-basierten Modellierung gemäß Gleichung 2.4 zu unterschiedlichen Signalpfaden im Übertragungskanal, sodass eine Abhängigkeit der Übertragungsfunktion von der Topologie des Netzes vorhanden ist. Die Übertragungsfunktion hängt dabei außerdem von den Abschlussimpedanzen im Übertragungskanal, welche Diskontinuitäten darstellen, ab [22]. Die Übertragungsfunktion ist daher ähnlich wie das Rauschen nicht als zeitinvariant anzunehmen [20, 81].

### 3 Laboruntersuchungen

Um die auf theoretischer Basis modellierten Kabelzustände und deren simulierte Einflüsse auf die hochfrequenten Übertragungseigenschaften von Kabeln und die Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation zu konkretisieren, wurden zu allen drei in Abschnitt 2.3 beschriebenen Ansätzen entsprechende Laboruntersuchungen durchgeführt, die in diesem Kapitel behandelt werden. Für die Laboruntersuchungen wurden mehrere neue MS-Kabel sowohl mit VPE-Isolierung als auch mit Papierisolierung für Netze mit einer Nennspannung von  $U_r = 10$  kV und  $U_r = 20$  kV mit verschiedenen Zuständen künstlich versehen. Darauf basierend wird der Einfluss dieser Zustände auf entsprechende Parameter gemäß Kapitel 2 untersucht. Folgende Tabelle 3-1 zeigt die Merkmale der Kabeltypen, die für die Laboruntersuchungen zur Verfügung standen.

Tabelle 3-1: Eigenschaften der für die Laboruntersuchungen genutzten Kabeltypen

Kabeltyp	1	2	3
Bauartkurzzeichen <sup>20</sup>	NA2XS2Y	NKBA	NA2XS2Y
Nennspannung $U_r$	10 kV	10 kV	20 kV
Querschnitt	150 mm <sup>2</sup>	35 mm <sup>2</sup>	150 mm <sup>2</sup>
Isoliermaterial	VPE	Papier, mit Isoliermasse imprägniert	VPE
Innenleiteranzahl	1	3 (Gürtelkabel)	1

#### 3.1 Globale Alterung und Temperaturänderungen

Die Laboruntersuchungen zur globalen Alterung basieren gemäß der Definition in Abschnitt 2.2.1 auf Kabelzuständen, die das gesamte Dielektrikum eines Kabelabschnitts betreffen. Daher ist das Ziel dieser Untersuchungen, den Einfluss globaler Alterung auf die Ausbreitungskonstante eines homogenen Kabelabschnitts zu ermitteln. Da die Simulationen und die Ausführungen in Abschnitt 2.3.1 bestätigen, dass Änderungen der dielektrischen Eigenschaften die gleichen relativen Änderungen sowohl bei der Phasengeschwindigkeit als auch bei der Wellenimpedanz hervorrufen, wird die Wellenimpedanz nicht betrachtet. Änderungen der Phasengeschwindigkeit deuten auf vergleichbare relative Änderungen der Wellenimpedanz hin.

Neben der globalen Alterung wird auch der Einfluss der Temperatur eines Kabels als weiterer Einflussfaktor auf die Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation (siehe

---

<sup>20</sup> Die Bauartkurzzeichen der Kabeltypen 1 und 3 entsprechen der DIN VDE 0276-620 (siehe [77]), die des Kabeltyps 2 der DIN VDE 0276-621 (siehe [80]). Sie kennzeichnen insbesondere den wesentlichen Aufbau eines Kabels wie folgt [77, 80]. NA2XS2Y: Normkonformität (N), Aluminiumleiter (A), VPE-Isolierung (2X), Kupferschirm (S), Schutzmantel aus Polyethylen (2Y); NKBA: Normkonformität (N), Kupferleiter (keine Angabe im Kurzzeichen), Papierisolierung (keine Angabe im Kurzzeichen), Bleimantel (K), Bewehrung aus Stahlband (B), äußere Schutzhülle aus Faserstoffen (A)

Abschnitt 2.4.4) in diesem Abschnitt durch Laboruntersuchungen analysiert. Da Stromwärmeverluste zu einer Erwärmung des Dielektrikums führen und über den gesamten Kabelabschnitt wirken, ist die Temperatur des Dielektrikums bzw. deren Änderung neben der Alterung des Dielektrikums als ein weiterer globaler Zustand anzusehen.

### 3.1.1 Versuchskonzept

Der Versuchsaufbau besteht bei allen Laboruntersuchungen aus einem Messsystem sowie einem Kabel aus Tabelle 3-1 als Untersuchungsgegenstand. Das Messsystem basiert auf dem in Abschnitt 3.1.2 beschriebenen Messverfahren und dient der Erfassung der Ausbreitungskonstante, um die Auswertung und Analyse der Ergebnisse rechnergestützt zu ermöglichen.

Um den Einfluss der globalen Alterung bzw. von Temperaturänderungen zu untersuchen, werden diese Kabelzustände künstlich herbeigeführt. Dabei kann der Einfluss von globaler Alterung bzw. Temperaturänderungen des Kabeldielektrikums ermittelt werden, indem die Messergebnisse eines gealterten bzw. temperierten Kabels mit den Ergebnissen vor der Alterung bzw. bei Raumtemperatur verglichen werden. Auf diese Weise besteht kein Einfluss durch weitere Einflussgrößen, da sich zwischen den Versuchsreihen lediglich der Zustand bzw. die Temperatur des Kabels unterscheidet. Dazu werden die Zustände der Alterung sowie Temperatureinflüsse entsprechend den folgenden Konstellationen untersucht:

- thermische Alterung (Kabeltyp 1)
- Verlust von Imprägniermittel (Kabeltyp 2)
- Alterung durch fertigungsbegleitende Langzeitprüfung (Kabeltyp 3)
- Temperatureinfluss (Kabeltyp 1)
- Temperatureinfluss (Kabeltyp 2)

Eine anhaltende Strombelastung und Erwärmung eines Kabels während des Betriebs führt zu einer thermischen Alterung, deren Einfluss auf die hochfrequenten Übertragungseigenschaften bestimmt wird. Die thermische Alterung von VPE-isolierten MS-Kabeln (Kabeltyp 1) wird realisiert, indem das jeweilige Kabel in einem Klimaschrank mit  $T = 90\text{ °C}$  Umgebungstemperatur, was der maximal zulässigen Temperatur der Isolierung bei dieser Kabeltechnologie entspricht [77], gelagert wird. Nach Zeitintervallen von  $t_A = 350\text{ h}$  wird das Kabel aus dem Klimaschrank entnommen und über  $t = 24\text{ h}$  auf Raumtemperatur abgekühlt. Anschließend erfolgt die Reintegration in den Versuchsaufbau, in dem die Messung durchgeführt wird. Nach erfolgreicher Auswertung wird das Kabel entnommen und die bisherigen Schritte werden wiederholt, um die weiter fortschreitende thermische Alterung zu untersuchen. Darüber hinaus wird der Einfluss der Temperatur auf Kabel des Typs 1 gemessen, indem das jeweilige Kabel im Klimaschrank temperiert und während dieses Zustands die Messungen durchgeführt werden.

Darüber hinaus stellen der Verlust des Imprägniermittels und das damit verbundene Austrocknen der Papierisolierung bei Kabeltyp 2 einen kritischen Alterungszustand dar, der ebenfalls untersucht wird. Der Verlust von Imprägniermittel bei papierisolierten MS-Kabeln wird ebenfalls thermisch verursacht. Da die Viskosität des Imprägniermittels bei steigender Temperatur abnimmt, ist eine erhöhte Temperatur erforderlich, um es aus dem Kabel entweichen lassen zu können. Damit die Kabel nicht beschädigt und weitere Einflüsse auf die Übertragungseigenschaften vermieden werden, kann das Imprägniermittel lediglich an den Kabelenden austreten. Dazu wird der Austritt an beiden Kabelenden mit Hilfe zugeführter Wärme und der Schwerkraft begünstigt. Bei diesem Kabeltyp handelt es sich um ein Dreileiterkabel (vgl. Tabelle 3-1), sodass zwei Innenleiter genutzt werden, um einen elektrischen Strom zu führen und so die erforderliche Wärme im Kabel zu erzeugen, während der dritte für die Adaption im Versuchsaufbau und somit für die Messungen (zwischen Innenleiter und Schirm<sup>21</sup>) verwendet wird. Sobald eine gewisse Menge Imprägniermittel ausgetreten ist, wird die Wärmezufuhr unterbunden, das Kabel auf Raumtemperatur abgekühlt und im Anschluss eine Messung begonnen. Nach erfolgreicher Auswertung werden die bisherigen Schritte wiederholt, bis der Austritt des Imprägniermittels stagniert. Bedingt durch den thermisch herbeigeführten Verlust von Imprägniermittel wird auf eine explizite Untersuchung einer folglich überlagerten thermischen Alterung bei diesem Kabeltyp verzichtet. Auch für den Kabeltyp 2 wird zusätzlich der Temperatureinfluss gemessen, indem das jeweilige Kabel durch Stromwärmeverluste erwärmt wird und anschließend die Messungen durchgeführt werden.

Für die Untersuchung des Kabeltyps 3 wurden ein bereits gealtertes Kabel sowie ein neuwertiges Referenzkabel zur Verfügung gestellt. Dazu wurde in einem Prüflabor vorab eine fertigungsbegleitende Langzeitprüfung – gemäß DIN VDE 0276-620 (siehe [77]) und DIN VDE 0276-605 (siehe [82]) – durchgeführt. Die Alterung des Kabels wurde durch die zugehörigen Prüfbedingungen herbeigeführt, indem das Kabel in einem temperierten Wasserbad mit einer Wassertemperatur von  $T = 40\text{ °C}$  mit dreifacher Nennspannung (mit einer Frequenz von  $f = 50\text{ Hz}$ ) über zwei Jahre belastet wurde [77, 82, 83].

### 3.1.2 Messverfahren

Im Rahmen der Laboruntersuchungen werden die hochfrequenten Übertragungseigenschaften eines Kabels, die bereits in Abschnitt 2.3.1 analysiert wurden, in Abhängigkeit von der globalen Alterung untersucht. Der Einfluss von globaler Alterung auf die BPL-Kommunikation kann dabei nicht direkt mit BPL-Modems bestimmt werden, da die Länge der untersuchten Kabel begrenzt ist und somit eine sehr niedrige Dämpfung und damit nur ein geringer Einfluss auf das SNR resultieren. Darüber hinaus ist gemäß Abschnitt 2.1.4 der Informationsgehalt des SNR mit einer Unsicherheit behaftet. Stattdessen werden die hochfrequenten Übertragungseigenschaften der

---

<sup>21</sup> Hinsichtlich des Übertragungsverhaltens hochfrequenter Signale in Kabeln des Typs 3 fungiert der Bleimantel als Schirm [30].

Kabel und deren Abhängigkeit von der Alterung mit dem präziseren Messverfahren der Zeitbereichsreflektometrie (TDR) ermittelt, um den Einfluss auf die für die BPL-Kommunikation relevanten Datenübertragungseigenschaften zu bestimmen [30, 84].

Das Messsystem besteht aus einem Impulsgenerator, einem Oszilloskop sowie einem ohmschen Drei-Wege-Leistungsteiler (LT). Über den LT werden der Impulsgenerator, das Oszilloskop und das Kabel als Untersuchungsgegenstand über eine ausreichend lange koaxiale Messleitung miteinander verbunden. Um sowohl den Innenleiter als auch den Schirm des Kabels mit der Messleitung kontaktieren zu können, wird ein Adapter verwendet. Das andere Ende des Kabels wird als offenes Ende betrieben. Die Abbildung 3-1 zeigt den zugehörigen Versuchsaufbau [84].

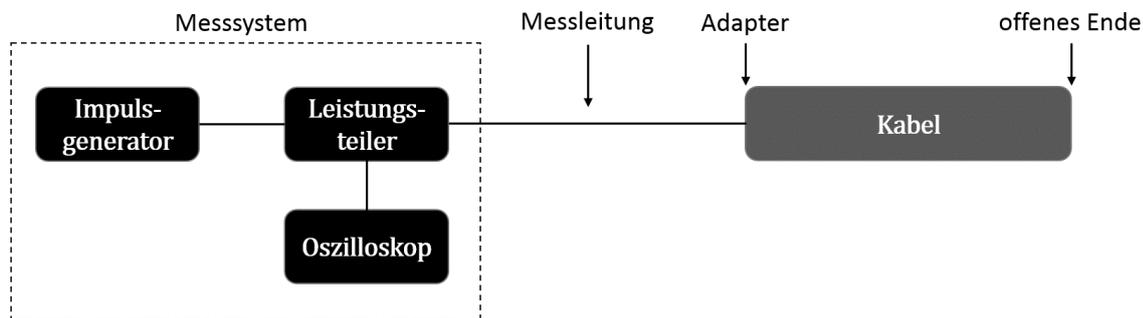


Abbildung 3-1: Versuchsaufbau zur Messung der Ausbreitungskonstante (in Anlehnung an [84])

Zur Bestimmung der Ausbreitungskonstante wird ein elektrischer Impuls vom Impulsgenerator erzeugt und mit Hilfe des LT am Oszilloskop aufgezeichnet und gleichzeitig in das Kabel eingespeist. An dessen offenem Ende wird dieser Impuls näherungsweise vollständig zurück in Richtung Kabelanfang reflektiert und vom Oszilloskop erneut aufgezeichnet. Diese Reflexion durchläuft das Kabel somit zweimal und trifft am Einspeisepunkt gemäß seiner Ausbreitungskonstante und Länge zeitverzögert und gedämpft ein. Somit kann aus dem Vergleich von gesendetem und reflektiertem Impuls bei bekannter Länge des Kabels dessen Ausbreitungskonstante prinzipiell extrahiert werden [84].

Dadurch, dass die Wellenimpedanz der untersuchten Kabel von der Impedanz  $Z_M = 50 \Omega$  des gesamten restlichen Messsystems i. d. R. deutlich abweicht [30, 34, 65], enthält dieser Versuchsaufbau am Anfang sowie am offenen Ende des untersuchten Kabels jeweils eine Diskontinuität. Daher kommt es zu Mehrfachreflexionen gemäß Abschnitt 2.1.1. Die Darstellung der aufgezeichneten Spannung  $u(t)$  der Impulse im Zeitbereich wird dabei als Reflektogramm bezeichnet und ist in Abbildung 3-2 exemplarisch dargestellt.

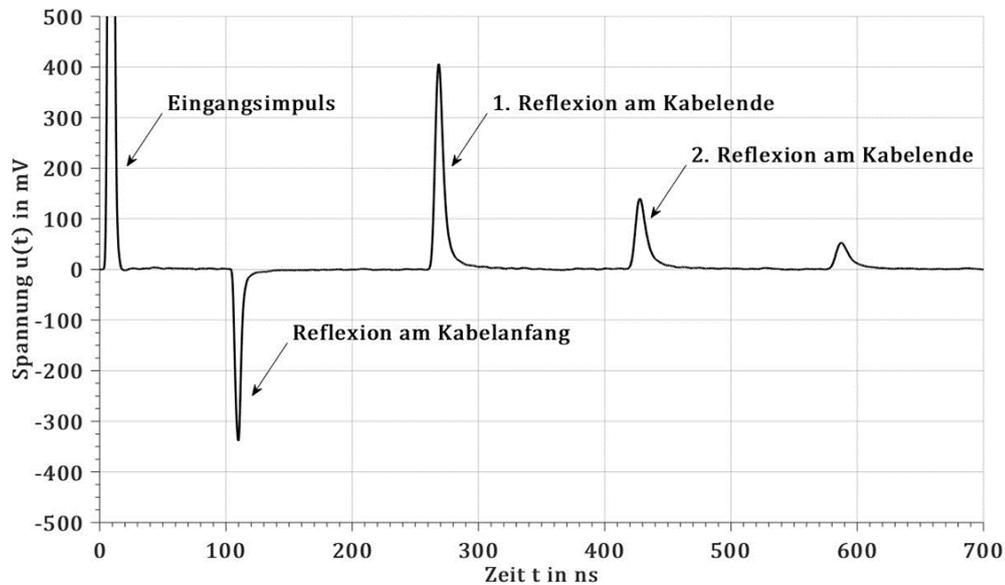


Abbildung 3-2: Exemplarisches Reflektogramm einer Messung der Ausbreitungskonstante

Eine Voraussetzung für die Bestimmung der Ausbreitungskonstante der einzelnen Zustände in Abhängigkeit von der Frequenz im BPL-Frequenzbereich ist, dass das Amplitudenspektrum der Impulse im Rahmen dieser Untersuchungen im Bereich der BPL-Frequenzen messbar ist, damit die Ausbreitungskonstante in eben diesem Bereich bestimmt werden kann. Daraus folgt, dass die Impulsbreite ausreichend niedrig und die Impulsamplitude ausreichend hoch sein müssen [84]. Da die Länge der Kabel im Rahmen der Laboruntersuchungen lediglich  $9\text{ m} < l < 20\text{ m}$  beträgt, kann ebenfalls keine hohe Impulsbreite gewählt werden, damit sich die einzelnen Impulse im Reflektogramm zeitlich nicht überlappen und für die Auswertung in Form der Berechnung der Ausbreitungskonstante klaren Zeitfenstern zugeordnet werden können. Die Länge der coaxialen Messleitung darf ebenfalls nicht zu gering sein und beträgt hier  $l_{ML} = 20\text{ m}$ . Unter diesen Voraussetzungen sind alle Impulse innerhalb des Reflektogramms zeitlich eindeutig getrennt und überlappungsfrei wie in Abbildung 3-2.

Um den Einfluss des Messsystems auf die Messergebnisse zu eliminieren und so die Ausbreitungskonstante bestimmen zu können, wird zusätzlich zu jeder eigentlichen Messung eine Referenzmessung gemäß [30, 84] durchgeführt. Dabei wird die Messleitung an Stelle des Adapters kurzgeschlossen und das Reflektogramm aufgezeichnet. Bei der eigentlichen Messung wird der Kurzschluss wieder beseitigt und stattdessen das Kabel mit der Messleitung verbunden. Die Reihenfolge der beiden Messungen ist für das abschließende Ergebnis unerheblich, d. h. eine Referenzmessung ist auch nachträglich möglich. Mit Hilfe der beiden resultierenden Reflektogramme kann die Ausbreitungskonstante wie folgt bestimmt werden: Die Darstellung der Impulse im Zeitbereich muss für die Betrachtung der frequenzabhängigen Ausbreitungskonstante in den Frequenzbereich transformiert werden. Dazu findet eine Fensterung des Reflektogramms statt, um die einzelnen Impulse zu isolieren. Somit kann für jeden Impuls mit Hilfe einer FFT dessen komplexes Spektrum ermittelt werden [30, 84].

Dabei ist  $\underline{U}_1$  das Spektrum des aufgezeichneten Sendeimpulses und  $\underline{U}_{2,r}$  das des am Kurzschluss der Messleitung reflektierten und aufgezeichneten Impulses aus der Referenzmessung. Es gilt gemäß [84] folgender Zusammenhang nach Gleichung 3.1.

$$\underline{U}_{2,r} = -\underline{U}_1 \cdot e^{-2 \cdot \underline{\gamma}_{ML} \cdot l_{ML}} \cdot \underline{T}_{LT} \quad (3.1)$$

Dabei stellt  $\underline{\gamma}_{ML}$  die Ausbreitungskonstante der Messleitung zwischen dem LT und dem untersuchten Kabel dar. Die Transmission durch den LT wird durch seinen Transmissionsfaktor  $\underline{T}_{LT}$  berücksichtigt.

Bei der eigentlichen Messung werden zwei weitere Impulse aufgezeichnet. Zum einen ist das Spektrum  $\underline{U}_{2,m}$  – analog zu der Referenzmessung – des am Ende der Messleitung bzw. des am Anfang des untersuchten Kabels reflektierten Impulses über Gleichung 3.2 definiert [84].

$$\underline{U}_{2,m} = -\underline{U}_{2,r} \cdot \underline{\Gamma}^+ \quad (3.2)$$

Das Spektrum dieses Impulses weicht vom Spektrum des Referenzimpulses  $\underline{U}_{2,r}$  über den Reflexionsfaktor  $\underline{\Gamma}^+$  am Anfang des Kabels ab. Dort liegt eine Diskontinuität vor, die durch den Adapter und die von den Messleitungen abweichende Wellenimpedanz des untersuchten Kabels erzeugt wird. Dieser Faktor gilt für hinlaufende Wellen, d. h. für diejenigen, die von der Messleitung kommend in Richtung des Kabels propagieren und an dieser Diskontinuität reflektiert werden. Somit kann das Spektrum  $\underline{U}_4$  des vom offenen Ende des Kabels reflektierten Impulses (1. Reflexion am Kabelende in Abbildung 3-2) über folgende Gleichung 3.3 angegeben werden [84].

$$\underline{U}_4 = -\underline{U}_{2,r} \cdot (1 + \underline{\Gamma}^+) \cdot e^{-2 \underline{\gamma} l} \cdot (1 + \underline{\Gamma}^-) \quad (3.3)$$

Dabei stellt  $\underline{\Gamma}^- = -\underline{\Gamma}^+$  den komplexen Reflexionsfaktor am Übergang zwischen dem untersuchten Kabel und der Messleitung für rücklaufende Wellen, d. h. für Wellen, die vom Kabel kommend in Richtung der Messleitung propagieren, dar. Die Ausbreitungskonstante und die Länge des Kabels werden als  $\underline{\gamma}$  respektive  $l$  bezeichnet, wobei für diese Größen folgende Gleichung 3.4 gilt [84].

$$e^{-2 \underline{\gamma} l} = \frac{\underline{U}_4 \cdot \underline{U}_{2,r}}{\underline{U}_{2,m}^2 - \underline{U}_{2,r}^2} \quad (3.4)$$

Durch die Auswertung der Spektren der verschiedenen Impulse können auf Basis von Gleichung 3.4 bei hier bekannter Länge die Ausbreitungskonstante und daraus abgeleitet die Dämpfungskonstante  $\alpha$  sowie die Phasengeschwindigkeit  $v$  des Kabels berechnet werden. Dazu werden die folgenden Gleichungen 3.5 und 3.6 angewandt [84].

$$\alpha = -\frac{1}{2l} \ln \left| \frac{U_A \cdot U_{2,r}}{U_{2,m}^2 - U_{2,r}^2} \right| \quad (3.5)$$

$$v = -\frac{2l \cdot \omega}{\arg \left( \frac{U_A \cdot U_{2,r}}{U_{2,m}^2 - U_{2,r}^2} \right)} \quad (3.6)$$

Der Einfluss von globaler Alterung auf die Ausbreitungskonstante eines Kabels kann somit über zustandsbedingte Veränderungen mit diesem Messverfahren ermittelt werden.

### 3.1.3 Untersuchungsergebnisse

Für die thermische Alterung eines VPE-isolierten Kabels des Typs 1 (siehe Tabelle 3-1) mit einer Länge von  $l = 13 \text{ m}$  wird in Abbildung 3-3 der Verlauf der gemessenen Dämpfungskonstante  $\alpha$  in Abhängigkeit von der Frequenz  $f$  für verschiedene Zeiten der Alterung  $t_A$  gezeigt.

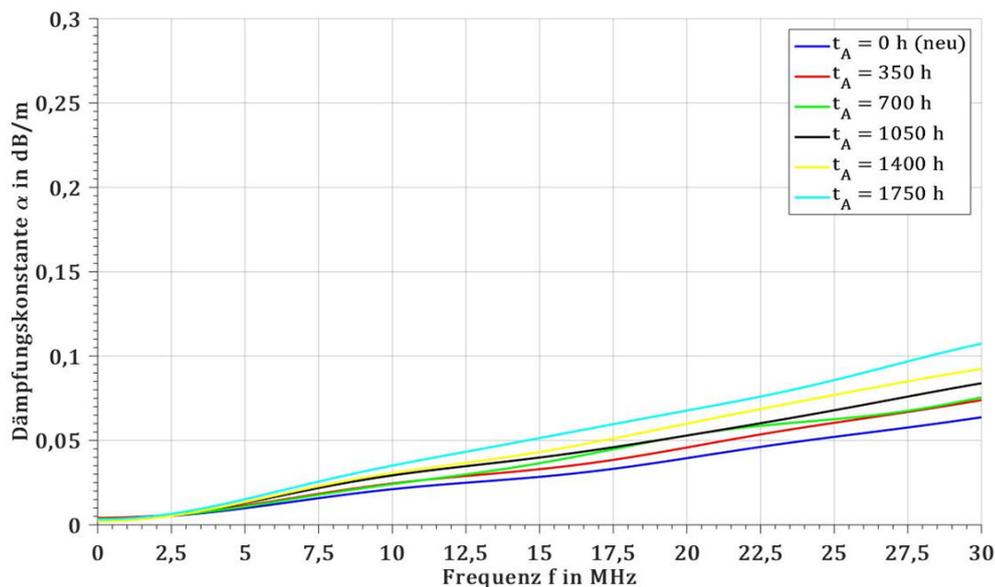


Abbildung 3-3: Dämpfungskonstante eines thermisch gealterten, VPE-isolierten Kabels (Kabeltyp 1)

Wie in Abbildung 3-3 zu erkennen ist, zeichnet sich bei fortschreitender thermischer Alterung des Dielektrikums der Trend zur Dämpfungszunahme deutlich ab [85]. Die natürliche Tiefpass-Charakteristik von Kabeln, die eine zunehmende Dämpfung bei steigender Frequenz bedeutet, wird durch die thermische Alterung verstärkt. Die absolute Zunahme der Dämpfungskonstante  $\Delta\alpha$  ist außerdem prinzipiell umso höher, je höher die Frequenz ist. Bei der Frequenz  $f = 28 \text{ MHz}$  beträgt diese ca.  $\Delta\alpha = 0,04 \text{ dB/m}$ . Bei einer in Netzen nicht unüblichen Kabellänge von  $l = 75 \text{ m}$  entspräche dieser Wert einer Dämpfungszunahme von  $\Delta\alpha \cdot l = 3 \text{ dB}$ , was bereits zu einer zusätzlichen Halbierung der übertragenen Leistung gegenüber der Übertragung auf dem gleichen Kabel im Neuzustand führen würde.

Auf die Phasengeschwindigkeit  $v$  hat die thermische Alterung dagegen keinen signifikanten Einfluss, wie die folgende Abbildung 3-4 darstellt.

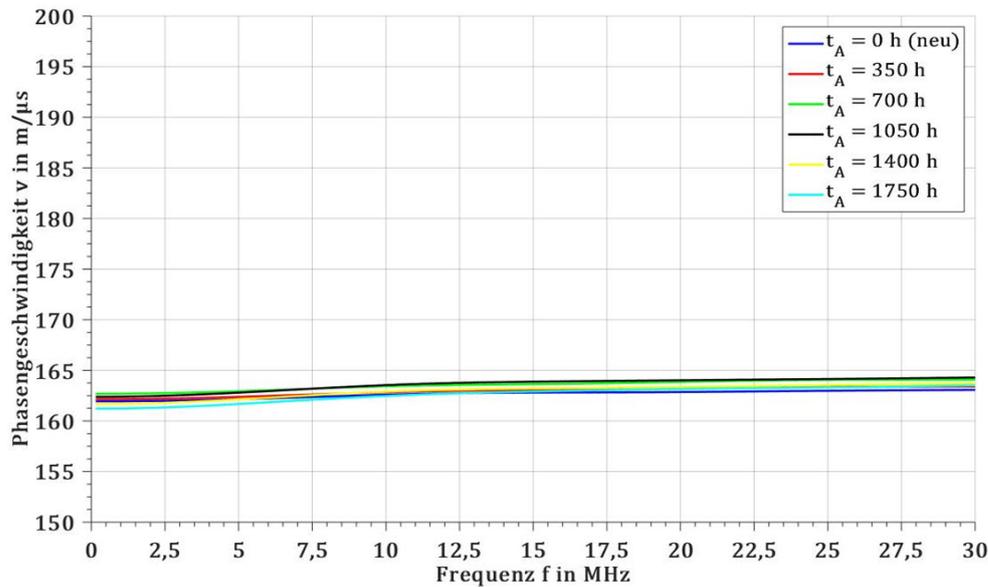


Abbildung 3-4: Phasengeschwindigkeit eines thermisch gealterten, VPE-isolierten Kabels (Kabeltyp 1)

Die Messwerte der Phasengeschwindigkeit variieren zwischen den einzelnen Alterungsstufen um maximal  $\Delta v = 1,5 \text{ m}/\mu\text{s}$ , was weniger als 1 % der Phasengeschwindigkeit des Kabels vor der Alterung entspricht. Da anders als bei der Dämpfungskonstante auch kein einheitlicher Trend zur Zunahme oder Abnahme der Phasengeschwindigkeit erkennbar ist, ist diese geringe Abweichung auf Messungenauigkeiten zurückzuführen. Die Phasengeschwindigkeit wird offensichtlich nicht durch den Grad der thermischen Alterung beeinflusst.

Durch den Vergleich dieser Messergebnisse mit den Ergebnissen der Simulationen in Abschnitt 2.3.1 folgt, dass die effektive relative Permittivität dieses VPE-isolierten Kabels, die vor allem durch die Permittivität der Isolierung bestimmt wird, durch thermische Alterung bis zu dem untersuchten Ausmaß keiner Veränderung unterliegt. Eine Änderung der relativen Permittivität der Isolierung kann daher ausgeschlossen werden. Stattdessen ist ein Anzeichen vorhanden, dass sich die dielektrischen Verluste insgesamt erhöht haben, was die Erhöhung der Dämpfungskonstante erklärt. Dabei ist zu beachten, dass sowohl die Isolierung als auch die halbleitenden Schichten der thermischen Beanspruchung unterliegen und in beiden eine entsprechende Alterung angeregt werden kann. Gemäß den Abbildungen 2-9 bis 2-12 ist eine Erhöhung des Verlustfaktors der Isolierung, eine Verringerung der Permittivität einer halbleitenden Schicht oder eine Veränderung des Verlustfaktors einer halbleitenden Schicht eine mögliche Ursache. Im Rahmen des Fertigungsprozesses werden Maßnahmen ergriffen, die eine thermische Alterung der Isolierung bis zu einem gewissen Grad verhindern und somit eine hohe Lebensdauer und Durchschlagsfestigkeit des thermisch beanspruchten Isoliermaterials gewährleisten sollen [38]. Dagegen erfüllen die Leitschichten lediglich die Aufgabe, das elektrische Feld zwischen Innenleiter und Schirm zu

begrenzen [34]. Im Frequenzbereich der BPL-Kommunikation tragen diese jedoch gemäß Abschnitt 2.3.1 maßgeblich zu den dielektrischen Eigenschaften und somit auch zur Dämpfung des gesamten Kabels bei. In [61] wurde diesbezüglich festgestellt, dass bereits nach einer geringen thermischen Beanspruchung die Leitfähigkeit einer halbleitenden Schicht bei Wiedererreichen der Anfangstemperatur nicht die ursprünglichen Werte einnimmt, sondern sinkt. Im erweiterten Modell gemäß Abschnitt 2.3.1 kann eine derartig verringerte Leitfähigkeit und ein entsprechend verringerter Verlustfaktor der halbleitenden Schichten zu einer Zunahme der Dämpfungskonstante führen, wie in Abbildung 2-11 zu erkennen ist. Die thermische Alterung des Kabeldielektrikums lässt sich somit auch praktisch nachweisen und deren Einfluss mit den Simulationsergebnissen hinterlegen. Da die Zunahme der Dämpfungskonstante das SNR als verfügbaren Parameter der BPL-Kommunikation beeinflusst, ist damit der Einfluss durch thermische Alterung signifikant und eine Erfassung dieses Zustands prinzipiell möglich.

Für die Untersuchung des Verlusts von Imprägniermittel wurde ein Kabel des Typs 2 (siehe Tabelle 3-1) mit einer Länge von  $l = 20$  m verwendet. Im neuen Zustand weist der im Kabel verfügbare, bewegliche Imprägniermittelvorrat einen relativen Volumengehalt von  $w = 100$  % auf, der sich durch den Verlust von Imprägniermittel verringert. Nach einer Alterungszeit von insgesamt  $t_A = 80$  h des thermisch beschleunigten Austritts des Imprägniermittels gemäß Abschnitt 3.1.1 sind aus dem Kabel ca. zwei Liter Imprägniermittel ausgetreten. Der Austritt des Imprägniermittels kam von diesem Zeitpunkt an zum Erliegen. Da somit ein relativer Volumengehalt des beweglichen Imprägniermittels von  $w = 0$  erreicht wurde, wurde die Untersuchung dieses Alterungsmechanismus zu diesem Zeitpunkt beendet. Die Abbildung 3-5 zeigt den Einfluss des Imprägniermittelverlusts auf die Dämpfungskonstante  $\alpha$  in Abhängigkeit von der Frequenz  $f$  und dem relativen Volumengehalt  $w$ .

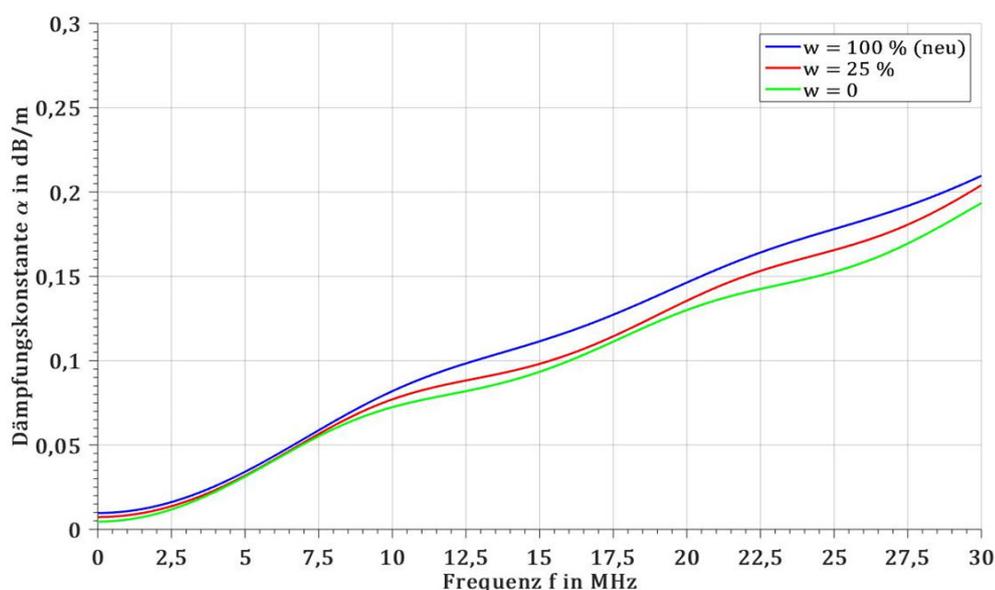


Abbildung 3-5: Dämpfungskonstante eines papierisolierten Kabels (Kabeltyp 2) unter dem Einfluss des Verlusts von Imprägniermittel

Entgegengesetzt zu den Untersuchungen an den thermisch gealterten, VPE-isolierten Kabeln, hat sich gemäß Abbildung 3-5 diese Form der Alterung als dämpfungsmindernd erwiesen [86]. Die natürliche Tiefpass-Charakteristik wird insbesondere im oberen Frequenzbereich abgemildert. Dieser Zustand, der aus betrieblicher Sicht ein hohes Risiko birgt, da durch den Verlust des Imprägniermittels Hohlräume entstehen und letztendlich die Isolationsfähigkeit herabgesetzt wird, ist aus der Sicht der BPL-Kommunikation vorteilhaft, da mit einer niedrigeren Dämpfung ein höheres SNR und damit höhere Datenraten möglich sind. Die Dämpfungsänderung liegt im oberen Frequenzbereich  $f = 28 \text{ MHz}$  bei  $\Delta\alpha \approx -0,02 \text{ dB/m}$ , was sich bei einer ausreichenden Länge in einer signifikanten Verstärkung gegenüber dem gleichen Kabel ohne Verlust von Imprägniermittel auswirken würde.

Die Phasengeschwindigkeit zeigt – ebenfalls abweichend von den Untersuchungen an VPE-isolierten Kabeln – eine sehr deutliche Beeinflussung durch den globalen Alterungszustand. Die folgende Abbildung 3-6 zeigt diese in Abhängigkeit der einzelnen Stadien des Imprägniermittelverlusts.

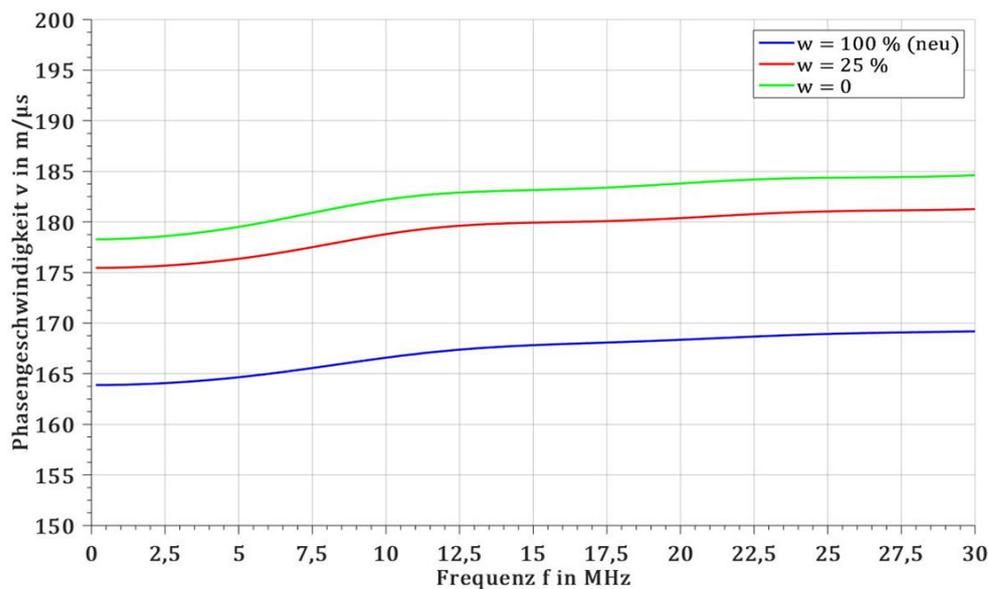
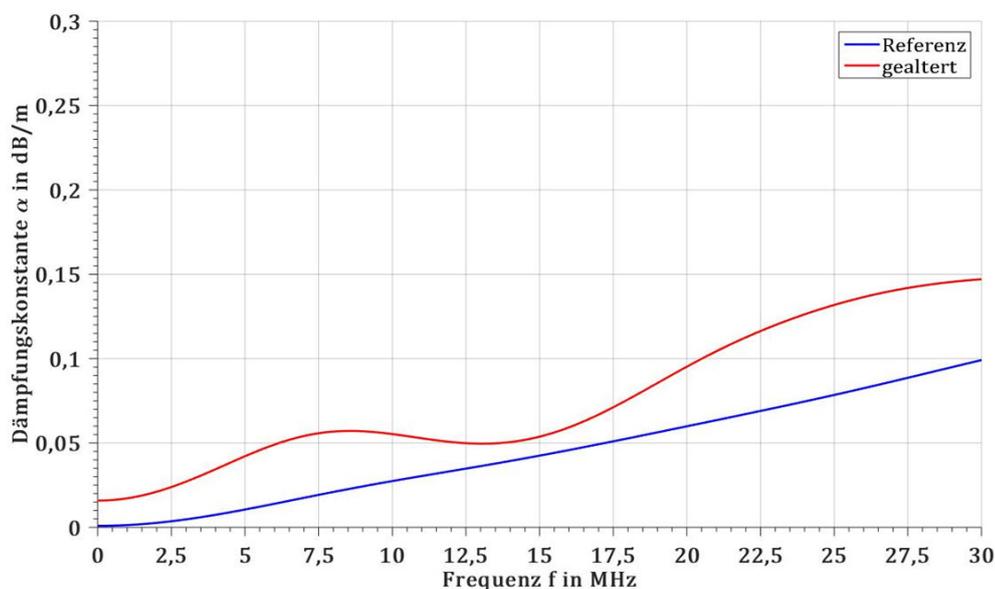


Abbildung 3-6: Phasengeschwindigkeit eines papierisolierten Kabels (Kabeltyp 2) unter dem Einfluss des Verlusts von Imprägniermittel

Da sich bei  $w = 0$  die Phasengeschwindigkeit um ca.  $\Delta v = 15 \text{ m}/\mu\text{s}$  bzw. um ca. 9 % gegenüber der Phasengeschwindigkeit im Neuzustand erhöht hat, ist eine Veränderung der relativen Permittivität des Dielektrikums abzuleiten. Gemäß den theoretischen Betrachtungen (Gleichung 2.11 und Abbildung 2-6) hat sich diese um ca. 20 % verringert. Wie in Abschnitt 2.3.1 dargestellt ist, hat dieser Parameter ebenfalls einen Einfluss auf die Dämpfungskonstante. Während sich diese verringert hat, kann anhand von Gleichung 2.10 bestimmt werden, dass der Verlustfaktor näherungsweise konstant geblieben ist. Grundsätzlich wird die Permittivität von Papier auch durch das Imprägniermittel mitbestimmt [87]. Da die Permittivität von Papier niedriger ist, wenn dessen Hohlräume mit Luft anstatt mit dem Imprägniermittel

höherer Permittivität gefüllt sind, kommt es zu dieser Veränderung der Ausbreitungskonstante bei einem Verlust von Imprägniermittel. Durch diese Zustandsänderung können somit die hochfrequenten Übertragungseigenschaften des Kabels deutlich beeinflusst werden. Infolgedessen ist ein erheblicher Einfluss auf die Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation möglich, da sich die Übertragungsfunktion und damit das SNR im Falle eines entsprechend gealterten Kabels verändert. Zudem ist zu erkennen, dass papierisolierte Kabel eine deutlich höhere Dämpfung als VPE-isolierte Kabel aufweisen. Daher sind die Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation in alten Netzen mit hohem Anteil dieser Kabel bereits unabhängig von der Alterung deutlich schlechter. Damit ist die einfache Aussage, dass alte Kabelabschnitte (meist papierisoliert) eine gegenüber neuen Kabelabschnitten (meist VPE-isoliert) erhöhte Dämpfung aufweisen häufig korrekt, lässt jedoch keine Rückschlüsse auf die Alterung im Sinne einer Zustandsverschlechterung zu (vgl. Abschnitt 2.4.1).

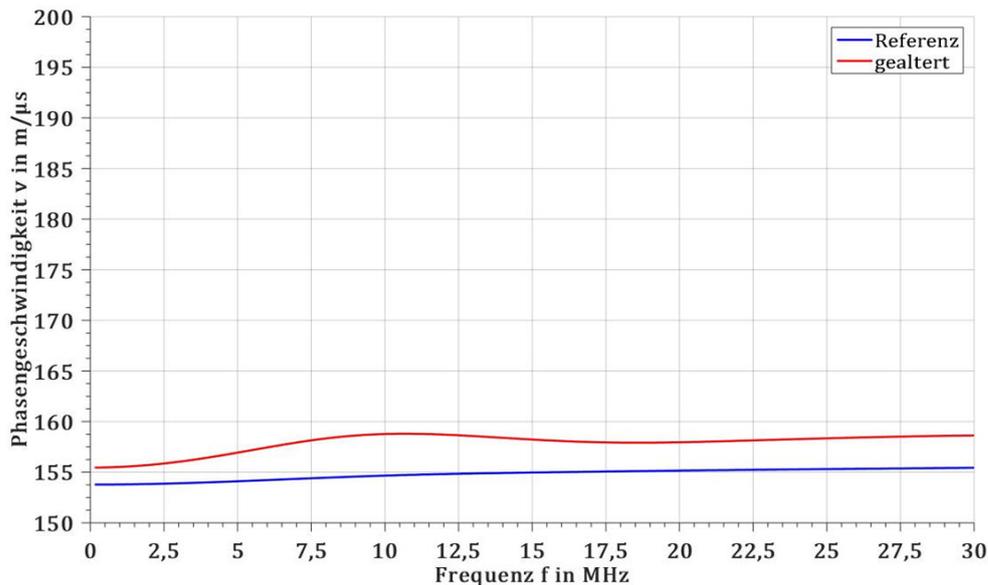
Zudem wurde als dritter Alterungsmechanismus die Alterung durch fertigungsbegleitende Langzeitprüfung an Kabeln des Typs 3 (siehe Tabelle 3-1) untersucht. Das gealterte Kabel weist eine Länge von  $l = 9$  m auf, während das Referenzkabel  $l = 19$  m lang ist. Die Abbildung 3-7 zeigt den Einfluss dieser Alterung auf die Dämpfungskonstante [85].



**Abbildung 3-7: Dämpfungskonstante zweier typgleicher, VPE-isolierter Kabel (Kabeltyp 3) unter dem Einfluss der Alterung durch fertigungsbegleitende Langzeitprüfung (rot) und ohne Alterung (blau)**

In beiden Fällen war der äußere Schutzmantel entfernt, welcher gemäß Abschnitt 2.2.2 jedoch keinen Einfluss auf die Übertragungseigenschaften hat. Dadurch ist es während der künstlichen Alterung im Wasserbad zu einer erheblichen Korrosion des Schirms des gealterten Kabels gekommen. Stellenweise sind einzelne Schirmdrähte vollständig unterbrochen (siehe auch Abschnitt 3.2). Daher kommt es bei dieser Alterung auch zu zahlreichen lokalen Fehlstellen, die die globale Alterung des Dielektrikums überlagern und eine Analyse der Ausbreitungskonstante als homogenen Parameter erschweren. Lokale Fehlstellen sind mit Reflexionen verbunden, sodass

das Messergebnis abhängig von der Kabellänge und der Position dieser Fehlstellen (vgl. Abschnitt 2.1.1) ist. Da im Reflektogramm jedoch keine zusätzlichen Impulse als Zeichen für derartige Reflexionen detektiert werden konnten, ist von einer ausreichend homogenen Gleichverteilung der lokalen Fehlstellen oder von einem dominanten Alterungseffekt auszugehen. Wie folgende Abbildung 3-8 zeigt, ist die Phasengeschwindigkeit geringfügig gestiegen.



**Abbildung 3-8: Phasengeschwindigkeit zweier typgleicher, VPE-isolierter Kabel (Kabeltyp 3) unter dem Einfluss der Alterung durch fertigungsbegleitende Langzeitprüfung (rot) und ohne Alterung (blau)**

Die Erhöhung der Phasengeschwindigkeit spricht wiederum gegen eine Einlagerung von Wasser in der Isolierung, die bei dieser Form der Alterung hervorgerufen werden kann und zu einer Erhöhung ihrer relativen Permittivität führen würde [25, 41]. Die Folge wäre eine Verringerung der Phasengeschwindigkeit. Im Vergleich zur Betrachtung von Kabeltyp 1 in Abbildung 3-4 ist zudem die niedrigere Phasengeschwindigkeit dieser Kabel auffällig. Dies lässt sich damit begründen, dass dieser Kabeltyp 3 mit anderen geometrischen und möglicherweise dielektrischen Eigenschaften einhergeht, was – wie bereits in Abschnitt 2.3.1 beschrieben – nicht auszuschließen ist. Anders als bei den übrigen Untersuchungen in diesem Abschnitt und als im Versuchskonzept vorgesehen, handelt es sich bei der hier dargestellten Untersuchung der Alterung durch fertigungsbegleitende Langzeitprüfung um die Gegenüberstellung zweier verschiedener Kabel mit deutlich unterschiedlichen Längen. Daher kann nicht gänzlich ausgeschlossen werden, dass ein systematischer Fehler vorliegt, der zu geringfügigen Abweichungen zwischen den Ergebnissen der beiden Kabeln führt, die nicht ausschließlich auf die Alterung durch die fertigungsbegleitende Langzeitprüfung zurückzuführen sind. Jedoch zeigen die Laboruntersuchungen auch bei einer Alterung durch fertigungsbegleitende Langzeitprüfung, dass die hochfrequenten Übertragungseigenschaften von Kabeln prinzipiell zustandsabhängig sind, und bestätigen die Möglichkeit einer Zustandserfassung durch die Analyse der Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation.

Die nun bekannten Einflüsse der untersuchten Zustände in der Kategorie „globale Alterung“ auf die hochfrequenten Übertragungseigenschaften können als Basis für eine Zustandserfassung durch die BPL-Kommunikation dienen. Während beim Verlust von Imprägniermittel in Kabeln des Typs 2 die Dämpfung sinkt und die Phasengeschwindigkeit sehr stark ansteigt, ruft die untersuchte Alterung von VPE-isolierten Kabeln eine Dämpfungszunahme hervor. Zudem ist der Einfluss auf die Phasengeschwindigkeit deutlich geringer ausgeprägt. Wie bereits im Rahmen der theoretischen Betrachtung in Abschnitt 2.3.1 beschrieben, führt eine Veränderung der Dämpfungskonstante in Abhängigkeit von der Länge zu einer Änderung der Übertragungsfunktion und des SNR an einem BPL-Modem. Somit bestätigt sich, dass globale Alterung prinzipiell im Rahmen einer Zustandserfassung durch die BPL-Kommunikation erfasst werden kann. Im folgenden Abschnitt 3.1.4 wird zudem der Einfluss der Kabeltemperatur als weiterer globaler Zustand untersucht.

### 3.1.4 Einfluss der Kabeltemperatur als globaler Zustand

Bei der Untersuchung des Temperatureinflusses wurde die Ausbreitungskonstante von Kabeln im temperierten Zustand gemessen. Im Folgenden ist der Einfluss der Temperatur eines Kabels des Typs 1 mit einer Länge von  $l = 13$  m dargestellt. Dazu wurde das Kabel im Klimaschrank auf die jeweilige Temperatur gebracht und die Messung an einer Durchführung des Schrankes vorgenommen. In der Abbildung 3-9 ist der Einfluss der Temperatur  $T$  auf die Dämpfungskonstante  $\alpha$  dargestellt [88].

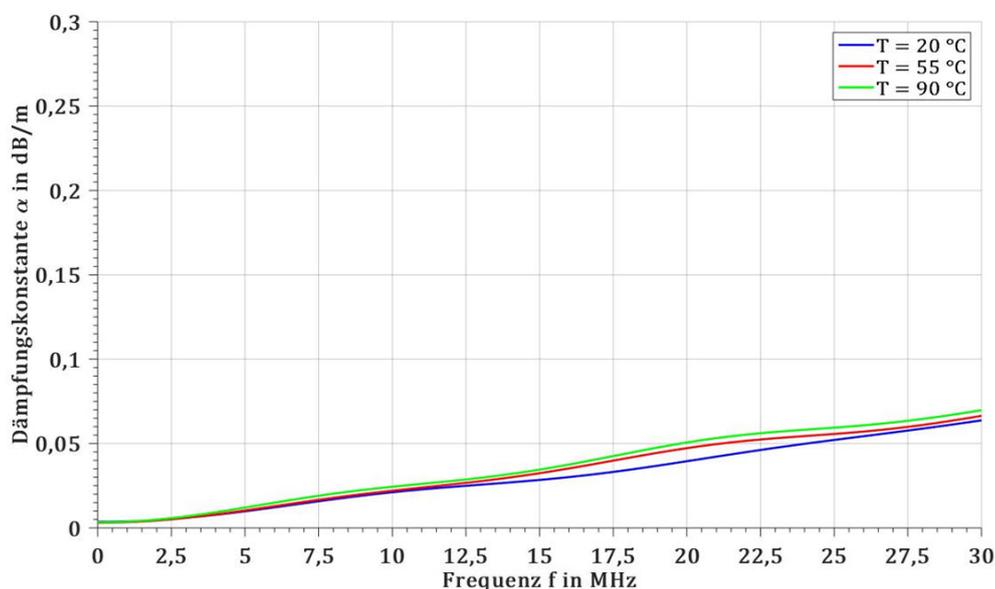


Abbildung 3-9: Dämpfungskonstante eines VPE-isolierten Kabels (Kabeltyp 1) bei unterschiedlichen Temperaturen

Im Vergleich zur thermischen Alterung ist die Zunahme der Dämpfung äußerst gering und beträgt  $\Delta\alpha = 0,01$  dB/m zwischen  $T = 20$  °C und  $T = 90$  °C. Damit ist bei einer geringen Strombe-

lastung weit unterhalb des thermischen Grenzstroms nicht von einer nennenswerten Dämpfungszunahme auszugehen, sondern lediglich im Falle hoher Strombelastung nahe des thermischen Grenzstroms. Anders verhält es sich mit der Phasengeschwindigkeit  $v$  in Abhängigkeit von der Temperatur  $T$ , wie sie in Abbildung 3-10 dargestellt ist.

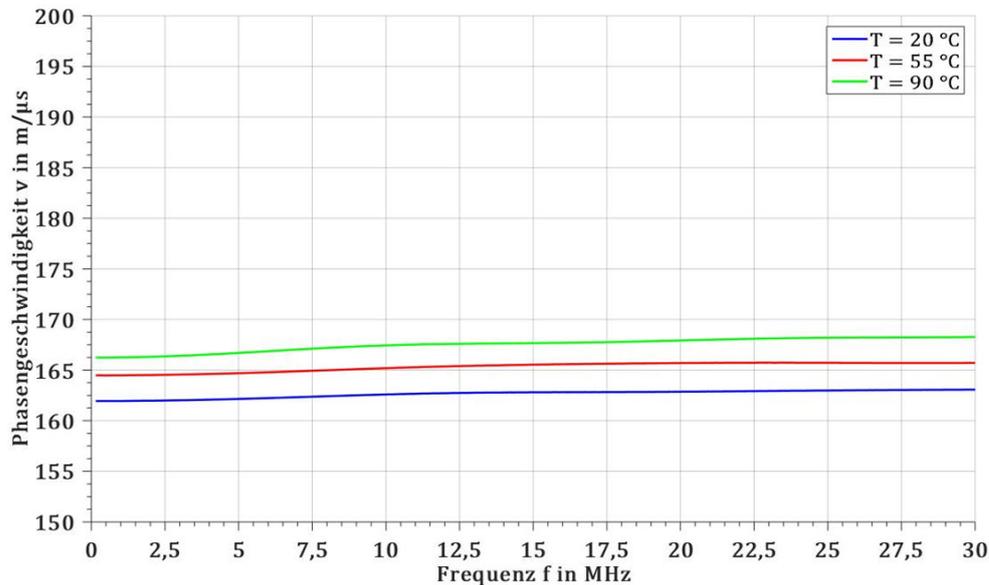


Abbildung 3-10: Phasengeschwindigkeit eines VPE-isolierten Kabels (Kabeltyp 1) bei unterschiedlichen Temperaturen

Wie in Abbildung 3-10 gezeigt wird, ist die Phasengeschwindigkeit in Abhängigkeit von der Temperatur gestiegen. Zwischen  $T = 20\text{ °C}$  und  $T = 90\text{ °C}$  hat sich die Phasengeschwindigkeit  $v$  um  $\Delta v = 5\text{ m}/\mu\text{s}$  bzw. 3 % erhöht. Die genannten Effekte deuten gemäß Abschnitt 2.3.1 darauf hin, dass sich die relative Permittivität der Isolierung um ca. 6 % verringert und sich gleichzeitig die Verluste in einer oder mehreren dielektrischen Schichten erhöhen.

Ein Kabel des Typs 2 mit einer Länge von  $l = 20\text{ m}$ , das nicht für den Klimaschrank geeignet ist, ist mit Hilfe von Stromwärmeverlusten über einen Zeitraum von 6 h temperiert und anschließend der Messung unterzogen worden. Dadurch, dass in diesem Fall die Wärme nicht von außen, sondern von innen zugeführt wird, ist die Temperatur innerhalb des Kabels nicht als konstant, sondern als ortsabhängig anzunehmen. Die Abbildung 3-11 zeigt den Temperatureinfluss auf die Dämpfungskonstante  $\alpha$  daher in Abhängigkeit von der elektrischen Stromstärke  $I$  für ein Kabel des Typs 2 [88].

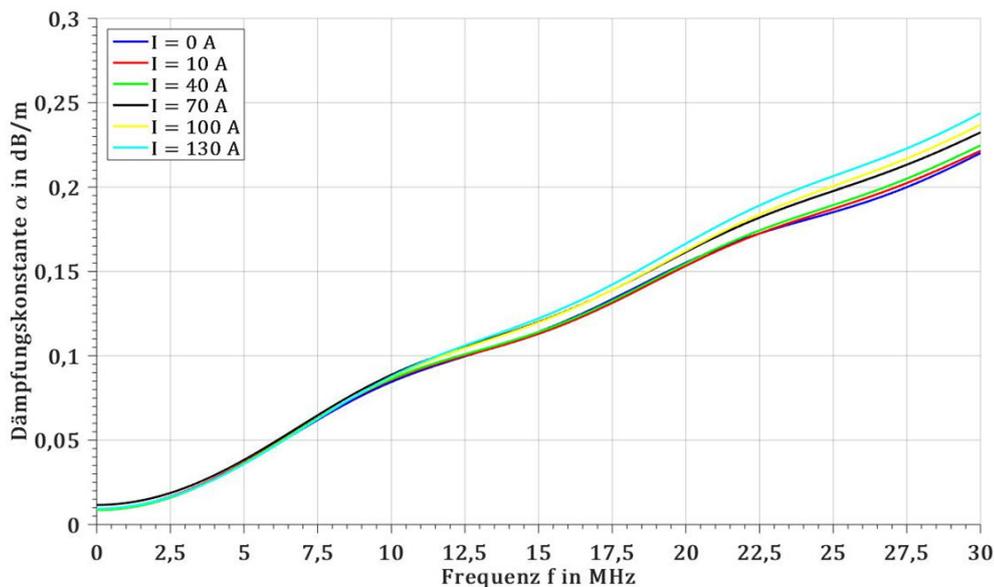


Abbildung 3-11: Dämpfungskonstante eines papierisolierten Kabels (Kabeltyp 2) bei unterschiedlichen Temperaturen (repräsentiert durch unterschiedliche Stromstärken)

Wie in Abbildung 3-11 zu erkennen ist, wird durch den Einfluss der Temperatur die natürliche Tiefpass-Charakteristik verstärkt. Die Dämpfungskonstante erhöht sich zwischen den Stromwerten  $I = 0$  A und  $I = 130$  A um  $\Delta\alpha = 0,02$  dB/m. Die ermittelte Abhängigkeit der Dämpfungskonstante von der Stromstärke resultiert ausschließlich aus der Erwärmung des Kabels durch Stromwärmeverluste, jedoch nicht aus dem vorhandenen Strom selbst. Ein direkter Einfluss auf die Dämpfungskonstante durch die Stromstärke selbst wurde widerlegt, denn die Ausbreitungskonstante blieb unmittelbar zu Beginn eines Zyklus (bevor sich die Temperatur ändert) unverändert. Hier wird somit nur ein indirekter Zusammenhang zwischen Stromstärke  $I$  und Dämpfung beobachtet. Die Abbildung 3-12 stellt die dazugehörige Phasengeschwindigkeit  $v$  dar.

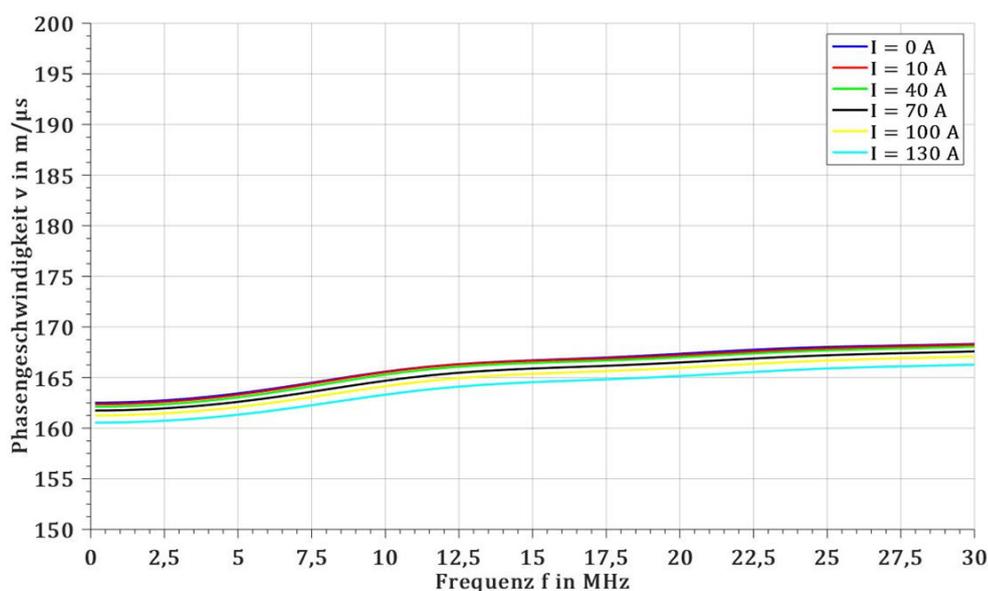


Abbildung 3-12: Phasengeschwindigkeit eines papierisolierten Kabels (Kabeltyp 2) bei unterschiedlichen Temperaturen (repräsentiert durch unterschiedliche Stromstärken)

Der Temperatureinfluss der Phasengeschwindigkeit verhält sich gemäß Abbildung 3-12 gegensätzlich zum Einfluss auf die Phasengeschwindigkeit von VPE-isolierten Kabeln (Kabeltyp 1). Sie wurde um  $\Delta v = -2 \text{ m}/\mu\text{s}$  verringert. Dies lässt sich über eine Zunahme der Permittivität gemäß Abschnitt 2.3.1 erklären.

Zusammenfassend lässt sich festhalten, dass die Temperatur einen Einfluss auf die Ausbreitungskonstante von Kabeln aufweist. Sowohl bei den papierisolierten als auch bei den VPE-isolierten Kabeln wird im Rahmen dieser Untersuchung insbesondere bei den oberen BPL-Frequenzen eine temperaturbedingte Zunahme der Dämpfungskonstante festgestellt. Der Einfluss durch die Temperatur führt jedoch zu anderen Veränderungen als durch die jeweils untersuchten Alterungsmechanismen, sodass die Änderung der Dämpfungskonstante vor allem erst bei hohen Belastungen in dieselbe Größenordnung von mindestens  $\Delta\alpha = 0,01 \text{ dB/m}$  vorstößt. Diese Dämpfungszunahme ist daher erst im Falle hoher Stromstärken und damit einhergehender signifikanter Erwärmung wahrnehmbar. Darüber hinaus ist der temperaturbedingte Trend der Phasengeschwindigkeit nicht einheitlich. Mit Hilfe dieser Erkenntnisse können die charakteristischen Merkmale eines Temperatureinflusses als Einflussfaktor bei einer Zustandserfassung prinzipiell berücksichtigt werden (siehe auch Abschnitt 2.4.4).

## 3.2 Lokale Fehlstellen ohne Teilentladungen

### 3.2.1 Versuchskonzept

Um den Einfluss lokaler Fehlstellen ohne TE zu ermitteln, wurde ein ähnliches Versuchskonzept verwendet, wie es im Bereich der globalen Alterung in Abschnitt 3.1.1 erläutert wird. Dabei ist der Versuchsaufbau identisch, wogegen das Messverfahren auf die in diesem Abschnitt untersuchte Kategorie von Zuständen angepasst werden muss. Dabei kann der Einfluss lokaler Fehlstellen ermittelt werden, indem auch hier die zustandsbedingte Veränderung der Messergebnisse untersucht wird, d. h. die Messergebnisse eines fehlerbehafteten Kabels mit den Ergebnissen im unversehrten Neuzustand verglichen werden. Die Kabel des Typs 1 werden mit lokalen Fehlstellen von realitätsgerechter, geringer Längenausdehnung von  $l_i \leq 2 \text{ cm}$  präpariert. Diese werden mit mechanischen Hilfsmitteln aufgebracht. Die entsprechenden Darstellungen sind im Anhang (siehe Abschnitt 10.2) zu finden. Folgende Fehlstellen sind untersucht worden:

- Entfernen des PE-Mantels (Abbildung 10-3)
- Entfernen dielektrischen Materials (Abbildung 10-4)
- Eindringen eines metallischen Fremdkörpers (Abbildung 10-5)
- Quetschen des Kabels (Abbildung 10-6)
- Durchtrennen von Schirmdrähten (Abbildung 10-7)

Das Entfernen des Mantels wird durch Schneiden und Schälen realisiert. Dies stellt einen künstlichen, deutlich ausgeprägten Mantelfehler dar.

Das Entfernen dielektrischen Materials wird durch eine Bohrung mit einem Bohrdurchmesser von 3 mm realisiert und stellt eine künstliche Nachbildung eines Hohlraums in der Isolierung dar. Dies repräsentiert die Modellannahme aus Abschnitt 2.3.2 für eine Fehlstelle, die zu einer Änderung der Permittivität führt. Anstelle der relativen Permittivität des Isoliersystems wirkt an dieser Stelle die niedrigere relative Permittivität des Hohlraums (Luft). Dadurch wird die Wellenimpedanz (vgl. Gleichung 2.31) verringert. Bei diesem Versuch ist diese Verringerung als stärker ausgeprägt anzunehmen als das bei kleinen Hohlräumen in der Isolierung der Fall ist, die ebenfalls die dielektrischen Eigenschaften von Luft oder Vakuum aufweisen [12], da Hohlräume in Feststoff-Isolierungen insbesondere Fertigungsfehler sind und deutlich kleinere Ausmaße als diese künstliche Bohrung aufweisen.

Für das Eindringen eines metallischen Fremdkörpers mit einem Durchmesser von 3 mm als Kontamination der Isolierung wird angenommen, dass insbesondere bei elektrisch leitendem Kontakt des Fremdkörpers zum Kabelschirm, jedoch ohne leitenden Kontakt zum Innenleiter (kein Kurzschluss), an dieser Stelle die Wellenimpedanz des Kabels verringert wird, weil der Abstand zwischen Innenleiter und Schirm stellenweise verringert wird. Dabei wird insbesondere auch der homogene, koaxiale Kabelaufbau im Bereich der Fehlstelle gestört, weshalb diese Fehlstelle als eine Form der geometrischen Fehlstelle gemäß Abschnitt 2.3.2 anzusehen ist. Die Gleichungen 2.29 und 2.30 sind dabei nicht gültig, weil sie nur homogene Querschnittsänderungen modellieren.

Eine weitere untersuchte lokale Fehlstelle im Bereich der geometrischen Veränderungen ist die Quetschung des Kabels. Die Quetschung eines Kabels kann durch ungünstige Verlegebedingungen oder eine Beschädigung begründet sein [37]. Da die nicht-metallischen Materialien elastisch sind, ist das künstliche Aufprägen dieser Fehlstelle durch Pressen reversibel. Daher muss die Vorrichtung zur Quetschung im Versuchsaufbau am Untersuchungsgegenstand fest integriert werden. Diese Fehlstellenart stellt eine Querschnittsänderung dar und wurde über die Gleichungen 2.29 und 2.30 in Abschnitt 2.3.2 modelliert.

Als letzte Fehlstelle wird das Durchtrennen von Schirmdrähten untersucht. Der für die Laboruntersuchungen verwendete Kabeltyp weist einen Schirm auf, der aus 42 einzelnen, über den Kabelumfang verteilten Kupferdrähten und einer Querleitwendel<sup>22</sup> besteht. Daher kann dieses Kabel im Ursprungszustand gemäß Abschnitt 2.3.1 wie eine koaxiale Leitung modelliert werden [30]. Je mehr dieser Schirmdrähte durchtrennt werden, desto weiter entfernt sich der Kabeltyp von dieser Modellanordnung. Daher ist diese Fehlstelle im Bereich der geometrischen Fehlstellen einzuordnen, wobei die Gleichungen 2.29 und 2.30 hier nicht gültig sind.

---

<sup>22</sup> Die Querleitwendel (siehe auch [77]) ist ein zusätzliches Kupferband, das eine leitende Verbindung zwischen den parallel verlegten Schirmdrähten herstellt.

### 3.2.2 Messverfahren

Um die bereits in Abschnitt 2.3.2 betrachteten Parameter der zusätzlichen Dämpfung und zusätzlichen Phasendrehung einer lokalen Fehlstelle zu analysieren und Rückschlüsse auf deren Einfluss auf die Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation zu ziehen, wird ähnlich wie bei der Untersuchung der globalen Alterung (vgl. Abschnitt 3.1.2) die TDR angewandt. Der Aufbau des Messsystems ist identisch. Der Unterschied besteht bzgl. des Messverfahrens und der Auswertung darin, dass Diskontinuitäten, die lokale Fehlstellen darstellen, zu einem weiteren Impuls im Reflektogramm führen, sofern sie eine messbare Reflexion verursachen. Damit diese Reflexion an der Fehlstelle von den übrigen Impulsen im Reflektogramm durch Fensterung isoliert werden kann, werden die Fehlstellen bei einer Entfernung von  $z = 40\%$  der Gesamtlänge  $l$ , ausgehend vom Anfang des untersuchten Kabels, implementiert. Für die Referenzmessung gelten dieselben Bedingungen und Gleichungen wie in Abschnitt 3.1.2 beschrieben. Auch der Impuls mit dem Spektrum  $\underline{U}_{2,m}$ , der aus der Reflexion am Übergang zwischen der Messleitung und dem untersuchten Kabel resultiert, bleibt unverändert. Der Impuls mit dem Spektrum  $\underline{U}_4$ , der erst am Kabelende reflektiert wird, wenn noch keine Fehlstelle vorhanden ist, dient als Basis. Damit kann das komplexe Spektrum  $\underline{U}_{3,i}$  des nach einer Zustandsänderung zusätzlich eintretenden Impulses berechnet werden. Der Impuls mit dem Spektrum  $\underline{U}_4$  wird an einer Fehlstelle teilweise entsprechend ihrem Eingangs-Reflexionsfaktor  $\underline{S}_{11,i}$  reflektiert. Dadurch, dass der Impuls mit dem Spektrum  $\underline{U}_{3,i}$  aufgrund der Position der Fehlstelle eine verkürzte Strecke im Kabel zurücklegt, muss dieses mit Hilfe der Ausbreitungskonstante  $\underline{\gamma}$  des Kabels, die im Zustand ohne lokale Fehlstelle ermittelt wird, korrigiert werden. Somit ergibt sich folgende Gleichung 3.7.

$$\underline{U}_{3,i} = \underline{U}_4 \cdot e^{-2 \cdot \underline{\gamma} \cdot l \cdot (z-1)} \cdot \underline{S}_{11,i} \quad (3.7)$$

Das Auftreten eines zusätzlichen Impulses als Reflexion an der Fehlstelle ist dabei die Grundvoraussetzung, dass überhaupt ein messbarer Einfluss besteht und dieser analysiert und ausgewertet werden kann. Die Verwendung von Gleichung 3.7 zur Analyse des Eingangs-Reflexionsfaktors der Fehlstelle weist jedoch einen Nachteil auf. Die Ausbreitungskonstante des untersuchten Kabels sowie die Position  $z$  der Fehlstelle müssen im Rahmen der Laboruntersuchungen exakt bekannt sein, um die Eingangsreflexion korrekt auszuwerten und den prinzipiellen Einfluss auf die BPL-Kommunikation aufzeigen zu können. Insbesondere die korrekte Erfassung und Auswertung der Phasendrehung des durch die Fehlstelle verursachten reflektierten Impulses sind erheblich von der exakten Wahl von  $z$  abhängig. Daher wird das aufgezeichnete Spektrum des wegen der Fehlstellenreflexion verminderten Impulses mit dem Spektrum  $\underline{U}_{4,i}$ , der am Kabelende reflektiert wird und die Fehlstelle zweimal passiert, nach Gleichung 3.8 genutzt, um auch den Transmissionsfaktor  $\underline{T}_i$  der Fehlstelle zu ermitteln.

$$\underline{U}_{4,i} = \underline{U}_4 \cdot \underline{T}_i^2 \quad (3.8)$$

Somit lässt sich unter Hinzunahme des Reflektogramms des untersuchten Kabels ohne Einfluss einer lokalen Fehlstelle der Transmissionsfaktor der lokalen Fehlstelle berechnen. Unter der Annahme gemäß Abschnitt 2.3.2, dass eine Fehlstelle einen vollständig symmetrischen Vierpol darstellt, gelten die folgenden Gleichungen 3.9 und 3.10 für die zusätzliche Dämpfung  $A_i$  und die zusätzliche Phasendrehung  $\varphi_i$ .

$$A_i = 20 \cdot \log_{10} |T_i| = 20 \cdot \log_{10} \left( \sqrt{\left| \frac{U_{4,i}}{U_4} \right|} \right) \quad (3.9)$$

$$\varphi_i = \arg(T_i) = \frac{\arg\left(\frac{U_{4,i}}{U_4}\right)}{2} \quad (3.10)$$

### 3.2.3 Untersuchungsergebnisse

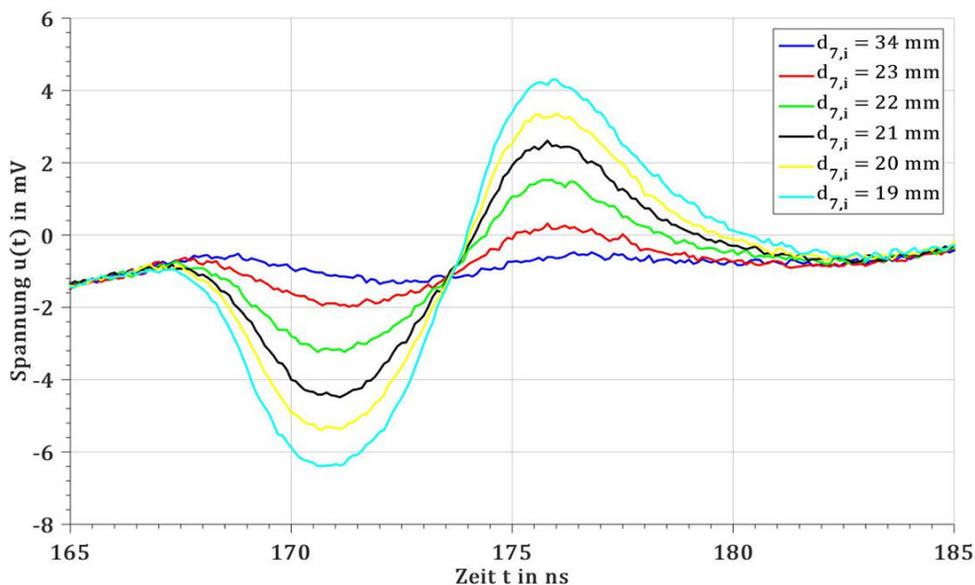
Wie in Abschnitt 2.2.2 theoretisch beschrieben wird, haben bei den Laboruntersuchungen reine Mantelschäden keinen Einfluss auf das Reflektogramm hervorgerufen. Die Datenübertragungseigenschaften eines Kabels werden dadurch folglich nicht beeinflusst. Dies bestätigt, dass der äußere Schutzmantel bei der Modellierung von Kabeln in der Leitungstheorie unerheblich ist.

Das Entfernen dielektrischen Materials über eine Bohrung zeigt ebenfalls keinen messbaren Einfluss auf das Reflektogramm gegenüber dem Neuzustand des Kabels. Wie das Modell in Abschnitt 2.3.2 bestätigt, ist selbst bei vereinfachter Annahme einer Reduktion der effektiven relativen Permittivität auf  $\varepsilon'_{r,i} = 1$  über eine Länge von  $l_i = 3$  mm eine zusätzliche Dämpfung von  $A_i = -5,5 \cdot 10^{-6}$  dB und eine zusätzliche Phasendrehung von  $\varphi_i = 0,06^\circ$  bei einer Frequenz von  $f = 28$  MHz gemäß den Gleichungen 2.27 und 2.28 zu erwarten. Da durch die Bohrung als Abbild eines Hohlraums jedoch nur ein geringerer Teil des dielektrischen Materials entlang des Kabelumfangs entfernt wird – als das Modell in Abschnitt 2.3.2 beschreibt – sind die Werte als noch niedriger einzustufen, sodass damit die ausbleibende Reflexion im Reflektogramm erklärbar ist.

Das Eindringen des metallischen Fremdkörpers zeigt ebenfalls keinen messbaren Einfluss [60]. Die Verringerung des Querschnitts ist dabei als deutlich zu gering einzustufen. Eine Ausnahme bildet der Spezialfall, bei dem der leitfähige Fremdkörper bis zu einem Kontakt mit dem Innenleiter in das Kabel getrieben und damit ein Kurzschluss zwischen Innenleiter und Schirm hergestellt wird. In diesem trivialen Fall der Leitungstheorie wird näherungsweise eine Totalreflexion am Kurzschluss beobachtet. Dabei würde ein in Betrieb befindliches, unter Spannung stehendes Kabel jedoch sofort ausfallen und die Zustandserfassung über die BPL-Kommunikation als präventive Maßnahme somit nicht einsetzbar sein.

Das Quetschen eines Kabels zeigt dagegen einen messbaren Einfluss, wobei der Querschnitt sukzessive über eine Länge von ca.  $l_i = 2$  cm durch mechanische Pressung verringert worden ist.

Dabei ist ein minimaler Querschnitt des Kabels von  $d_{7,i} = 19$  mm erreicht worden, der im Neuzustand  $d_7 = 2 \cdot r_7 = 34$  mm beträgt. Dabei ist zu beachten, dass auch der Schutzmantel gequetscht wird, sodass der Querschnitt des Kabels  $d_7$  bzw.  $d_{7,i}$  nur bedingt mit der Dicke des Dielektrikums  $x$  bzw.  $x_i$  vergleichbar ist. Die hervorgerufene Diskontinuität ist bei der Quetschung deutlich stärker ausgeprägt als bei Eindringen eines metallischen Fremdkörpers, sodass Veränderungen im Reflektogramm detektiert werden können. Die Abbildung 3-13 zeigt einen vergrößerten Ausschnitt des Reflektogramms an einer sukzessiven Quetschung des Kabels. Dabei wird der Impuls mit dem Spektrum  $\underline{U}_{3,i}$  für mehrere Querschnitte des Kabels im Zeitbereich gezeigt.



**Abbildung 3-13: Reflektogramm (Ausschnitt) eines VPE-isolierten Kabels (Kabeltyp 1) mit einer sukzessiven Quetschung**

Bei zunehmendem Grad der Quetschung erhöht sich dabei der Reflexionsfaktor der Fehlstelle erwartungsgemäß – erkennbar an der zunehmenden Amplitude von  $u(t)$  in Abbildung 3-13. Die Reflexionen werden erst erkennbar, wenn der Kabeldurchmesser bereits auf  $d_{7,i} = 23$  mm oder weniger verringert wird. Diese Impulsform deutet auf den kapazitiven Charakter der Fehlstelle hin, der mit der Verringerung der Wellenimpedanz durch die Verringerung des Querschnitts einhergeht [89]. In der folgenden Abbildung 3-14 sind die Auswertungsergebnisse der zusätzlichen Dämpfung  $A_i$  durch diese Fehlstelle dargestellt.

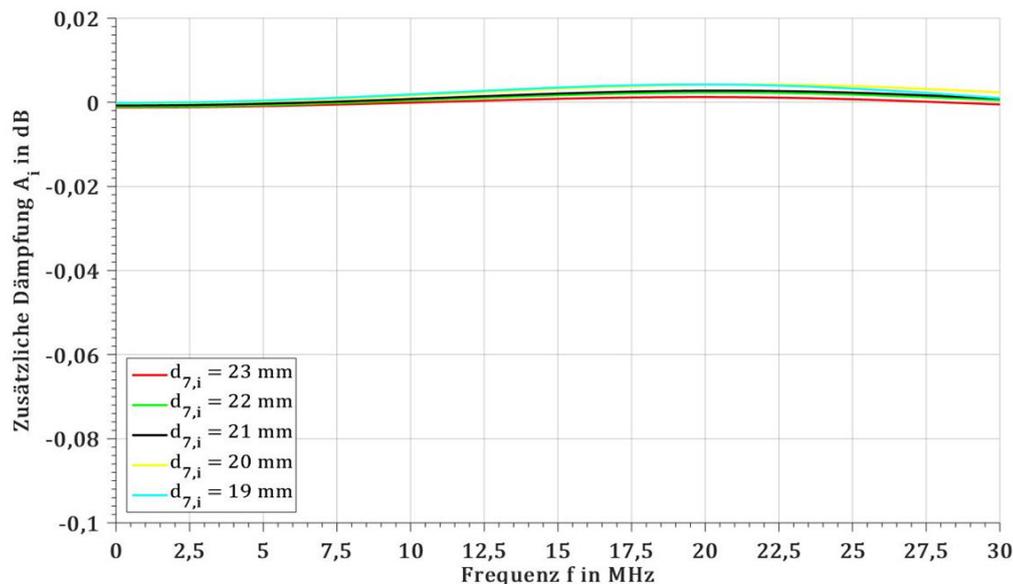


Abbildung 3-14: Zusätzliche Dämpfung einer sukzessiven Quetschung über eine Länge von 2 cm an einem VPE-isolierten Kabel (Kabeltyp 1)

Bei maximaler Quetschung des Kabels von  $d_7 = 34$  mm auf  $d_{7,i} = 19$  mm über eine Länge von ca.  $l_i = 2$  cm liegt die zusätzliche Dämpfung eines transmittierten Signals in einem kaum messbaren Bereich von  $0,001 \text{ dB} < A_i < 0,004 \text{ dB}$ . Dieser Wert hat einen derartig geringen Betrag, dass der Transmissionsfaktor bedingt durch Messungenauigkeit in diesem Bereich nicht hinreichend genau aufgelöst werden kann. Dies ist nicht zuletzt daran erkennbar, dass es sich bei einem positiven Wert wie hier um eine (sehr geringe) Verstärkung handeln würde, was im Rahmen dieser Untersuchung physikalisch unmöglich ist. Neben der Auswertung der resultierenden zusätzlichen Dämpfungen wird auch die zusätzliche Phasendrehung  $\varphi_i$  untersucht. Dazu ist in folgender Abbildung 3-15 das Ergebnis dargestellt.

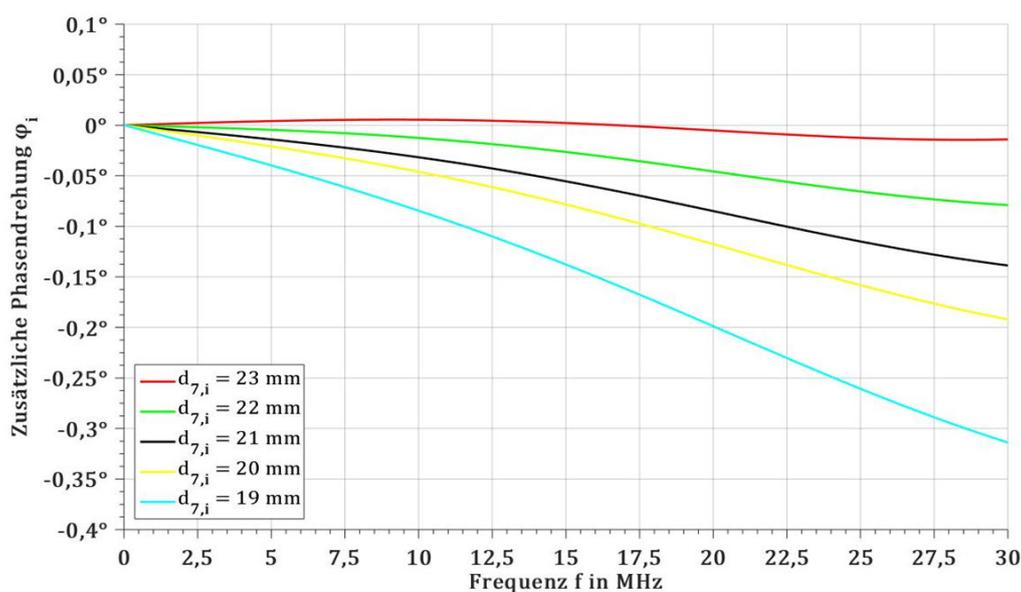


Abbildung 3-15: Zusätzliche Phasendrehung einer sukzessiven Quetschung über eine Länge von 2 cm an einem VPE-isolierten Kabel (Kabeltyp 1)

In Abbildung 3-15 ist zu erkennen, dass die zusätzliche Phasendrehung, die durch eine Quetschung des Kabels hervorgerufen wird, wie nach Abbildung 2-15 zu erwarten negativ und äußerst gering ist. Auch wenn hinsichtlich der Quetschung mit Hilfe des Reflektogramms ein Einfluss ermittelt werden kann, ist dieser selbst bei maximaler Quetschung auf einen Durchmesser von  $d_{7,i} = 19$  mm weiterhin zu gering, als dass die BPL-Kommunikation dadurch signifikant beeinflusst werden könnte. Daher ist eine Erfassung dieser Fehlstelle mit Hilfe der Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation ebenfalls nicht möglich. Eine weitere Verringerung des Querschnitts durch Quetschung wäre nicht realitätsgerecht. Ein Kurzschluss zwischen Innenleiter und Schirm durch Quetschen des Kabels ist somit ebenfalls nicht herbeigeführt worden.

Als letzte Fehlstelle im Rahmen der Laboruntersuchungen zu lokalen Fehlstellen ohne TE wurde das sukzessive Durchtrennen und Entfernen der Schirmdrähte über eine Länge von ca.  $l_i = 2$  cm, die im ursprünglichen Zustand eine Anzahl von  $s_i = 42$  aufweisen, untersucht. Je mehr dieser Schirmdrähte durchtrennt werden, desto weiter entfernt sich der Kabeltyp von der Modellanordnung einer coaxialen Leitung. Im Extremfall nur eines verbleibenden Schirmdrahtes ( $s_i = 1$ ) ist dieses Kabel im Bereich der Fehlstelle als Zweidrahtleitung anzusehen, bei der der Innenleiter und der Schirmdraht parallel verlaufen. Zudem ist bekannt, dass diese Leiteranordnung deutlich höhere Wellenimpedanzen aufweisen kann als vergleichbare coaxiale Anordnungen [90]. Somit steigt in diesem Fall die Wellenimpedanz  $Z_i$  des Kabels im Bereich der Fehlstelle an. Die Abbildung 3-16 zeigt das aufgezeichnete Reflektogramm ausschnittsweise.

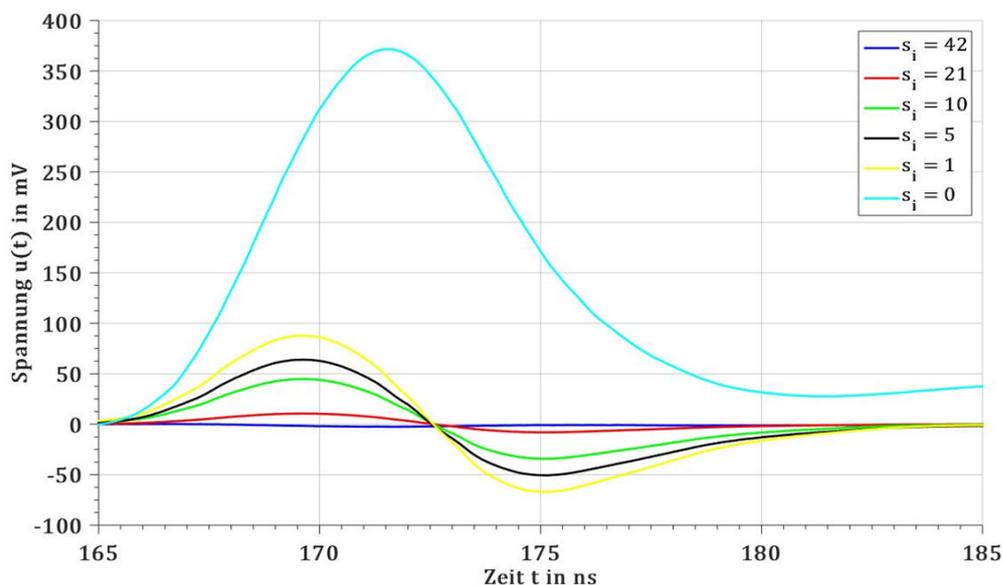


Abbildung 3-16: Reflektogramm (Ausschnitt) eines VPE-isolierten Kabels (Kabeltyp 1) mit sukzessive durchtrennten Schirmdrähten

Die Impulsformen bei  $0 < s_i < 42$  deuten auf den induktiven Charakter dieser Fehlstelle hin, d. h. die Wellenimpedanz  $Z_i$  erhöht sich gegenüber  $Z$  [89]. Wenn nur ein Schirmdraht des VPE-isolierten Kabelprüflings verbleibt ( $s_i = 1$ ) und auch die Querleitwendel unterbrochen ist, lässt

sich der maximale Einfluss dieser lokalen Fehlstelle unter Einhaltung der Randbedingung, dass weder ein Kurzschluss vorliegt noch ein Leiter unterbrochen ist, als eine ebenfalls geringe zusätzliche Dämpfung des transmittierten Signals von  $A_i = -0,26$  dB bei  $f = 28$  MHz bestimmen, wie die Abbildung 3-17 zeigt.

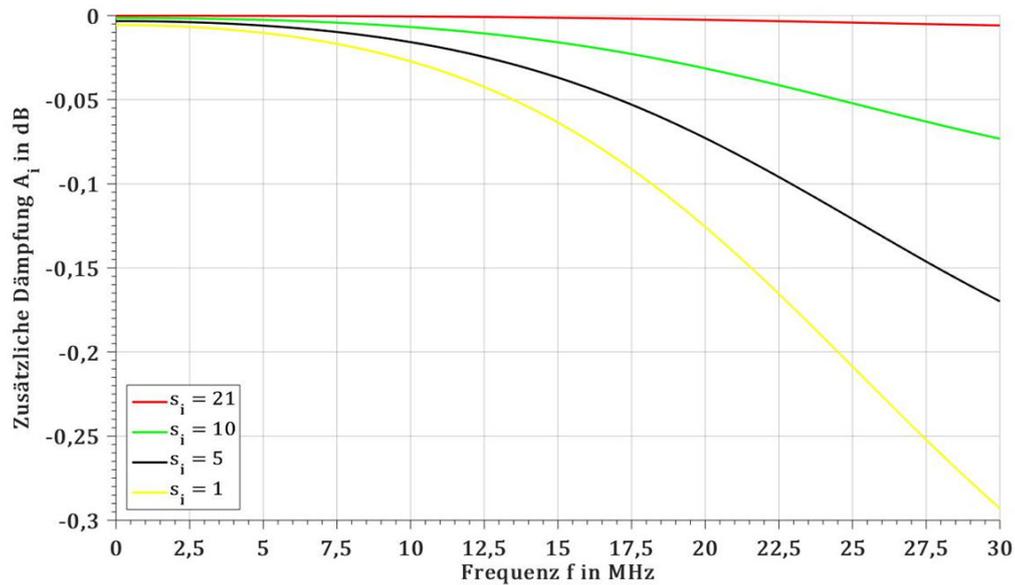


Abbildung 3-17: Zusätzliche Dämpfung bei durchtrennten Schirmdrähten an einem VPE-isolierten Kabel (Kabeltyp 1)

Je niedriger die Frequenz ist, desto geringer ist der Betrag der zusätzlichen Dämpfung. Die zusätzliche Phasendrehung  $\varphi_i$ , die durch diese Fehlstelle verursacht wird, beträgt gemäß Abbildung 3-18 dagegen maximal  $\varphi_i = -8,2^\circ$  bei  $f = 28$  MHz.

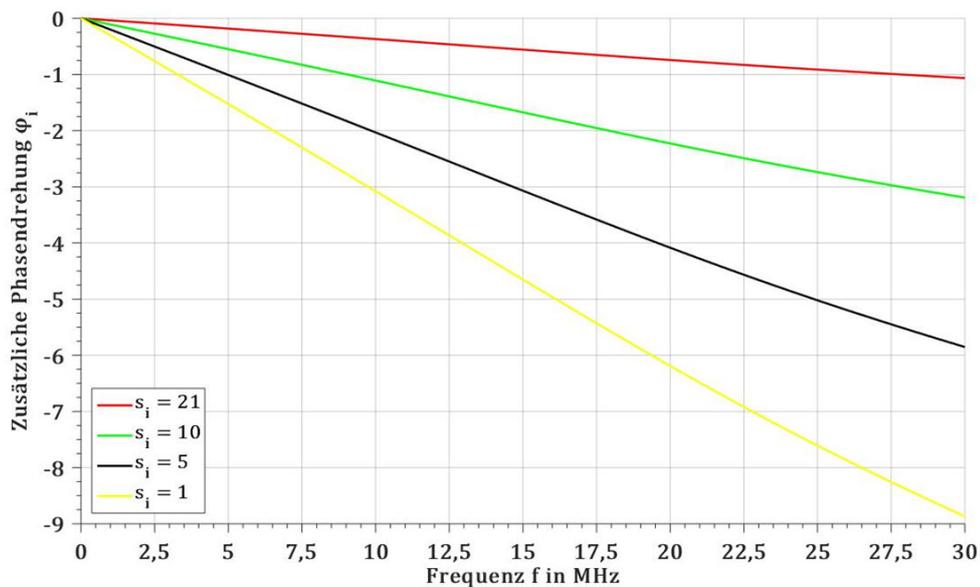


Abbildung 3-18: Zusätzliche Phasendrehung bei durchtrennten Schirmdrähten an einem VPE-isolierten Kabel (Kabeltyp 1)

Ein solcher Wert ist zwar mit sensibler Messtechnik nachzuweisen, dennoch ist ein signifikanter Einfluss auf die BPL-Kommunikation und die Erfassung jener Fehlstelle mit dieser auszuschließen. Im Vergleich zur Quetschung ist in diesem Fall bei  $t = 170$  ns der reflektierte Impuls von deutlich höherer Amplitude. Je mehr Schirmdrähte unversehrt bleiben, desto geringer ist die Amplitude des reflektierten Impulses.

Erst bei einem vollständig unterbrochenen Schirm ( $s_i = 0$ ) bildet sich eine massivere Reflexion, die  $\underline{U}_{3,i}$  in Gleichung 3.7 entspricht, gemäß Abbildung 3-16 aus. Diese ist so stark ausgeprägt, dass aus dem Reflektogramm mit dem in Abschnitt 3.2.2 beschriebenen Algorithmus zur Auswertung die Transmission  $\underline{T}_j$  nicht bestimmt werden kann, da der benötigte, transmittierte Impuls, der  $\underline{U}_{4,i}$  in Gleichung 3.8 entspricht, verzerrt und zu gering ausgeprägt ist. Eine vollständige Schirmunterbrechung führt allein – anders als ein Kurzschluss oder ein unterbrochener Innenleiter – i. d. R. nicht unmittelbar zu einem Ausfall der betroffenen Kabelstrecke. Da der Schirm u. a. zur Potentialsteuerung des elektrischen Feldes dient [79], können dortige Schäden folglich zu einer Inhomogenität des elektrischen Feldes und zu TE führen und infolgedessen einen Durchschlag der Isolierung begünstigen [14]. Darüber hinaus dient der Schirm dazu, Ableit- und Erdschlussströme zu führen [79]. Daher wird dieser Zustand im Folgenden eingehender untersucht [85]. Wegen der hier eingeschränkten Aussagekraft durch die Auswertung mittels TDR basiert die Untersuchung auf einem abweichenden Versuchskonzept.

Als Untersuchungsgegenstand dient ein kurzes Kabelstück, dessen Schirmdrähte über eine Länge von  $l_i = 2$  cm gänzlich entfernt werden. Das Kabelstück wird mit Hilfe je eines Adapters an beiden Kabelenden kontaktiert (siehe Abschnitt 10.2, Abbildung 10-8). Um den Einfluss des vollständig entfernten Schirms zu messen, wird ein Vektor-Netzwerk-Analysator (VNA) verwendet, mit dem die S-Parameter dieses Untersuchungsgegenstands (Vierpol) gemessen werden können. Dazu wird das Kabelstück über zwei Messleitungen mit dem VNA verbunden. Der Einfluss der Messleitungen kann durch Kalibrierung herausgerechnet werden. Auf diese Weise wird durch die Messung der S-Parameter der Einfluss des vollständig unterbrochenen Schirms untersucht.

Mit Hilfe des VNA wurde ermittelt, dass diese Fehlstelle je nach Frequenz eine deutliche Dämpfung hervorrufen kann. Die Abbildung 3-19 zeigt dazu gemessene S-Parameter [88].

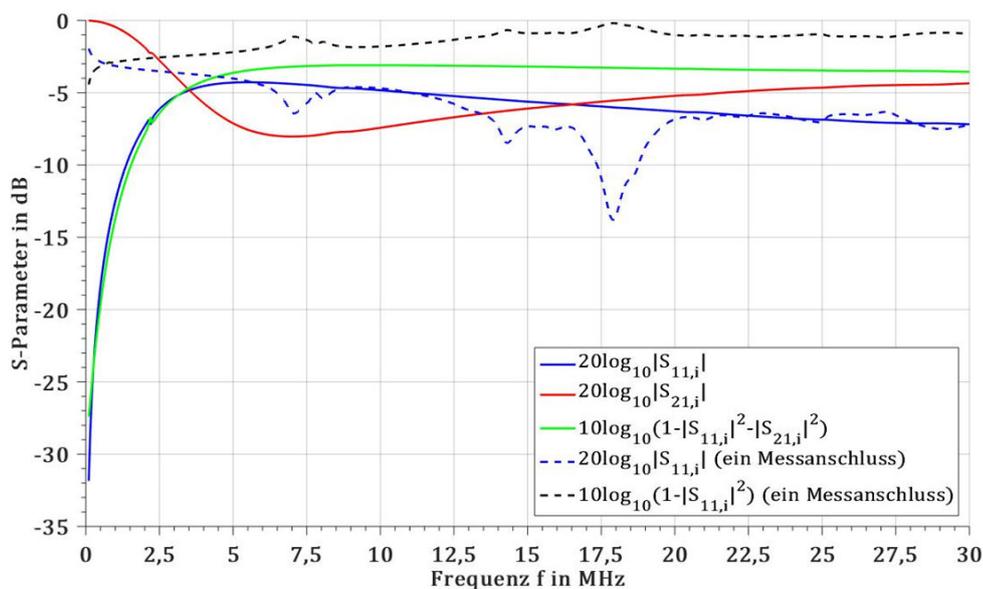


Abbildung 3-19: S-Parameter eines Kabelstücks (Kabeltyp 1) mit vollständig unterbrochenen Schirmdrahnen

Gemäß der Definition in Abschnitt 2.3.2 ist  $\underline{S}_{11,i}$  der Eingangs-Reflexionsfaktor und  $\underline{S}_{21,i}$  der Vorwärts-Transmissionsfaktor. Der grüne Graph in Abbildung 3-19 bildet die Verlustleistung in der Fehlstelle ab. Dabei ist die Verlustleistung insbesondere bei höheren Frequenzen hoch. Durch die Tatsache, dass der Schirm vollständig unterbrochen ist, kann er schließlich keinen Strom mehr führen. Diese Anordnung ist jedoch nicht vollständig aussagekräftig, da die elektrischen Massen der beiden Messanschlüsse des VNA intern miteinander starr verbunden sind. Diese interne Verbindung stellt einen zum Schirm alternativen Strompfad dar und fungiert hier als Rückleiter anstelle des Schirms. Dadurch werden nach Abbildung 3-19 insbesondere niedrige Frequenzen  $f \approx 0$  MHz vollständig transmittiert (roter Graph), obwohl der Schirm keinen Strom führen kann, weil der alternative Strompfad genutzt wird. Somit hat bei sehr niedrigen Frequenzen der Vorwärts-Transmissionsfaktor  $|\underline{S}_{21,i}| \approx 0$  dB und zeigt somit, dass keine Dämpfung vorliegt.

Um diesen Einfluss durch den VNA zu umgehen, wird der alternative Strompfad entkoppelt, indem lediglich mit einem Messanschluss gemessen wird, wobei infolgedessen nur der Eingangs-Reflexionsfaktor  $\underline{S}_{11,i}$  ermittelt werden kann. Anstelle des zweiten Messanschlusses des VNA wird die zweite Messleitung an einem von der elektrischen Masse des VNA isolierten Kalibrierwiderstand angeschlossen. In Abbildung 3-19 ist zu erkennen, dass nennenswerte Anteile bei den meisten Frequenzen reflektiert werden (blauer gestrichelter Graph). Für  $f > 7$  MHz sind die beiden gezeigten Eingangs-Reflexionsfaktoren über weite Frequenzbereiche vergleichbar, während die Messwerte bei niedrigeren Frequenzen divergieren. Der schwarze gestrichelte Graph stellt die Summe aus der Transmission durch die Fehlstelle und den Verlusten in der Fehlstelle dar. Die reine Transmission kann geringer sein, wie die Messungen am zweiten Messanschluss aufzeigen. Somit ist zwar keine exakte Aussage über die zusätzliche Dämpfung möglich, jedoch ist festzustellen, dass diese im Bereich von mehreren dB liegen kann.

Das Verhalten eines vollständig unterbrochenen Schirms ähnelt einer Antenne. Es ergeben sich stark frequenzabhängige Reflexionen. Anders als im Trivialfall des offenen Leiterendes werden bei lediglich unterbrochenem Schirm, aber intaktem Innenleiter Signalanteile reflektiert und transmittiert sowie auch in Form von Oberflächenwellen und Strahlung aus dem Kabelinneren herausgetragen [91]. Eine vollständige Schirmunterbrechung kann somit eine erhebliche Dämpfung transmittierter Signale verursachen und ist somit zwar theoretisch gut über eine Analyse der Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation zu erfassen, stellt jedoch allein vermutlich keine häufige (wenn auch eine ernsthafte) Fehlstelle in realen Kabelstrecken dar.

### **3.3 Lokale Fehlstellen mit Teilentladungen**

Um den Einfluss lokaler Fehlstellen mit TE zu untersuchen, ist insbesondere – anders als bei den beiden anderen untersuchten Arten von Kabelzuständen (globale Alterung und lokale Fehlstellen ohne TE) – der Einfluss der TE selbst auf die Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation zu untersuchen. Diese werden als zusätzliches Rauschen aufgefasst, sodass – wie bei jeder anderen Form der TE-Diagnose – das Symptom einer TE-behafteten Fehlstelle und nicht die Ursache (in Form der Fehlstelle selbst) erfasst werden muss.

#### **3.3.1 Versuchskonzept**

Bei den Laboruntersuchungen werden mehrere Ziele verfolgt, um letztendlich den Einfluss von TE auf die BPL-Kommunikation, d. h. den SNR-Verlust gemäß Abschnitt 2.3.3 bei unterschiedlichen Bedingungen, nachzuweisen. Erstes Ziel der Untersuchung ist es, die Übereinstimmung des SNR, das mit Hilfe der Messungen an einem BPL-Modem zur Verfügung gestellt wird, bzw. des daraus ableitbaren SNR-Verlusts mit erwarteten Werten im Vorfeld zu bestimmen, um auf diese Weise die Gleichungen 2.38 bis 2.42 zu verifizieren, wobei diese einen direkten Zusammenhang zwischen der Ladung sowie der Impulshäufigkeit und einem SNR-Verlust aufzeigen. Da die TE aus realen Fehlstellen sehr unterschiedliche Ladungen und Impulshäufigkeiten, die sich aus der Fehlstelle und der angelegten elektrischen Feldstärke bzw. Prüfspannung ergeben, aufweisen können, wird zunächst der Einfluss von künstlich erzeugten Impulsen untersucht. Diese teilen die wesentlichen Eigenschaften von TE-Impulsen, sind jedoch hinsichtlich der genannten Parameter steuerbar. Dies bringt den Vorteil mit sich, dass der Einfluss von TE auf das SNR bzw. den SNR-Verlust unter vollständig kontrollierbaren Bedingungen untersucht werden kann.

Im nächsten Schritt wird der Einfluss von mehreren Anordnungen sowie verschiedenen lokalen Fehlstellen an Kabelprüflingen, die zu realen TE führen, mit Hilfe dieser SNR-Messung eines BPL-Modems analysiert. Dabei werden die bei der konventionellen TE-Messung relevanten Parameter zusätzlich durch ein entsprechendes TE-Messgerät aufgezeichnet, da diese nur bei den simulierten TE eingestellt werden können und sonst unbekannt sind. Somit soll aufgezeigt

werden, in welchem Maß reale TE die BPL-Kommunikation unter bestimmten Bedingungen beeinflussen und somit prinzipiell erfasst werden können. Dabei werden folgende Anordnungen bzw. lokale Fehlstellen mit TE untersucht:

1. Spitze-Platte-Anordnung (Abbildung 10-9)
2. Oberflächen-Anordnung (Abbildung 10-10)
3. Kabelprüfling (Kabeltyp 1) mit einer Kegelbohrung (Abbildung 10-11)
4. Kabelprüfling (Kabeltyp 1) mit einem Schaden an der äußeren Leitschicht, am leitfähigen Band und am Schirm (Abbildung 10-12)
5. Kabelprüfling (Kabeltyp 1) mit Resten der äußeren Leitschicht unter einem Endverschluss (fehlerhafte Montage des Endverschluss, Abbildung 10-13)
6. Kabelprüfling (Kabeltyp 3), dessen Endverschluss einseitig entfernt wurde (Abbildung 10-14)

Alle Kabelprüflinge (Anordnungen 3 bis 6) sind dabei ca. 1 m lang und beidseitig (mit Ausnahme der Anordnung 6) mit einem Endverschluss versehen, sodass die Prüflinge im Normalfall TE-frei sind. Die TE entstehen durch die beschriebenen Fehlstellen in den Anordnungen, welche im Anhang (siehe Abschnitt 10.3) dargestellt sind. Eine Variation der Parameter realer TE kann innerhalb jeder dieser Anordnungen durch eine Variation der Prüfspannung  $U_p$  erreicht werden, da die Intensität insbesondere von Oberflächenentladungen von der Prüfspannung abhängig ist [12]. Der Versuchsaufbau besteht somit stets aus einer Quelle für TE und einem Messsystem, das sich jedoch erheblich von demjenigen in den Abschnitten 3.1.2 und 3.2.2 unterscheidet und genauer im folgenden Abschnitt 3.3.2 beschrieben wird.

### 3.3.2 Messverfahren

Neben den zwei bereits in Abschnitt 3.3.1 erwähnten BPL-Modems (ein Empfänger zur Messung des SNR, ein Sender zur notwendigen Datenübertragung zum Empfänger) wird gemäß Gleichung 2.42 eine Rauschquelle benötigt, die das Grundrauschen definiert bereitstellt. Dabei wird im Frequenzbereich der BPL-Kommunikation weißes Grundrauschen mit einstellbarer Leistung in die BPL-Verbindung eingekoppelt. Da der Wertebereich des SNR gerätebedingt auf das Intervall  $0 \text{ dB} \leq SNR_c \leq 39,13 \text{ dB}$  limitiert ist, muss auf dem Übertragungsweg der BPL-Verbindung zudem eine signifikante Dämpfung der Signale hervorgerufen werden, um das SNR in diesen Bereich zu steuern und somit den SNR-Verlust durch TE gesichert erfassen zu können. Darüber hinaus bildet sich dadurch ein realitätsgerchterer Versuchsaufbau ab, da beim Einsatz in MS- und NS-Netzen ebenfalls eine erhebliche Dämpfung vorhanden ist.

Weiterhin werden dem Messsystem bzw. der BPL-Verbindung im ersten Schritt künstliche und im Weiteren reale TE aus einer entsprechenden TE-Quelle zugeführt. Auf diese Weise ergibt sich die Möglichkeit, den Einfluss verschiedener TE und TE-Quellen bei variabler Rauschleistung

messtechnisch zu erfassen und zu analysieren. Die Messung des SNR erfolgt an BPL-Modem 1 gemäß Abbildung 3-20, die eine Übersicht über den Versuchsaufbau verschafft.

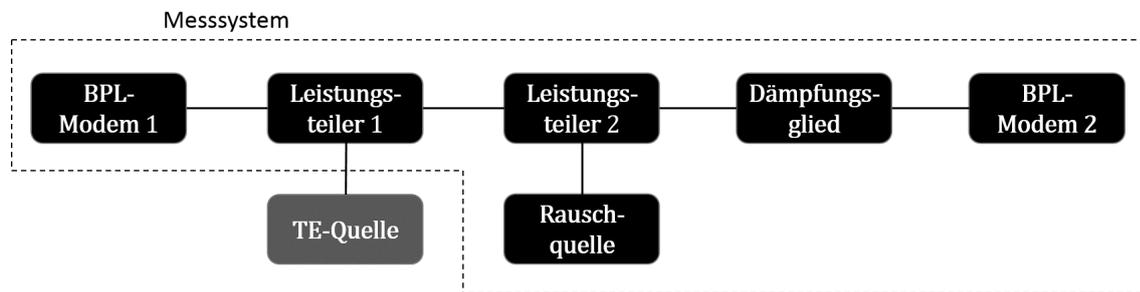


Abbildung 3-20: Versuchsaufbau zur Erfassung von TE

Die LT nach Abbildung 3-20, die auch bereits im Versuchsaufbau hinsichtlich globaler Alterung und lokaler Fehlstellen ohne TE gemäß Abbildung 3-1 verwendet wurden, ermöglichen es, die damit verbundenen Komponenten des Messsystems (BPL-Modems und Rauschquelle), welches dabei konsequent auf  $Z_M = 50 \Omega$  angepasst ist, unter Wahrung der Impedanzanpassung einzubinden und führen zu einer Dämpfung von jeweils ca.  $A_{LT} = -6 \text{ dB}$ . Wenn kurze Verbindungsleitungen verwendet werden, besteht bei idealen LT und dem zusätzlichen, ebenfalls beidseitig an die Impedanz  $Z_M$  des Messsystems angepassten Dämpfungsglied mit einer Dämpfung von  $A_{DG} = -18 \text{ dB}$  somit eine näherungsweise frequenzunabhängige Dämpfung mit einem für MS- und NS-Netze realistischen Wert von insgesamt  $|H|^2 = -30 \text{ dB}$  zwischen beiden BPL-Modems. Dies stellt in Summe das wesentliche Messsystem dar. Die TE-Quelle wird über den LT 1 eingebunden. Um beim Einsatz der künstlichen TE-Quelle die an BPL-Modem 1 erwarteten SNR-Werte der einzelnen Träger der BPL-Kommunikation möglichst exakt ermitteln zu können, muss im Vorfeld die spektrale Leistungsdichte des Sendesignals von BPL-Modem 2 bekannt sein. Außerdem werden die Übertragungsfunktionen zwischen BPL-Modem 2 und BPL-Modem 1, zwischen Rauschquelle und BPL-Modem 1 und zwischen künstlicher TE-Quelle und BPL-Modem 1 mit Hilfe eines VNA bestimmt. Dazu werden jeweils anstelle der jeweiligen Geräte die Messanschlüsse des VNA kontaktiert. Aufgrund der Eigenschaften des SNR sind dabei lediglich die Beträge der Übertragungsfunktionen bzw. die Dämpfung der Übertragungswege relevant. Die spektrale Leistungsdichte von BPL-Modem 2 kann analog durch Aufzeichnung der Sendesignale bestimmt werden. Der erwartete Wert des SNR, der mit Hilfe der Gleichungen 2.38 und 2.41 berechnet wird, sowie des SNR-Verlusts über Gleichung 2.42 kann dem von den BPL-Modems gemessenen SNR, analog damit auch dem SNR-Verlust, bei unterschiedlichen Leistungen der Rauschquelle gegenüber gestellt werden.

Sobald im nächsten Schritt reale TE zum Einsatz kommen, wird anstelle der künstlichen TE-Quelle ein Prüfkreis gemäß DIN EN 60270 (siehe [64]) zur konventionellen TE-Messung verwendet, der aus einem Prüftransformator, der die Prüfspannung  $U_P$  bereitstellt, einer Impedanz

$Z_P$ , einer Anordnung  $C_P$ , die TE verursacht, einem Koppelkondensator  $C_K$  und einem Ankopplungsvierpol (AKV) besteht [12, 64]. Die nachfolgende Abbildung 3-21 verdeutlicht den Prüfaufbau zur Erzeugung und Auskopplung realer TE.

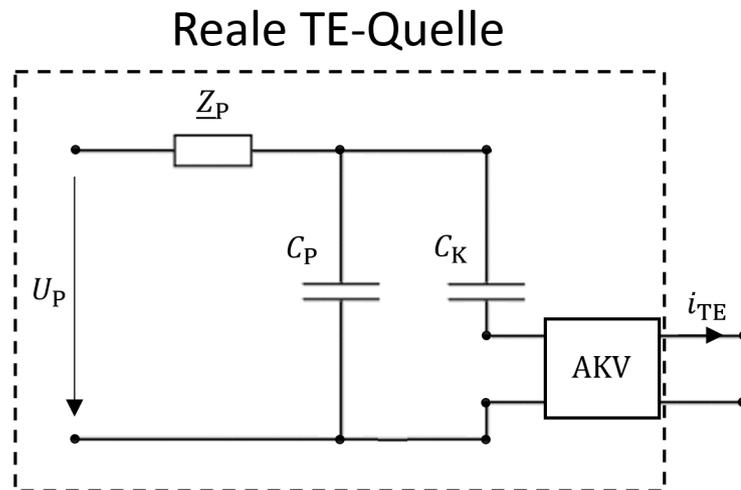


Abbildung 3-21: Prüfaufbau für die Erzeugung realer TE (in Anlehnung an [64])

Am AKV werden mit Hilfe eines TE-Messgeräts die relevanten Parameter der Ladung und Impulshäufigkeit aufgezeichnet, da diese sonst, anders als bei der steuerbaren künstlichen TE-Quelle, unbekannt wären. Im Rahmen der konventionellen TE-Messung muss das TE-Messgerät für jede Anordnung kalibriert werden. Um den Einfluss auf das SNR zu bestimmen, wird der AKV stattdessen mit dem Messsystem verbunden, sodass die reale TE-Quelle ebenfalls über LT 1 gemäß Abbildung 3-20 eingebunden wird und die TE zu einem SNR-Verlust am BPL-Modem 1 führen können. Auf diese Weise können sowohl der Einfluss auf das SNR durch reale TE als auch die Eigenschaften der realen TE nacheinander bestimmt werden.

### 3.3.3 Untersuchungsergebnisse

Bei Berücksichtigung der spektralen Leistungsdichte der BPL-Kommunikation und der genannten Übertragungsfunktionen kann das erwartete SNR am BPL-Modem 1 berechnet werden. Die Abbildung 3-22 zeigt eine Gegenüberstellung der erwarteten SNR-Werte und der Messwerte, die vom BPL-Modem aufgenommen wurden, für zwei unterschiedlich parametrisierte, in MS-Netzen vorkommende Werte (gemäß [54, 75] und Abschnitt 2.3.3) der spektralen Leistungsdichte des Grundrauschens aus der Rauschquelle, jedoch noch ohne die Präsenz von TE.

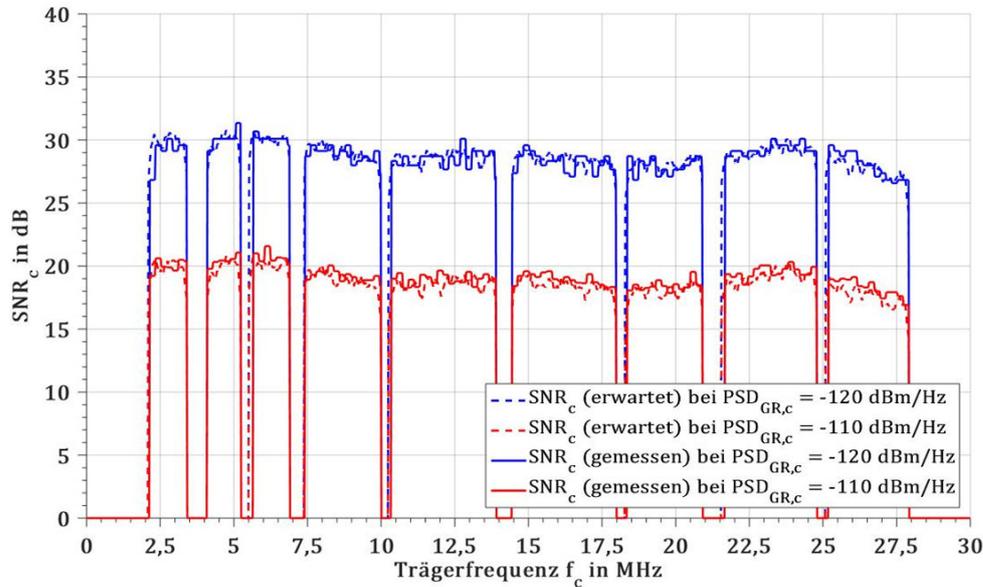


Abbildung 3-22: Gegenüberstellung der erwarteten und der gemessenen SNR-Werte der einzelnen Träger (ohne TE)

Wie in Abbildung 3-22 dargestellt ist, liegt eine hohe Übereinstimmung zwischen erwarteten SNR-Werten und den gemessenen Werten vor. Die spektrale Leistungsdichte des Grundrauschens am BPL-Modem 1 beträgt  $PSD_{GR,c} = -120$  dBm/Hz bzw.  $PSD_{GR,c} = -110$  dBm/Hz, was zu einem SNR von  $SNR_c \approx 30$  dB bzw.  $SNR_c = 20$  dB mit geringfügiger Frequenzabhängigkeit führt. Die Kerben im SNR-Verlauf beruhen auf der Tatsache, dass die zugehörigen Träger im entsprechenden Frequenzbereich nicht genutzt werden, wie in Abschnitt 2.1.3 beschrieben wird. Die SNR-Messung des BPL-Modems liefert für diese Träger stets Werte von  $SNR_c = 0$  dB.

Da gemäß der Betrachtung in Abbildung 3-22 bisher keine TE und somit kein SNR-Verlust durch TE vorhanden sind, wird darauf aufbauend der Einfluss von der künstlichen TE-Quelle auf das SNR untersucht, um Gleichung 2.42 zu verifizieren. Zunächst wurden zwölf verschiedene Impulstypen definiert, die mit Hilfe eines Impulsgenerators als künstliche Quelle für TE mit vier qualitativ verschiedenen Amplitudenspektren, drei verschiedenen Ladungen und dabei nochmals unterschiedlichen Impulshäufigkeiten erzeugt werden können. Folgende Tabelle 3-2 zeigt die Eigenschaften dieser Impulse. Dabei sind die am BPL-Modem 1 wirksamen Ladungen dargestellt.

Tabelle 3-2: Eigenschaften der für die Laboruntersuchungen genutzten Impulstypen

Impulstyp	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Anstiegszeit in ns	10						100					
Abfallzeit in ns	20			100			200			1000		
Impulsbreite in ns	23			73			192			692		
Ladung $q$ in nC	0,15	0,35	1,16	0,36	1,1	3,63	0,95	2,87	9,51	3,43	10,3	34,4

Bei den definierten Impulsen handelt es sich näherungsweise um Dreieckimpulse mit entsprechenden Anstiegs- und Abfallzeiten sowie zugehörigen Impulsbreiten und Ladungen wie die Abbildung 3-23 zeigt.

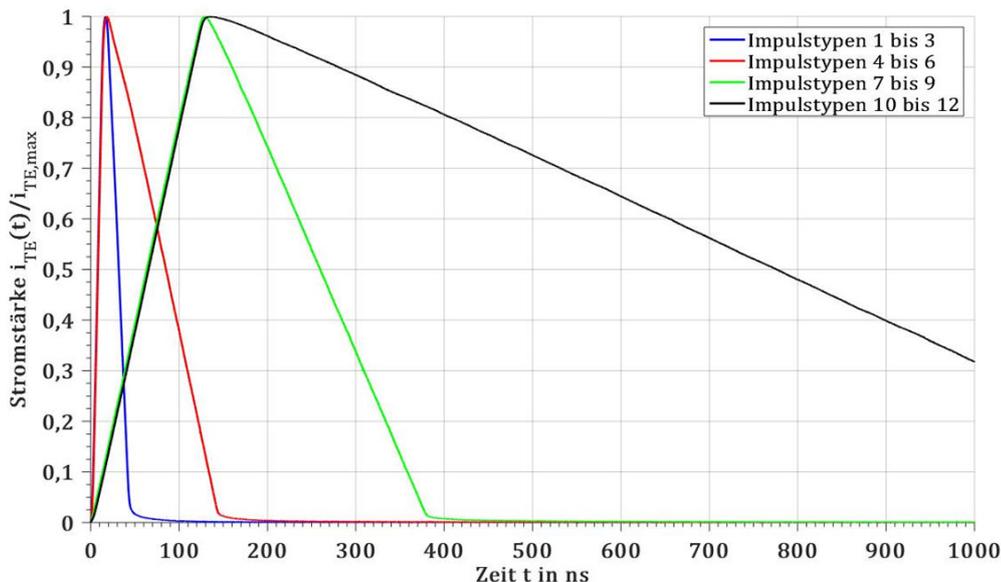


Abbildung 3-23: Verlauf der Stromstärke der einzelnen Impulstypen der künstlichen TE

Die Anstiegs- bzw. Abfallzeit ist hierbei definiert als die Zeitspanne, in der die Stromstärke von  $i_{TE}(t) = 0,1 \cdot i_{TE,max}$  auf  $i_{TE}(t) = 0,9 \cdot i_{TE,max}$  ansteigt bzw. von  $i_{TE}(t) = 0,9 \cdot i_{TE,max}$  auf  $i_{TE}(t) = 0,1 \cdot i_{TE,max}$  abfällt. Die Impulsbreite entspricht der resultierenden Halbwertsbreite des Impulses und die Ladung eines Impulses dem Zeitintegral der Stromstärke. Die Impulse weisen ein zum theoretischen Spektrum von TE-Impulsen gemäß Abschnitt 2.3.3 vergleichbares Spektrum gemäß Abbildung 3-24 auf.

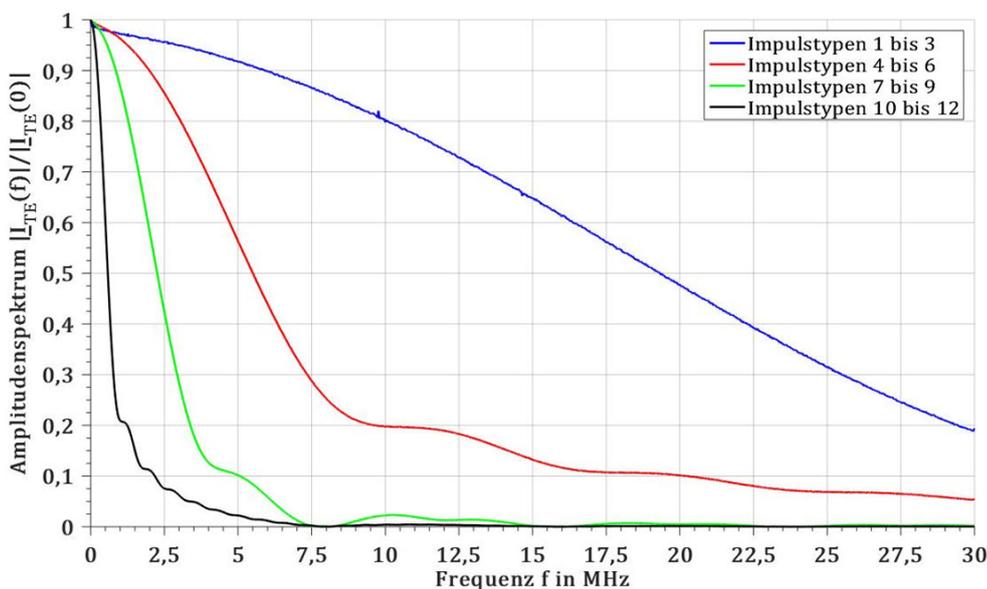


Abbildung 3-24: Amplitudenspektrum der einzelnen Impulstypen der künstlichen TE

Die Abbildung 3-24 zeigt die (zweiseitigen) Amplitudenspektren  $|I_{TE}(f)|$  der vier qualitativ verschiedenen Impulstypen mit unterschiedlichen Zeitkonstanten, normiert auf den Gleichanteil bzw. die Ladung, wobei wie auch in Gleichung 2.36  $|I_{TE}(f = 0)| = q$  gilt. Wie in

Abbildung 3-24 zu erkennen ist, ist vor allem bei den Impulsen mit hohen Zeitkonstanten – wie bereits in Abschnitt 2.3.3 erwähnt – das Spektrum deutlich frequenzabhängig. Somit ist der erwartete SNR-Verlust abhängig vom Impulstyp ebenfalls frequenzabhängig und insbesondere im unteren Frequenzbereich der BPL-Kommunikation zu suchen. Das Spektrum und die jeweiligen Ladungen können somit für die Berechnung des erwarteten SNR bzw. SNR-Verlusts verwendet werden.

Im Folgenden werden der erwartete und der gemessene SNR-Verlust unter dem Einfluss exemplarischer, künstlicher TE dargestellt, um Gleichung 2.42 zu verifizieren. In der Abbildung 3-25 ist eine Gegenüberstellung des gemäß Gleichung 2.42 erwarteten SNR-Verlusts gegenüber dem SNR-Verlust, der am BPL-Modem ermittelt worden ist, für Impulstyp 1 mit einer Impulshäufigkeit von  $\lambda = 10^4 \text{ s}^{-1}$  für zwei unterschiedliche spektrale Leistungsdichten des Grundrauschens, dargestellt.

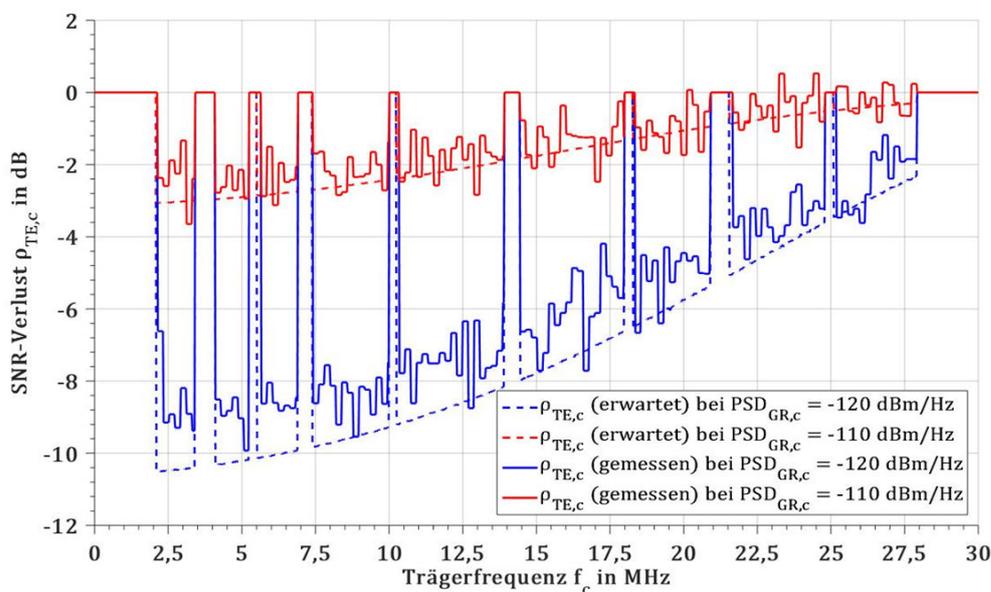


Abbildung 3-25: Gegenüberstellung des erwarteten und gemessenen SNR-Verlusts durch TE bei zwei unterschiedlichen Leistungen des Grundrauschens

Gemäß Abbildung 3-25 bestätigen sich die Simulationsergebnisse aus Abschnitt 2.3.3, dass die Detektionsfähigkeit durch das geringere Hintergrundrauschen (hier:  $PSD_{GR,c} = -120 \text{ dBm/Hz}$ ) begünstigt wird. Bei sonst gleichen Bedingungen und Eigenschaften der TE (Impulsladung, -form und -häufigkeit) ist die Detektionsfähigkeit durch das Grundrauschen gemäß Gleichung 2.42 limitiert. Je höher das Grundrauschen ist, desto geringer ist der SNR-Verlust bei unveränderten TE-Eigenschaften. Die Abbildung 3-26 zeigt dagegen den SNR-Verlust bei gleichem Grundrauschen in Höhe von  $PSD_{GR,c} = -120 \text{ dBm/Hz}$  und Impulstyp 1, jedoch für zwei unterschiedliche Impulshäufigkeiten  $\lambda$ .

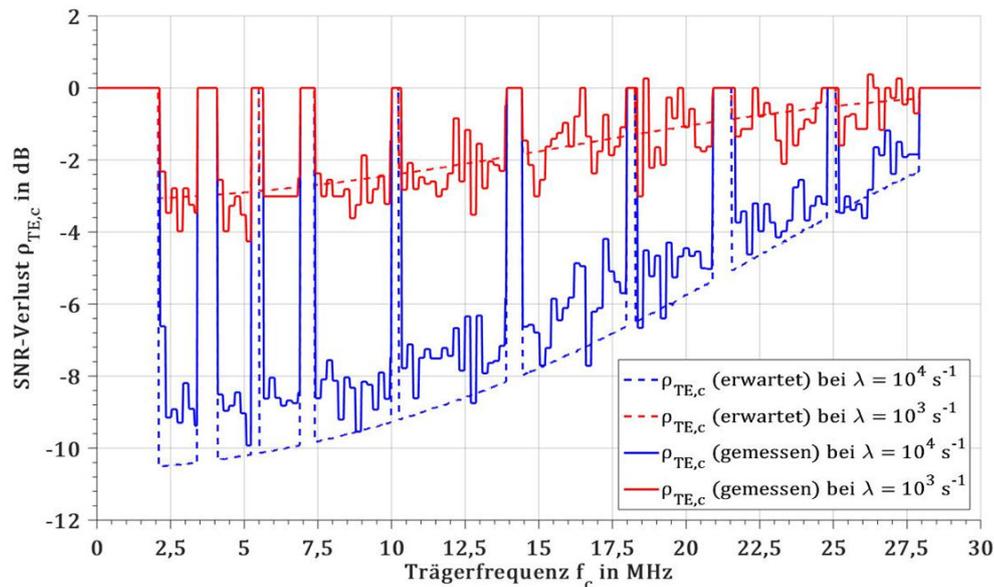


Abbildung 3-26: Gegenüberstellung des erwarteten und gemessenen SNR-Verlusts durch TE mit zwei unterschiedlichen Impulshäufigkeiten

Hier besteht ebenfalls eine hohe Übereinstimmung zwischen erwartetem und gemessenem SNR, sodass auch der Einfluss der Impulshäufigkeit auf den SNR-Verlust  $\rho_{TE,c}$  gemäß Gleichung 2.42 verifiziert ist. Schließlich wird im Folgenden der Einfluss von unterschiedlichen Impulstypen bei einer spektralen Leistungsdichte des Grundrauschens von  $PSD_{GR,c} = -120$  dBm/Hz und einer Impulshäufigkeit von  $\lambda = 10^4$  s<sup>-1</sup> in folgender Abbildung 3-27 dargestellt.

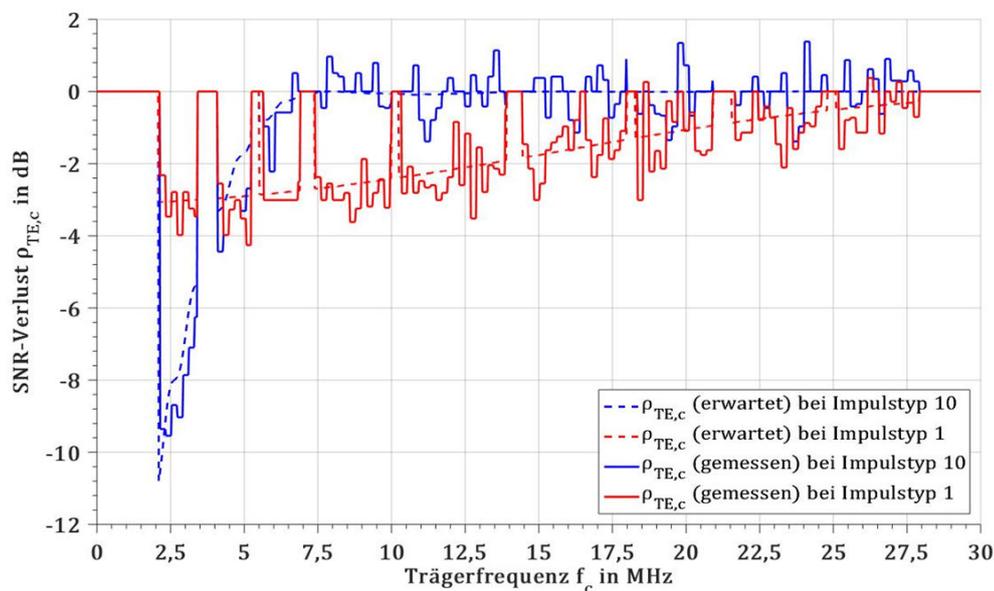


Abbildung 3-27: Gegenüberstellung des erwarteten und gemessenen SNR-Verlusts durch TE mit zwei unterschiedlichen Impulstypen

Dadurch, dass Impulstyp 10 eine deutlich höhere Ladung  $q$  aufweist, ist der SNR-Verlust im unteren Frequenzbereich deutlich höher als bei Impulstyp 1, der durch eine niedrigere Ladung gekennzeichnet ist (siehe Tabelle 3-2). Da das Spektrum jedoch deutlich schmalbandiger ist, ist

der Einfluss ab ca.  $f > 4$  MHz dagegen deutlich geringer. Insgesamt ist damit zu erkennen, dass Gleichung 2.42 den SNR-Verlust mit hoher Übereinstimmung darstellt. Dabei ist im unteren Frequenzbereich die Detektionsfähigkeit am größten, wobei diese maßgeblich vom Grundrauschen, aber darüber hinaus auch vom Spektrum bzw. der Impulsform der TE und ihrer Impulshäufigkeit abhängig ist. Der obere Frequenzbereich wird dagegen nur bei sehr schmalen Impulsen (Impulstypen 1, 2 und 3) mit hoher Ladung deutlich beeinflusst, weshalb bei hohen Frequenzen keine allgemeine Detektionsfähigkeit bescheinigt werden kann, sofern das Grundrauschen nicht entsprechend frequenzabhängig ist.

Im nächsten Schritt wird der Einfluss realer TE gemäß den in Abschnitt 3.3.1 beschriebenen Anordnungen bzw. lokalen Fehlstellen mit TE untersucht, wozu die künstliche TE-Quelle durch die entsprechenden Anordnungen ersetzt wird. Dabei werden die aus der konventionellen TE-Messung entstandenen Messergebnisse genutzt, um die mittlere Ladung und die mittlere Impulshäufigkeit im Messzeitraum (1 min) zu bestimmen. Unter zusätzlicher Verwendung der Rauschunterdrückung des TE-Messgeräts können die TE-Impulse vom Grundrauschen getrennt erfasst werden, wobei die Ladungswerte in einem TE-Pattern dargestellt und festgehalten werden. Folgende Tabelle 3-3 zeigt für die jeweiligen Anordnungen  $C_P$  die mittleren Ladungen  $q$  und Impulshäufigkeiten  $\lambda$  in Abhängigkeit von der Prüfspannung  $U_P$ . Bedingt durch die Dämpfung von LT 1 sind an dieser Stelle zur Wahrung der Vergleichbarkeit mit der künstlichen TE-Quelle ebenfalls die am BPL-Modem 1 wirksamen Ladungen dargestellt. Die TE-Pattern aus der konventionellen TE-Messung der einzelnen Anordnungen bei den einzelnen Prüfspannungen gemäß Tabelle 3-3 sind im Anhang (siehe Abschnitt 10.4) hinterlegt.

**Tabelle 3-3: Eigenschaften der TE für die jeweiligen Anordnungen**

$C_P$	1		2		3		4		5		6	
$U_P$ in kV	$q$ in pC	$\lambda$ in 1/s										
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
2	24	91	24	551	0	0	0	0	0	0	0	0
4	25	1221	79	3900	0	0	0	0	0	0	0	0
6	26	2431	160	5518	0	0	0	0	0	0	0	0
8	29	2891	255	5692	305	168	47	184	0	0	170	337
10	24	2592	310	5401	330	354	56	447	0	0	625	981
12	22	3202	385	5927	305	492	54	550	48	287	780	1420

Die konventionelle TE-Messung gibt jedoch keinen Aufschluss über die Impulsform der einzelnen TE, da lediglich die Ladung der TE-Impulse, welche im konventionell verwendeten Frequenzbereich nahezu unabhängig von der Impulsform ist (vgl. Abbildung 3-24), aufgezeichnet wird. Folglich ist die Impulsform der realen TE unbekannt, sodass der Bereich der untersten Trägerfrequenzen bei der beschriebenen Laboranordnung mit konstanter spektraler Leistungsdichte des Grundrauschens am aussagekräftigsten für die Analyse des SNR-Verlusts durch reale TE ist. Daher wird im Folgenden nur noch der Frequenzbereich der ersten Trägergruppe  $G = 1$

gemäß Abbildung 2-3 betrachtet. Dazu wird für die Werte des SNR-Verlusts  $\rho_{TE,c}$  innerhalb dieser Trägergruppe der arithmetische Mittelwert gebildet, sodass nur noch ein einziger Wert  $\rho_{TE,G=1}$  den SNR-Verlust im unteren Frequenzbereich durch reale TE kennzeichnet. Unter Hinzuziehung von Gleichung 2.42 wird der erwartete, gleichermaßen gemittelte SNR-Verlust der ersten Trägergruppe  $G = 1$  anhand der Werte aus Tabelle 3-3 für verschiedene Leistungen des Grundrauschens bestimmt sowie dem gemessenen SNR-Verlust gegenübergestellt. Dies erfolgt unter der Annahme, dass im Bereich der unteren Trägerfrequenzen der Wert des (zweiseitigen) Amplitudenspektrums dem Wert der Ladung entspricht, welche unter Berücksichtigung der Übertragungsfunktion zwischen realer TE-Quelle und BPL-Modem 1 im Rahmen der konventionellen TE-Messung gemäß [64] kalibriert wird. In der Abbildung 3-28 wird das Ergebnis gezeigt.

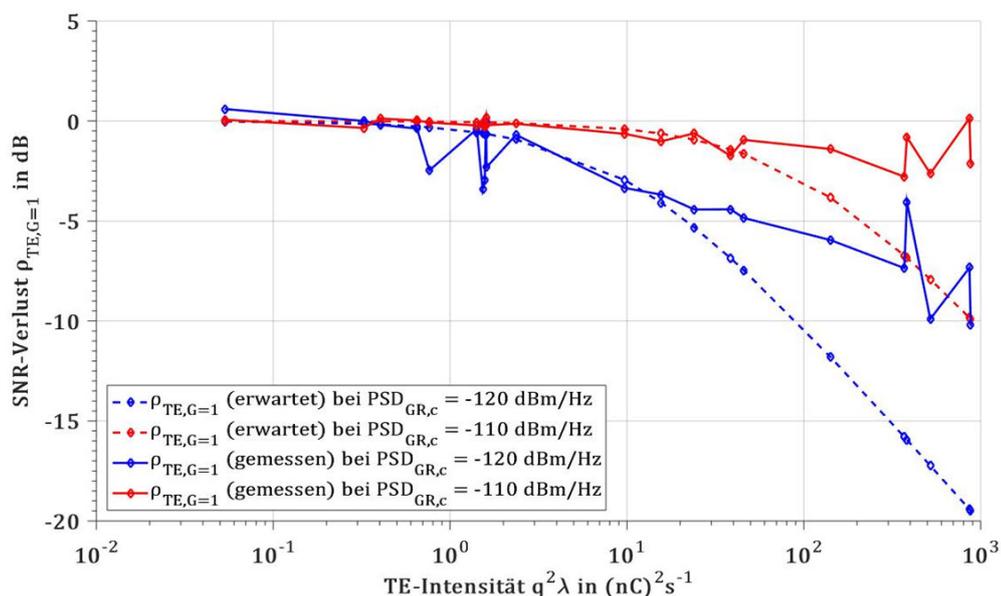


Abbildung 3-28: SNR-Verlust durch reale TE mit unterschiedlicher Intensität im Bereich der ersten Trägergruppe

Wie in Abbildung 3-28 zu erkennen ist, ist der erwartete SNR-Verlust im Bereich hoher TE-Intensitäten, d. h. dem Produkt  $q^2 \cdot \lambda$  aus quadrierter mittlerer Ladung und Impulshäufigkeit, zunehmend abweichend vom gemessenen SNR. Dafür sind mehrere Ursachen denkbar. Wie in den Abbildungen 3-25 bis 3-27 zu erkennen ist, zeigt sich bei geringem SNR bzw. hohem SNR-Verlust bereits die geringfügige Tendenz zur Divergenz von erwartetem und gemessenem SNR, was als Messungenauigkeit einzustufen ist. Darüber hinaus besteht die Möglichkeit, dass einzelne OFDM-Symbole, die von einem TE-Impuls überlagert und unbrauchbar gemacht werden, zu einem sehr niedrigen, möglicherweise sogar einem technisch wenig relevanten Wert von  $SNR_c < 0$  dB führen. Da nicht genau bekannt ist, auf welche Weise das SNR im Rahmen der Messung bestimmt wird und ob solche Werte berücksichtigt werden, könnte das gemessene SNR dabei verzerrt werden. Eine denkbare weitere Fehlerquelle ist, dass die Annahme, dass das Amplitudenspektrum dem Ladungswert der TE entspricht, im Bereich der ersten Trägergruppe nicht mehr zutreffend ist. Darüber hinaus hat die Modellierung nach Gleichung 2.42 die in

Abschnitt 2.3.3 erwähnte Problematik, dass mehrere TE-Impulse je OFDM-Symbol nicht ohne Weiteres durch das hinterlegte Modell korrekt beschrieben werden können. Dass ein entsprechender Fall hier bei hoher mittlerer Impulshäufigkeit vorliegt, wobei sich das Auftreten einzelner Impulse im Rahmen einer Netzperiode inhomogen verteilen kann, kann nicht ausgeschlossen werden.

Wie die Ergebnisse zeigen, ist jedoch zweifellos die Tendenz vorhanden, dass je höher die Intensität von TE ist, desto deutlicher ist der SNR-Verlust. Während bei der konventionellen TE-Messung über die zur Prüfspannung synchronisierte Messung die TE-Pattern Aufschluss über die TE-Arten (innere oder äußere TE gemäß Abschnitt 2.2.2) geben können, besteht diese Möglichkeit bei der BPL-Kommunikation bzw. bei der Betrachtung des SNR-Verlusts nicht. Daher ist die Phasenauflösung der TE-Pattern entsprechend der Prüfspannung (siehe Abschnitt 10.4) hier von geringerer Bedeutung.

### **3.4 Schlussfolgerungen aus den Erkenntnissen der Laboruntersuchungen**

Die Ergebnisse der Laboruntersuchungen und deren Vergleich mit den Ergebnissen der Simulationen in Abschnitt 2.3 bestätigen, dass der Einfluss von Zuständen der Kategorien „globale Alterung“ auf die hochfrequenten Übertragungseigenschaften von Kabeln deutlich vorhanden ist und mit Hilfe der Modelle und Simulationen erklärt werden kann. Da die hochfrequenten Übertragungseigenschaften von Kabeln auch die Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation beeinflussen, ist globale Alterung prinzipiell detektierbar und die entsprechende Zustandserfassung von Kabelstrecken möglich. Wie die Laboruntersuchungen bestätigen, sind die hochfrequenten Übertragungseigenschaften vom Kabeltyp abhängig, sodass bei einer Zustandserfassung vor allem alterungsbedingte Trends der Kenngrößen Rückschlüsse zulassen. Am geeignetsten sind dazu Analysen im Bereich hoher BPL-Frequenzen, da die Einflüsse von globaler Alterung eines Kabelabschnitts auf die Ausbreitungskonstante dort am deutlichsten sind. Als weiterer globaler Zustand wurde der Einfluss von einer Temperaturänderung untersucht. Dadurch kann der Einfluss der Strombelastung eines Kabels, die zu seiner Erwärmung führt, prinzipiell ebenfalls berücksichtigt werden.

Lokale Fehlstellen mit TE wurden entsprechend der Theorie als zusätzliches Rauschen identifiziert, welches die Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation in Form eines SNR-Verlusts signifikant beeinflussen kann. Die Ergebnisse der zugehörigen Laboruntersuchungen stimmen mit der Modellierung weitgehend überein, sodass ebenfalls eine Zustandserfassung in diesem Bereich möglich ist. Da die Detektionsfähigkeit von der resultierenden Leistung der TE, aber auch von der Leistung des Grundrauschens abhängig ist, sind insbesondere starke TE und somit kritische Fehlstellen detektierbar. Bei konstanter spektraler Leistungsdichte des Grundrauschens bestätigt sich, dass der Einfluss im unteren Frequenzbereich der BPL-

Kommunikation am höchsten ist. Lokale Fehlstellen ohne TE zeigen im Rahmen der Laboruntersuchungen nur für den Fall einer vollständigen Schirmunterbrechung einen nennenswerten Einfluss auf die BPL-Kommunikation auf, der aus einer signifikanten zusätzlichen Dämpfung resultiert, während der Einfluss der übrigen untersuchten Fehlstellen erwartungsgemäß vernachlässigbar oder nicht messbar ist.

Die genannten Zustände mit hohem Einfluss auf die BPL-Kommunikation und der prinzipiellen Möglichkeit, diese zu erfassen, werden im folgenden Kapitel 4 berücksichtigt, wo das SNR von mehreren BPL-Verbindungen eines Feldtests analysiert wird.



## 4 Praktischer Nachweis im Feldtest

Neben der theoretischen Betrachtung in Kapitel 2 und den in Kapitel 3 beschriebenen Laboruntersuchungen werden in diesem Kapitel die Ergebnisse eines Feldtests dargestellt, um einen praktischen Nachweis der Nutzbarkeit der BPL-Kommunikation zur Zustandserfassung herauszustellen. Zunächst wird die technische Umsetzung des Feldtests beschrieben. Dabei sind die verwendeten BPL-Modems vom gleichen Typ wie diejenigen, die für die Laboruntersuchungen zur Detektion von lokalen Fehlstellen mit TE eingesetzt wurden, und bieten folglich die Möglichkeit zur Messung von SNR-Werten in realen MS- und NS-Netzen. Anschließend erfolgt die Analyse der gesammelten Daten und darauf basierend die Definition der Erfassungsmethodiken sowie die Untersuchung von Hinweisen auf die untersuchten Kabelzustände. Auf Basis der bisherigen Ergebnisse dieser Arbeit werden anschließend der Nutzen und die Grenzen für die Zustandserfassung bewertet und darüber hinaus Verbesserungs- und Weiterentwicklungspotentiale aufgezeigt. Eine Betrachtung weiterer (sekundärer) Anwendungsfälle der BPL-Kommunikation in MS- und NS-Netzen auf Basis des Feldtests erfolgt zudem in Kapitel 5.

### 4.1 Technische Umsetzung

Die Messung des SNR je Träger, die im Rahmen der Laboruntersuchungen bedarfsorientiert manuell durchgeführt wurde, wurde im Rahmen des Feldtests mit Hilfe von Messcomputern automatisiert. Das SNR je Träger wurde regelmäßig in definierten Zeitintervallen erfasst, im Rahmen der eigentlichen Kommunikationsaufgabe unmittelbar zu den Messcomputern geleitet und auf diesen bis zur späteren Auswertung zwischengespeichert. Das SNR wurde dazu im Intervall von  $\Delta t = 15$  min für jeden der 917 nutzbaren Träger regelmäßig aufgezeichnet. Als Grundgesamtheit für die Untersuchungen stehen insgesamt 24 BPL-Modems in der NS-Ebene und zwölf BPL-Modems in der MS-Ebene zur Verfügung. In der NS-Ebene sind die BPL-Modems in unterschiedlichen NS-Verteilungen und Hausanschlusskästen installiert worden. Dabei besteht die Möglichkeit einer Punkt-zu-Mehrpunkt-Verbindung, d. h. einige der eingesetzten BPL-Modems bauen eine BPL-Verbindung mit mehr als einem anderen BPL-Modem in ihrer Umgebung im NS-Netz auf. Daher beträgt die Anzahl der in diesem Kapitel untersuchten BPL-Verbindungen in der NS-Ebene  $N_{NS} = 44$  und übersteigt die Anzahl der dort installierten BPL-Modems deutlich. Da in der MS-Ebene hier nur Punkt-zu-Punkt-Verbindungen etabliert worden sind, entspricht die Anzahl  $N_{MS} = 12$  der BPL-Verbindungen in dieser Spannungsebene der Anzahl der dort installierten BPL-Modems.

Bei der Übertragung einer Messung eines BPL-Modems wurden die 917 SNR-Werte und die jeweils zugehörigen Trägerfrequenzen als Gleitkommazahlen mit doppelter Genauigkeit (8 Byte) zusammen mit einem Zeitstempel übertragen. Dabei ergeben sich Nutzdaten in Höhe von ca.  $\Delta t = 14$  kByte je SNR-Messung mit Index  $m$ . Die im Rahmen dieser Arbeit untersuchten SNR-Daten wurden dabei abhängig von der BPL-Verbindung über einen unterschiedlichen Zeitraum

gesammelt. Wie in Abschnitt 2.1.4 beschrieben wird, werden die SNR-Daten grundsätzlich für jede BPL-Verbindung und je Messung  $m$  zum Zeitpunkt  $t_m$  als SNR-Vektoren  $\mathbf{SNR}_V(t_m)$  aufgefasst, sodass je BPL-Verbindung 917 SNR-Zeitreihen mit den Werten  $SNR_{V,c}(t_m)$  analysiert werden können.  $M_V$  stellt die Anzahl aller verfügbaren, gemessenen SNR-Vektoren der BPL-Verbindung  $V$  dar. Die SNR-Daten wurden dabei über eine Erfassungszeit  $\Delta t \cdot M_V$  gesammelt, die zwischen den einzelnen BPL-Verbindungen abweicht und zwischen 17 und 21 Monaten beträgt. Einzelne Datenfehler äußern sich in fehlenden SNR-Vektoren, sodass die SNR-Werte je Träger mit Hilfe der zugehörigen Werte benachbarter SNR-Vektoren linear interpoliert werden. Die Akquisition und Auswertung dieser Daten kann grundsätzlich als Massendatenverarbeitung angesehen werden, da im Rahmen des Feldtests im genannten Zeitraum mehr als eine Milliarde SNR-Werte gemessen wurden und im Rahmen dieser Arbeit betrachtet werden.

Parallel zu der Erfassung des SNR wurden mit Hilfe von zusätzlich installierter Sensorik Messwerte der Netzbetriebsspannung (in der NS- und MS-Ebene) und der Stromstärke (nur MS-Ebene) aufgezeichnet, ebenfalls über die BPL-Kommunikation weitergeleitet und für weitere Analysen (siehe Abschnitte 4.5.2 und 4.5.3) zur Verfügung gestellt [92, 93].

## 4.2 Zeitreihenanalyse unter Berücksichtigung der Spannungsebenen

Hinsichtlich der bekannten zeitvarianten Rauschleistungen, die in Abschnitt 2.1.1 beschrieben werden, wird zunächst die Grundgesamtheit aller Messungen auf den grundsätzlichen, zeitlichen Verlauf der SNR-Zeitreihen sowie auf Auffälligkeiten untersucht. Insbesondere der Zustand der globalen Alterung, die als langfristiger Mechanismus anzusehen ist, ließe sich nicht durch kurzzeitige Schwankungen des SNR erklären. Da die Auswirkung des Rauschens gemäß Abschnitt 2.4.5 in der NS-Ebene deutlicher ist, werden die BPL-Verbindungen insbesondere hinsichtlich der beiden Spannungsebenen differenziert. Während für eine BPL-Verbindung im Allgemeinen der übergeordnete Index  $V$  (siehe Abschnitt 2.1.4) verwendet wird, werden alternativ im weiteren Verlauf dieser Arbeit den BPL-Verbindungen<sup>23</sup> in der NS-Ebene der Index  $V_{NS}$  und denjenigen in der MS-Ebene der Index  $V_{MS}$  zugewiesen.

Zunächst wird als Streuungsmaß die empirische Standardabweichung der SNR-Zeitreihen berechnet, um Fluktuationen – z. B. durch den Einfluss des zeitvarianten Rauschens – im Zeitverlauf der SNR-Zeitreihen zu beschreiben und die Eignung für eine Zustandserfassung anhand der BPL-Kommunikation zu quantifizieren. Die empirische Standardabweichung  $\sigma_{SNR,V,c}$  innerhalb der SNR-Zeitreihen  $SNR_{V,c}(t_m)$  wird über die folgende Gleichung 4.1 berechnet.

<sup>23</sup> BPL-Verbindungen werden in dieser Arbeit wie folgt gezählt: Während eine BPL-Verbindung zwischen zwei BPL-Modems in eine der beiden möglichen Richtungen durch einen ungeraden Index  $V_{NS} > 0$  für Verbindungen im NS-Netz bzw.  $V_{MS} > 0$  für Verbindungen im MS-Netz gekennzeichnet wird, stellt  $V_{NS} + 1$  bzw.  $V_{MS} + 1$  die Verbindung in Rückrichtung zwischen denselben Modems dar.

$$\sigma_{SNR,V,c} = \sqrt{\frac{1}{M_V} \sum_{m=1}^{M_V} (SNR_{V,c}(t_m) - \overline{SNR_{V,c}})^2} \quad (4.1)$$

Dabei stellt  $\overline{SNR_{V,c}}$  den arithmetischen Mittelwert im Zeitverlauf einer SNR-Zeitreihe  $SNR_{V,c}(t_m)$  dar. Damit ergeben sich insgesamt 917 Standardabweichungen  $\sigma_{SNR,V,c}$  je BPL-Verbindung  $V$ . Um die unterschiedlichen Streuungen innerhalb der SNR-Zeitreihen je Spannungsebene darzustellen und zu bewerten, wird für jede dieser Standardabweichungen der arithmetische Mittelwert über alle BPL-Verbindungen einer Spannungsebene berechnet. Dabei stellen  $\sigma_{SNR,NS,c}$  und  $\sigma_{SNR,MS,c}$  die beschriebenen Mittelwerte innerhalb der NS- bzw. MS-Ebene dar und werden über die folgenden Gleichungen 4.2 und 4.3 berechnet.

$$\sigma_{SNR,NS,c} = \frac{1}{N_{NS}} \sum_{VNS=1}^{N_{NS}} (\sigma_{SNR,VNS,c}) \quad (4.2)$$

$$\sigma_{SNR,MS,c} = \frac{1}{N_{MS}} \sum_{VMS=1}^{N_{MS}} (\sigma_{SNR,VMS,c}) \quad (4.3)$$

Auf diese Weise ist ein Maß für die Streuung des SNR je Träger jeweils auf Basis der Grundgesamtheit aller BPL-Verbindungen einer Spannungsebene gegeben. Somit kann ermittelt werden, bei welchen Trägerfrequenzen möglichst geringe Streuungen innerhalb der SNR-Zeitreihen auftreten und welcher Frequenzbereich eher für Hinweise auf Kabelzustände im Rahmen einer Zustandserfassung genutzt werden kann. Die Abbildung 4-1 zeigt die genannten mittleren Standardabweichungen  $\sigma_{SNR,NS,c}$  und  $\sigma_{SNR,MS,c}$  je Trägerfrequenz  $f_c$ .

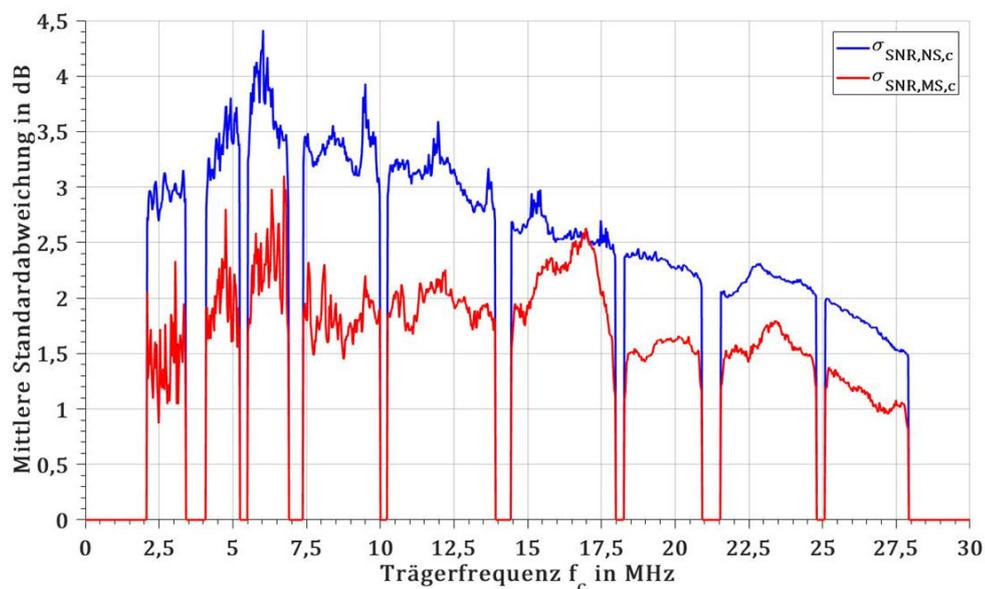


Abbildung 4-1: Mittlere Standardabweichung bei einzelnen Trägerfrequenzen je Spannungsebene über das Kollektiv der SNR-Zeitreihen aller untersuchten BPL-Verbindungen

Wie Abbildung 4-1 zeigt, ist die Standardabweichung für fast alle Trägerfrequenzen in der MS-Ebene im Mittel deutlich geringer als in der NS-Ebene, was die geringeren zeitlichen Schwankungen innerhalb der SNR-Zeitreihen, die bei schwächerem zeitvarianten Rauschen nach Abschnitt 2.4.5 zu erwarten sind, in dieser Spannungsebene bestätigt. Zudem lässt sich erkennen, dass die mittleren Standardabweichungen  $\sigma_{\text{SNR,NS},c}$  bzw.  $\sigma_{\text{SNR,MS},c}$  bei hohen Trägerfrequenzen in beiden Spannungsebenen abnehmen. Dadurch, dass die zeitlichen Schwankungen des SNR bei hohen Trägerfrequenzen geringer ausgeprägt sind, ist eine Zustandserfassung dort grundsätzlich aussagekräftiger als bei niedrigeren Frequenzen.

Diese Erkenntnis erweist sich als vorteilhaft für eine Zustandserfassung, weil die bisherigen Untersuchungsergebnisse hinsichtlich globaler Alterung in Abschnitt 3.1 belegen, dass der obere Frequenzbereich der BPL-Kommunikation für alterungsbedingte Änderungen des SNR aussagekräftiger ist. Eine mögliche Ursache für die Frequenzabhängigkeit der gezeigten Standardabweichungen ist gemäß den Erläuterungen in Abschnitt 2.1.1, dass bei steigender Frequenz die Leistung des Rauschens abnimmt. Darüber hinaus ist gemäß den bisherigen Untersuchungsergebnissen in den Abschnitten 2.3.3 und 3.3 der untere Frequenzbereich der BPL-Kommunikation prinzipiell gut geeignet, um Einflüsse durch lokale Fehlstellen mit TE zu detektieren. Da die Annahme einer frequenzunabhängigen spektralen Leistungsdichte des Grundrauschens jedoch nicht zulässig ist, kann der Einfluss auf das SNR durch TE ggf. bei hohen Trägerfrequenzen deutlicher sein. Für eine Zustandserfassung lokaler Fehlstellen mit TE ist daher prinzipiell der gesamte BPL-Frequenzbereich zu analysieren. Zudem lässt sich aus Abbildung 4-1 festhalten, dass die Aussagekraft einer Zustandserfassung in der NS-Ebene bei Betrachtung des SNR – bedingt durch die höhere Streuung – insgesamt als geringer einzustufen ist als in der MS-Ebene.

Neben dieser grundsätzlichen Differenzierung der SNR-Zeitreihen hinsichtlich der Spannungsebenen sowie der einzelnen Trägerfrequenzen anhand der Streuung werden im Folgenden die Auffälligkeiten der SNR-Zeitreihen innerhalb der Grundgesamtheit der beiden Spannungsebenen dargelegt.

Eine Visualisierung der SNR-Zeitreihen einer BPL-Verbindung ist eine dreidimensionale Darstellung, in der jede SNR-Zeitreihe  $\text{SNR}_{V,c}(t_m)$  entsprechend ihrer Trägerfrequenz  $f_c$  und dem zugehörigen Zeitverlauf  $t_m$  dargestellt wird [86, 94]. Dabei stellt  $m$  den Index einer Messung und  $t_m$  die zugeordnete Zeit (vgl. Abschnitte 2.1.4 und 4.1) dar. Diese Form der Darstellung wird im weiteren Verlauf als SNR-Pattern bezeichnet. Das SNR im Bereich der gemäß Abbildung 2-3 nicht genutzten Trägerfrequenzen hat dabei stets einen festgelegten Wert von  $\text{SNR}_c = 0$  dB (vgl. Abschnitt 3.3.3). Um weitere grundsätzliche Unterschiede der beiden Spannungsebenen aufzuzeigen, werden im Folgenden zunächst charakteristische SNR-Pattern dargestellt und analysiert. Die Abbildung 4-2 zeigt zunächst eine Darstellung des SNR-Patterns einer exemplarischen BPL-Verbindung ( $VMS = 1$ ) in der MS-Ebene über einen Zeitraum von ca. 21 Monaten.

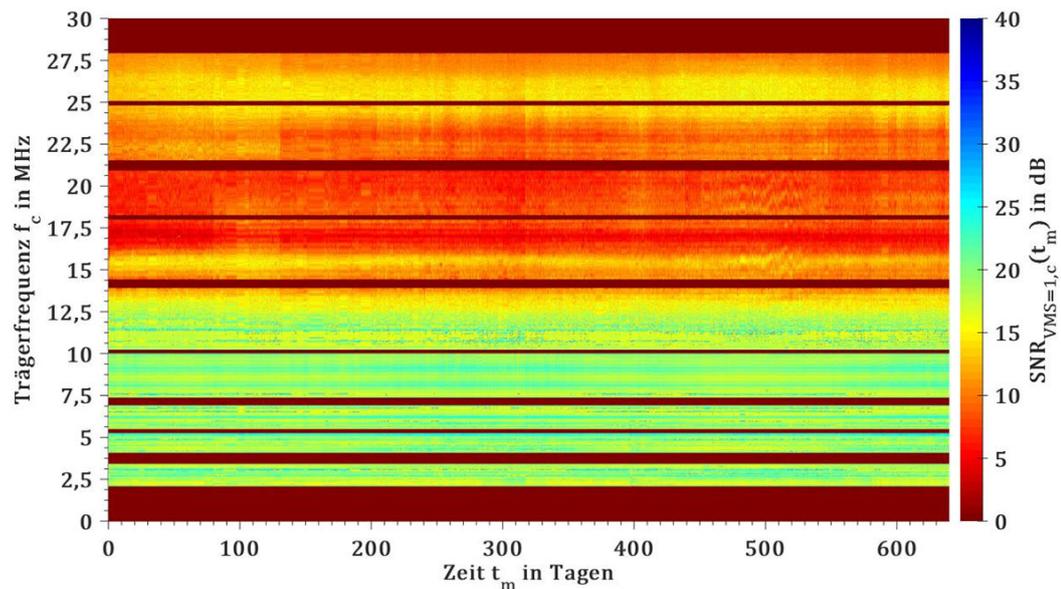


Abbildung 4-2: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VMS = 1$  über einen Zeitraum von ca. 21 Monaten

Die Abbildung 4-2 visualisiert, dass die einzelnen SNR-Zeitreihen dieser BPL-Verbindung insgesamt mit einer geringen Streuung (im Zeitverlauf) behaftet sind. Anhand des bei hohen Trägerfrequenzen niedrigeren SNR lässt sich zudem die natürliche Tiefpass-Charakteristik von Kabeln im SNR wiedererkennen. Da das SNR vom individuellen Rauschen vor Ort am aufzeichnenden BPL-Modem sowie von der Übertragungsfunktion zwischen dem sendenden und ebendiesem empfangenden BPL-Modem abhängig ist, ist das SNR bei hohen Trägerfrequenzen nur grundsätzlich geringer als bei niedrigen anzunehmen. Darüber hinaus ist der Einfluss von zeitvariantem Rauschen in der MS-Ebene gemäß Abschnitt 2.4.5 als geringer einzustufen, was sich neben der geringen Streuung des SNR einer BPL-Verbindung in der MS-Ebene (siehe Abbildung 4-1) ebenfalls im homogenen Zeitverlauf der SNR-Zeitreihen innerhalb des SNR-Pattern widerspiegelt. Dieser homogene Zeitverlauf ist nahezu bei allen untersuchten BPL-Verbindungen in der MS-Ebene zu beobachten. Die SNR-Pattern der übrigen BPL-Verbindungen in der MS-Ebene zeichnen sich also ebenfalls durch einen i. d. R. homogenen Zeitverlauf der SNR-Zeitreihen aus und sind im Anhang (siehe Abschnitt 10.6) hinterlegt, wobei sich die Werte des SNR der einzelnen Trägerfrequenzen jedoch bedingt durch verschiedene Eigenschaften des Übertragungskanals (bspw. verschiedene Kabellängen und ortsabhängiges Rauschen) unterscheiden.

Im Vergleich dazu zeigt die Abbildung 4-3 das SNR-Pattern einer exemplarischen BPL-Verbindung ( $VNS = 1$ ) in der NS-Ebene ebenfalls über einen Zeitraum von 21 Monaten.

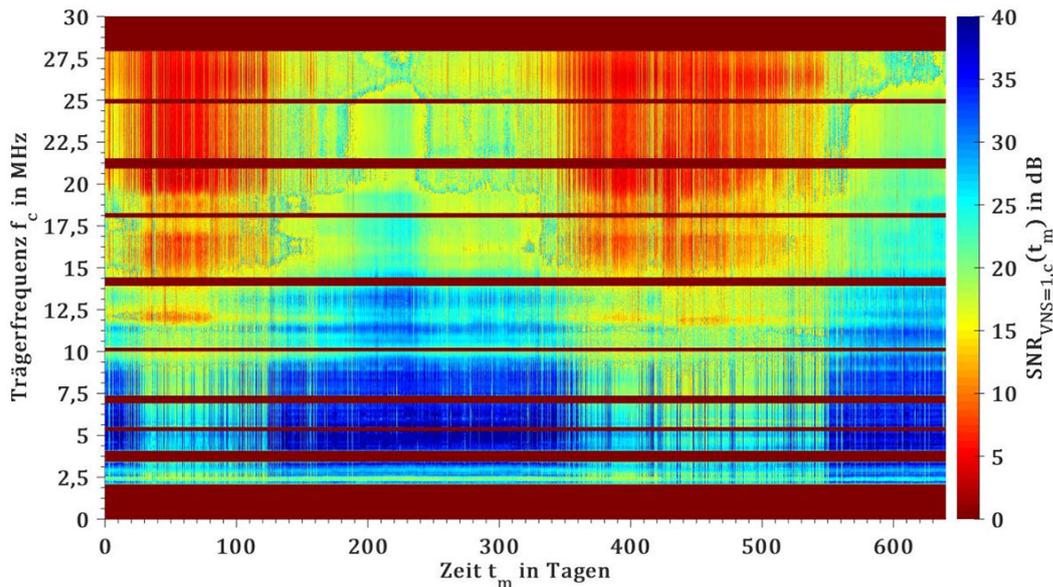


Abbildung 4-3: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 1$  über einen Zeitraum von ca. 21 Monaten

Wie in Abbildung 4-3 zu erkennen ist, bestätigt sich auch hier grundsätzlich die Tiefpass-Charakteristik, da das SNR für hohe Trägerfrequenzen deutlich geringer ist. Die Leistung des Rauschens ist in der NS-Ebene gemäß Abschnitt 2.4.5 deutlich höher anzusetzen. In der NS-Ebene können somit viele Störquellen vorhanden sein, die sich negativ und in Abhängigkeit von der Zeit auf das SNR auswirken. Über einen Zeitraum von vielen Monaten sind gemäß Abbildung 4-3 die SNR-Werte über beinahe alle Trägerfrequenzen deutlich gesunken, kehren anschließend jedoch auf ursprüngliche Werte zurück, während sich das Verhalten nach ca. einem Jahr zu wiederholen beginnt. Dieses Verhalten ist durch die Eigenschaften des Rauschens auch abhängig vom Ort und damit von der BPL-Verbindung. Deshalb ist es bei den untersuchten BPL-Verbindungen in der NS-Ebene nicht immer vorhanden, jedoch mehrmals festgestellt worden (siehe Abschnitt 10.5).

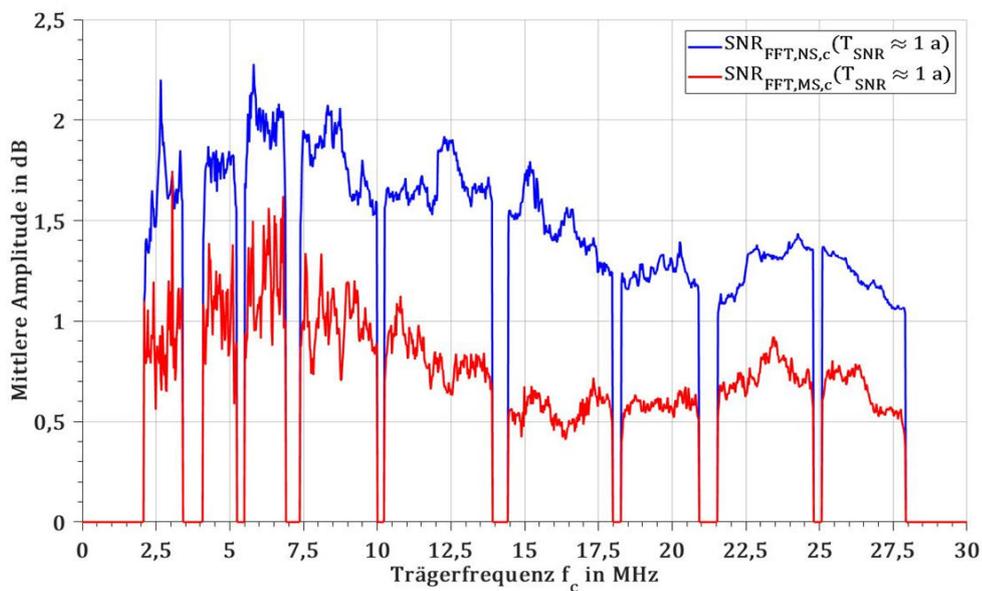
Das bereits rein visuell dargestellte Verhalten der SNR-Zeitreihen wird zudem mit Hilfe einer Fourier-Analyse genauer untersucht. Dazu wird für jede SNR-Zeitreihe  $SNR_{V,c}(t_m)$  mit Hilfe der FFT deren Amplitudenspektrum  $|\text{FFT}\{SNR_{V,c}(t_m)\}|$  berechnet. Um den langfristig saisonalen Charakter einer SNR-Zeitreihen, der auch im SNR-Pattern in Abbildung 4-3 erkennbar ist, zu bestätigen, wird in einem Amplitudenspektrum die Amplitude, die mit einer Periodendauer des SNR von einem Jahr einhergeht, untersucht. Da die Auflösung dieses Amplitudenspektrums von der Erfassungszeit  $\Delta t \cdot M_V$  abhängt, welche abhängig von der BPL-Verbindung  $V$  ist, unterscheiden sich die tatsächlich untersuchbaren Spektren je BPL-Verbindung. Deshalb wird die Amplitude bei der nächstgelegenen, im Amplitudenspektrum auflösbaren Periodendauer  $T_{\text{SNR}} \approx 1$  a gewählt.

Analog zu der Betrachtung der mittleren Standardabweichungen je Spannungsebene in Abbildung 4-1 werden für diese Amplitude jedes Trägers jeweils die arithmetischen Mittelwerte über alle BPL-Verbindungen einer Spannungsebene bestimmt, die als  $SNR_{\text{FFT,NS},c}$  bzw.  $SNR_{\text{FFT,MS},c}$  bezeichnet werden und über folgende Gleichungen 4.4 und 4.5 berechnet werden.

$$SNR_{FFT,NS,c}(T_{SNR}) = \frac{1}{N_{NS}} \sum_{VNS=1}^{N_{NS}} (|FFT\{SNR_{VNS,c}(t_m)\}(T_{SNR})|) \quad (4.4)$$

$$SNR_{FFT,MS,c}(T_{SNR}) = \frac{1}{N_{MS}} \sum_{VMS=1}^{N_{MS}} (|FFT\{SNR_{VMS,c}(t_m)\}(T_{SNR})|) \quad (4.5)$$

Die zugehörigen Werte der beschriebenen Mittelwerte der Amplituden sind in Abhängigkeit von der Trägerfrequenz und der Spannungsebene in der nachfolgenden Abbildung 4-4 dargestellt.



**Abbildung 4-4: Mittlere Amplituden der FFT der einzelnen SNR-Zeitreihen mit einer Periodendauer  $T_{SNR} \approx 1$  a je Spannungsebene über das Kollektiv aller untersuchten BPL-Verbindungen**

Wie in Abbildung 4-4 zu erkennen ist, sind die Amplituden des Spektrums mit einer sehr hohen Periodendauer  $T_{SNR} \approx 1$  a in der NS-Ebene deutlich höher als in der MS-Ebene und nehmen bei steigender Trägerfrequenz ab. Dies ist eine weitere Bestätigung für die höhere Streuung des SNR in Form des saisonalen Verhaltens in der NS-Ebene im Vergleich zur MS-Ebene. Darüber hinaus können Amplituden mit einer sehr hohen Periodendauer – die wie hier nahe der Erfassungszeit ist – auch ein Anzeichen für einen vorhandenen Trend der betroffenen SNR-Zeitreihen sein, welcher in Abschnitt 4.5.1 näher untersucht wird.

Neben den gezeigten langfristigen Schwankungen mit einer Periodendauer nahe der Erfassungszeit ist mit Hilfe der Fourier-Analyse ein weiteres charakteristisches Merkmal der BPL-Kommunikation in der NS-Ebene detektiert worden. Die Abbildung 4-5 zeigt exemplarisch für eine weitere BPL-Verbindung der NS-Ebene ( $VNS = 11$ ) über einen Zeitraum von 28 Tagen einen Auszug des SNR-Patterns, das mit deutlich zyklischen Mustern bei mehreren Trägerfrequenzen behaftet ist.

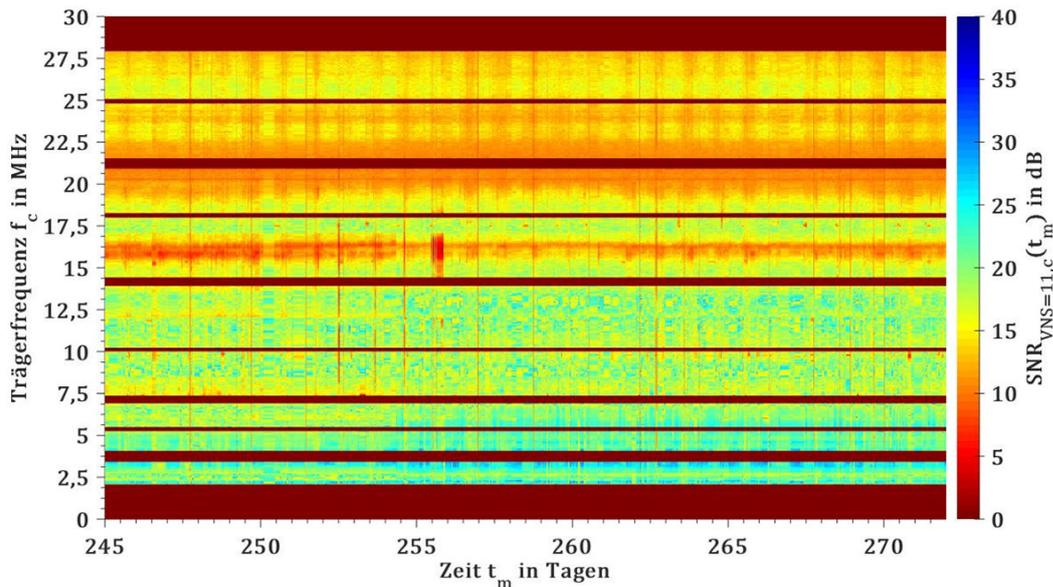


Abbildung 4-5: SNR-Pattern (Auszug) der BPL-Verbindung  $VNS = 11$  über einen Zeitraum von 28 Tagen

Dabei ist bei der Betrachtung des SNR-Patterns in Abbildung 4-5 auffällig, dass sich das SNR in vielen Frequenzbereichen täglich in den Abendstunden verschlechtert. Eine mögliche Erklärung ist das bereits in [47] festgestellte Merkmal des Rauschens, in den Nachtstunden eine deutlich niedrigere Leistung aufzuweisen. Darüber hinaus kann die Übertragungsfunktion als weitere Einflussgröße auf das SNR durch mögliche Änderungen von Impedanzen, die gemäß dem echobasierten Kanalmodell zu einer Änderung von reflektierten Signalanteilen führen können [22], nicht als zeitinvariant betrachtet werden [81].

Im Amplitudenspektrum einiger NS-Verbindungen ist dabei für eine deutliche Ausprägung von Amplituden mit einer Periodendauer  $T_{\text{SNR}} \approx 1$  d innerhalb der SNR-Zeitreihen zu verzeichnen. Um auch hier die einzelnen Spannungsebenen zu vergleichen, wird analog zur vorherigen Betrachtung dieselbe Fourier-Analyse für jede SNR-Zeitreihe durchgeführt, jedoch eine Periodendauer von  $T_{\text{SNR}} \approx 1$  d für die Berechnung der mittleren Amplitude einer Spannungsebene gemäß den Gleichungen 4.4 und 4.5 gewählt, wobei in Abbildung 4-6 das Ergebnis dargestellt ist. Die Unterschiede des tageszyklischen Verhaltens zwischen der NS-Ebene und der MS-Ebene sind erneut deutlich ausgeprägt, wobei bestimmte Trägerfrequenzen selektiv in besonders hohem Maße beeinflusst werden. Auch dies bestätigt, dass das SNR grundsätzlich in der NS-Ebene bedingt durch eine höhere Streuung als weniger aussagekräftig für eine Zustandserfassung anzusehen ist.

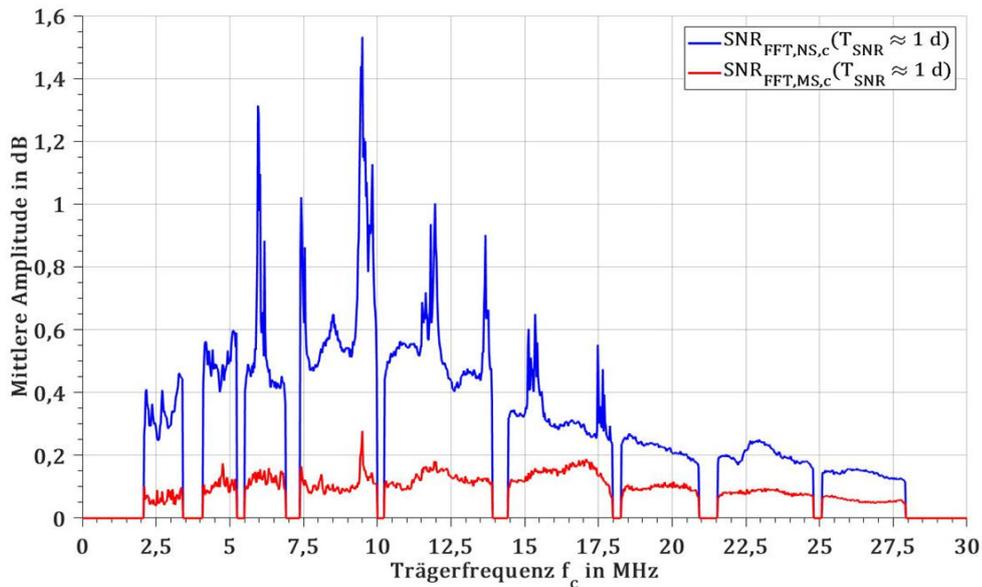


Abbildung 4-6: Mittlere Amplituden der FFT der einzelnen SNR-Zeitreihen mit einer Periodendauer  $T_{SNR} \approx 1$  d je Spannungsebene über das Kollektiv aller untersuchten BPL-Verbindungen

Das tageszyklische Verhalten gemäß Abbildung 4-6 ist bei mehreren BPL-Verbindungen in der NS-Ebene (siehe bspw. Abbildungen 10-58 und 10-59) vorhanden, jedoch kein zwingend vorhandenes Charakteristikum der BPL-Kommunikation in der NS-Ebene. Die höhere Streuung innerhalb der SNR-Zeitreihen in der NS-Ebene kann daher insbesondere durch ein tageszyklisches Verhalten und/oder durch einen langfristig saisonalen Charakter verursacht werden.

Wie alle bisherigen Untersuchungen in diesem Abschnitt bereits ausführen, sind die SNR-Zeitreihen bei den höchsten Trägerfrequenzen sowie in der MS-Ebene mit der geringsten Streuung behaftet. Daher ist eine Zustandserfassung dort am aussagekräftigsten. Insbesondere das mögliche saisonale und das tageszyklische Verhalten der SNR-Zeitreihen lässt sich nicht durch eine Zustandsänderung erklären. Die SNR-Pattern der übrigen BPL-Verbindungen in der NS-Ebene sind im Anhang (siehe Abschnitt 10.5) hinterlegt.

### 4.3 Aggregation der SNR-Daten

Die Datenrate, die mit Hilfe der BPL-Kommunikation erreicht wird, ist durch das SNR aller Trägerfrequenzen mitbestimmt (vgl. Abschnitt 2.1.1) [48]. Somit ist die Summennorm eines SNR-Vektors  $SNR_V(t_m)$  ein entsprechend übergeordnetes Maß, um die Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation zu einem Messzeitpunkt im Sinne der Leistungsfähigkeit einer BPL-Verbindung  $V$  im Gesamten zu beschreiben. Wird die Summennorm eines SNR-Vektors durch die Anzahl der nutzbaren Träger dividiert, ergibt sich als äquivalentes Maß der arithmetische Mittelwert  $SNR_{AM,V}(t_m)$  der SNR-Zeitreihe  $SNR_{V,c}(t_m)$  innerhalb des nutzbaren Trägerbereichs eines SNR-Vektors zum Zeitpunkt  $t_m$  gemäß Gleichung 4.6.

$$SNR_{AM,V}(t_m) = \frac{1}{917} \sum_c SNR_{V,c}(t_m) \quad (4.6)$$

Dieser Mittelwert reduziert den Betrachtungsrahmen des SNR-Vektors auf eine eindimensionale Größe, die somit eine aggregierte Kenngröße der Datenübertragungseigenschaften (und ihrer Güte) darstellt. Sobald die Werte innerhalb der SNR-Zeitreihen aller 917 nutzbaren Trägerfrequenzen zu einem Messzeitpunkt auf diese Weise aggregiert werden, kann dieser Mittelwert als eine einzelne SNR-Zeitreihe je BPL-Verbindung aufgefasst werden. Die zugehörige Standardabweichung kann gemäß der folgenden Gleichung 4.7 bestimmt werden. Daraus resultiert eine einzelne Standardabweichung  $\sigma_{SNR,AM,V}$  je BPL-Verbindung  $V$ .

$$\sigma_{SNR,AM,V} = \sqrt{\frac{1}{M_V} \sum_{m=1}^{M_V} (SNR_{AM,V}(t_m) - \overline{SNR_{AM,V}})^2} \quad (4.7)$$

Dabei stellt  $\overline{SNR_{AM,V}}$  den arithmetischen Mittelwert von  $SNR_{AM,V}(t_m)$  über alle SNR-Messungen dar. Der Mittelwert  $\sigma_{SNR,AM,NS}$  der Standardabweichungen  $\sigma_{SNR,AM,VNS}$  über alle BPL-Verbindungen in der NS-Ebene bzw. der Mittelwert  $\sigma_{SNR,AM,MS}$  der Standardabweichungen  $\sigma_{SNR,AM,VMS}$  über alle BPL-Verbindungen in der MS-Ebene wird anhand der folgenden Gleichungen 4.8 und 4.9 berechnet.

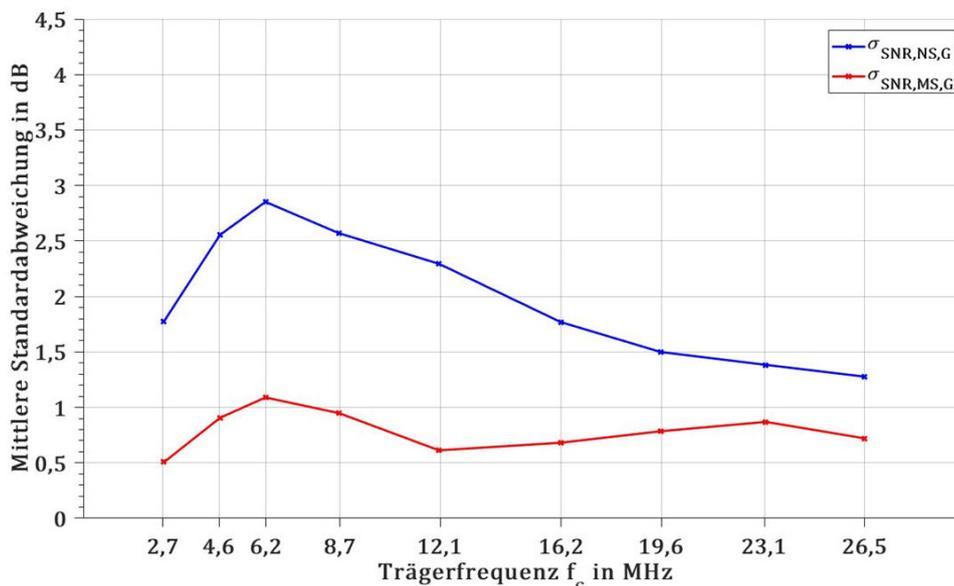
$$\sigma_{SNR,AM,NS} = \frac{1}{N_{NS}} \sum_{VNS=1}^{N_{NS}} (\sigma_{SNR,AM,VNS}) \quad (4.8)$$

$$\sigma_{SNR,AM,MS} = \frac{1}{N_{MS}} \sum_{VMS=1}^{N_{MS}} (\sigma_{SNR,AM,VMS}) \quad (4.9)$$

Es zeichnet sich ab, dass dieser Mittelwert in der NS-Ebene mit  $\sigma_{SNR,AM,NS} = 0,89$  dB deutlich höher ist als in der MS-Ebene, in der der Mittelwert  $\sigma_{SNR,AM,MS} = 0,28$  dB beträgt. Dies ist außerdem ein Hinweis darauf, dass die Aggregation der SNR-Vektoren, d. h. die Trägergruppierung mehrerer SNR-Zeitreihen einer BPL-Verbindung über Bildung des arithmetischen Mittelwerts gemäß Gleichung 4.6, zu einer robusteren Zeitreihe  $SNR_{AM,V}(t_m)$  führt, in der deutlich geringere Streuungen als innerhalb einzelner SNR-Zeitreihen  $SNR_{V,c}(t_m)$  vorliegen, welche gemäß Abbildung 4-1 eine mittlere (und trägerabhängige) Standardabweichung von  $\sigma_{SNR,NS,c} \geq 1,47$  dB bzw.  $\sigma_{SNR,MS,c} \geq 0,82$  dB aufweisen. Dies ähnelt somit der Methode der Rauschunterdrückung durch Mittelung. Einen weiteren Hinweis dahingehend erhält man bei Betrachtung der Laboruntersuchungen in Abschnitt 3.3.3, bei der sich geringe Schwankungen des SNR bei einzelnen Trägerfrequenzen bestätigen.

Damit im Sinne der Zustandserfassung Aussagen über einen spezifischen Frequenzbereich weiterhin möglich bleiben, können die SNR-Werte aller Träger nicht zu einer einzigen Gruppe

zusammengefasst werden. Daher werden im Folgenden die SNR-Zeitreihen, die entsprechend den Trägergruppen  $G$  in Abbildung 2-3 zusammenhängend sind, über den arithmetischen Mittelwert analog zur Gleichung 4.6 aggregiert, sodass aus den 917 SNR-Zeitreihen einer BPL-Verbindung insgesamt neun Zeitreihen (statt einer) entstehen. Jede aggregierte SNR-Zeitreihe  $SNR_{V,G}(t_m)$  wird der mittleren Trägerfrequenz  $f_c$  innerhalb der Trägergruppe  $G$  zugeordnet. Somit wird zum einen die Menge der auszuwertenden SNR-Zeitreihen um ca. 99 % reduziert und zum anderen soll die enthaltene Streuung reduziert werden, wobei die Aussagekraft differenziert nach Frequenzbereichen grundsätzlich erhalten bleibt und durch die geringere Streuung zudem erhöht werden soll. Die Abbildung 4-7 zeigt analog zu Abbildung 4-1 die mittlere Standardabweichung  $\sigma_{SNR,NS,G}$  bzw.  $\sigma_{SNR,MS,G}$  der aggregierten SNR-Zeitreihen  $SNR_{V,G}(t_m)$ , die analog zu den Gleichungen 4.2 und 4.3 über alle untersuchten BPL-Verbindungen einer Spannungsebene gebildet wird.



**Abbildung 4-7: Mittlere Standardabweichung bei den mittleren Trägerfrequenzen der neun Trägergruppen je Spannungsebene über das Kollektiv der aggregierten SNR-Zeitreihen aller untersuchten BPL-Verbindungen**

Wie in Abbildung 4-7 dargestellt wird, ist die mittlere Standardabweichung  $\sigma_{SNR,NS,G}$  bzw.  $\sigma_{SNR,MS,G}$  der aggregierten SNR-Zeitreihen innerhalb einer Trägergruppe  $G$  bei jeder Spannungsebene ebenfalls deutlich geringer als die mittlere Standardabweichung  $\sigma_{SNR,NS,c}$  bzw.  $\sigma_{SNR,MS,c}$  der nicht aggregierten SNR-Zeitreihen nach Abbildung 4-1. Gemäß den Laboruntersuchungen ist bekannt, dass sich die Einflüsse aller untersuchten Zustände nicht im Bereich einer einzelnen Trägerfrequenz auswirken, sondern einen größeren Frequenzbereich betreffen. Somit kann angenommen werden, dass der Einfluss der untersuchten Zustände auch auf die aggregierten SNR-Zeitreihen Auswirkungen hat und durch die geringere Streuung die Aussagekraft zur Zustandserfassung erhöht wird.

## 4.4 Ableitung der Erfassungsmethodiken

Auf Basis der bisherigen Erkenntnisse werden Erfassungsmethodiken definiert, um Hinweise auf die untersuchten Kabelzustände aus den SNR-Messungen im Rahmen des Feldtests zu erhalten. Durch die in Abschnitt 2.1.4 geschilderte Problematik des Informationsgehalts des SNR sind keine definitiven Aussagen zur Zustandserfassung anhand des SNR möglich. Deshalb und aufgrund der zahlreichen, teilweise nicht spezifizierten Einflussfaktoren ist eine detaillierte Modellierung der Übertragungsfunktion und des Rauschens im Einzelnen nicht zielführend. Die einzelnen Erfassungsmethodiken sollen daher dazu dienen, Hinweise auf die jeweiligen untersuchten Kabelzustände in einem heuristischen Ansatz zu generieren.

### 4.4.1 Globale Alterung

Aufgrund der in Abschnitt 2.4 erläuterten Zusammenhänge und Einschränkungen ist es nicht möglich, den Ist-Zustand einer Kabelstrecke ohne weitere Hilfsmittel anhand der BPL-Kommunikation zu bestimmen. Bedingt durch die vielen Einflussfaktoren, die nicht mit dem technischen Zustand zusammenhängen, u. a. die unterschiedlichen, hochfrequenten Übertragungseigenschaften verschiedener Kabel bereits im Neuzustand, ist es auch im Hinblick auf eine relativ geringe Menge von Grenz-, Erfahrungs- und Referenzwerten lediglich möglich, Veränderungen der Datenübertragungseigenschaften zu überwachen und zu interpretieren, um Hinweise auf Zustandsänderungen zu erhalten.

Gemäß den theoretischen Betrachtungen in Abschnitt 2.3.1 ist der Einfluss dielektrischer Veränderungen im oberen Frequenzbereich der BPL-Kommunikation am deutlichsten ausgeprägt. Hier liegt basierend auf der natürlichen Tiefpass-Charakteristik das größte Potential für eine alterungsbedingte Änderung des SNR, sofern die Kabellänge weder zu hoch noch zu niedrig ist (vgl. Abschnitte 2.4.2 und 4.6). Auch gemäß den Laboruntersuchungen sind die Auswirkungen von globaler Alterung auf die Dämpfung und damit das SNR im obersten Frequenzbereich am deutlichsten. Zudem ist bekannt, dass die spektrale Leistungsdichte des Rauschens im oberen BPL-Frequenzbereich am geringsten ist [20, 47]. Nach zusätzlicher Analyse der Streuung des SNR in Abschnitt 4.2, welche sich nicht durch den langwierigen Prozess einer Alterung erklären lässt und daher bei der Erfassung von globaler Alterung als parasitär gilt, ist der oberste Frequenzbereich auch in dieser Hinsicht am geeignetsten, um Hinweise auf die globale Alterung innerhalb einer Kabelstrecke aus dem SNR zu erhalten.

Um den Einfluss der beschriebenen zeitlichen Schwankungen innerhalb der SNR-Zeitreihen, die bei Betrachtung von BPL-Verbindungen in der NS-Ebene deutlich werden, zu kompensieren, werden diese mit Hilfe eines gleitenden Mittelwerts (siehe Abschnitt 4.5.1) gefiltert, der eine Filterlänge von einem Jahr aufweist. Die Filterlänge basiert auf den Beobachtungen der langfristigen Schwankungen mit einer Periodendauer von ca. einem Jahr gemäß Abbildung 4-3. Durch eine Trendanalyse der SNR-Zeitreihen einer BPL-Verbindung können somit Hinweise auf einen Zustandstrend ermittelt werden. Die Ergebnisse dieser Arbeit zeigen, dass die Alterung sich

nicht nur selektiv auf die Datenübertragungseigenschaften bei einzelnen Frequenzen auswirkt, sondern einen ausgedehnten Frequenzbereich betrifft. Bei Betrachtung von aggregierten (und gefilterten) SNR-Zeitreihen ist daher der Trend innerhalb der letzten Trägergruppe  $G = 9$  im Zeitverlauf zu betrachten.

#### 4.4.2 Lokale Fehlstellen ohne Teilentladungen

Der Einfluss lokaler Fehlstellen ohne TE ist gemäß den Simulationen in Abschnitt 2.3.2 und den Laboruntersuchungen in Abschnitt 3.2.3 in den meisten Fällen als zu gering einzustufen, um entsprechende Hinweise über eine Analyse des SNR ableiten zu können. Im Falle eines signifikanten Einflusses, wenn im Extremfall der Schirm eines Kabels, das zur Kommunikation verwendet wird, zwischenzeitlich vollständig unterbrochen wird, ist von einer detektierbaren Wirkung auf das SNR auszugehen, wie die Laboruntersuchungen in Abschnitt 3.2.3 aufzeigen. Die Problematik bei der Generierung von Hinweisen zur globalen Alterung betrifft auch den Ist-Zustand einer Kabelstrecke hinsichtlich des Auftretens solch extremer lokaler Fehlstellen. Auch hier ist es durch die bereits genannten Umstände nicht möglich, derartige, bereits bestehende lokale Fehlstellen zu erfassen. Sobald die Zustandserfassung mit Hilfe der BPL-Kommunikation erstmalig eingesetzt wird, sind die verfügbaren Datenübertragungseigenschaften nicht auf einzelne Zustände zurückführbar. Daher können lediglich neue (extreme) Fehlstellen, die z. B. durch mechanische Schädigungen hervorgerufen werden, aufgezeigt werden. Eine solche Fehlstelle kann mit sofortiger Wirkung nach Eintritt der Schädigung basierend auf der Untersuchung in Abschnitt 3.2.3 zu einer signifikanten Abweichung des SNR-Vektors zum nächsten Messzeitpunkt gegenüber des SNR-Vektors vor Schadenseintritt führen, da die Übertragungsfunktion durch eine zusätzliche Diskontinuität erheblich beeinflusst wird.

Zudem müssen die natürlichen Streuungen innerhalb der SNR-Zeitreihen berücksichtigt werden, d. h. nicht jede Abweichung zwischen SNR-Vektoren ist kennzeichnend für eine Zustandsänderung. Insbesondere in der NS-Ebene sind die natürlichen Schwankungen des SNR gemäß Abschnitt 4.2 zu berücksichtigen. Während die Trendanalyse Hinweise auf globale Alterung ermöglichen kann, ist eine entsprechende Analyse der Abweichungen innerhalb der SNR-Zeitreihen, d. h. zwischen zwei SNR-Vektoren, notwendig, um Hinweise auf lokale Fehlstellen ohne TE erhalten zu können. Da auch hier der Einfluss aus der Übertragungsfunktion herrührt und nicht mit einem frequenzselektiven Verhalten zu rechnen ist, erfolgt eine Betrachtung der aggregierten SNR-Zeitreihen, um die natürliche Streuung innerhalb der SNR-Zeitreihen zu minimieren. Da keine lokalen Fehlstellen auf den Kabelstrecken des Feldtests bekannt geworden sind, wird die in diesem Abschnitt geschilderte Erfassungsmethodik erst in Abschnitt 5.1 aufgegriffen, um als weiteren Anwendungsfall die Detektion von Topologieänderungen – jenseits der Zustandserfassung von Kabelstrecken – zu thematisieren und vergleichbare kurzfristige Einflüsse auf die Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation zu analysieren.

### 4.4.3 Lokale Fehlstellen mit Teilentladungen

Gemäß den Ergebnissen in den Abschnitten 2.3.3 und 3.3.3 ist insbesondere ein hoher Einfluss im unteren Frequenzspektrum zu erwarten, weil TE-Impulse bei ihrer Übertragung zwischen lokaler Fehlstelle und BPL-Modem selbst einer Dämpfung (Tiefpass-Charakteristik von Kabeln) unterliegen und das Amplitudenspektrum der TE-Impulse bei steigender Frequenz zunehmend geringer ausgeprägt ist. Daher ist die Detektionsfähigkeit bei der Annahme einer konstanten spektralen Leistungsdichte des Grundrauschens im Bereich der ersten Trägergruppe am höchsten. Im Rahmen der Laboruntersuchungen führen intensive TE bei konstanter spektraler Leistungsdichte des Rauschens zu einem höheren SNR-Verlust je niedriger die Trägerfrequenz ist, sofern das durch TE zusätzlich verursachte Rauschen deutlich über dem Grundrauschen liegt. Folglich können niedrige SNR-Werte bei niedrigen Trägerfrequenzen durch lokale Fehlstellen mit TE resultieren. Die spektrale Leistungsdichte des Grundrauschens ist jedoch gemäß Abschnitt 2.1.1 im unteren Frequenzbereich ebenfalls am höchsten. Gemäß [95] sind deshalb vor allem die Frequenzen  $f < 20$  MHz für eine Online-TE-Detektion in Kabelstrecken, zu der auch dieses Verfahren zu zählen ist, geeignet.

Ein Hinweis auf TE mit hoher wirksamer Rauschleistung und damit auf kritische Fehlstellen kann daher auf Basis der Ergebnisse in Abschnitt 4.2 durch die Analyse des SNR entlang des gesamten Trägerfrequenzbereichs gegeben sein, indem untersucht wird, ob das SNR der unteren Frequenzen im Verhältnis zu den oberen Frequenzen geringer ist. Dies wird als Profilanalyse der SNR-Vektoren bezeichnet. Ein sehr niedriges SNR bei niedrigen Trägerfrequenzen ist im Rahmen der Laboruntersuchungen als ein Hinweis auf eine hohe Rauschleistung im gleichen Frequenzbereich anzusehen, welches auch durch starke TE bedingt sein kann. Eine Profilanalyse der SNR-Vektoren kann somit einen Hinweis auf intensive TE liefern, die ihren Ursprung in der Nähe des entsprechenden BPL-Modems haben, sofern das SNR bei den unteren Trägerfrequenzen deutlich niedriger als bei hohen Trägerfrequenzen ist. Durch die frequenzabhängige spektrale Leistungsdichte des Rauschens ist dieser Hinweis jedoch mit einer Unsicherheit behaftet.

Zudem ist bei Oberflächenentladungen bekannt, dass ihre Intensität mit der anliegenden Spannung zusammenhängt (vgl. Tabelle 3-3) [12]. Je höher die Spannung ist, desto höher ist bei dieser TE-Art die TE-Intensität. Darüber hinaus besteht für alle TE-Arten ein ähnlicher Zusammenhang hinsichtlich der TE-Einsatzspannung – die kennzeichnende Spannung, bei deren Überschreiten TE erstmalig einsetzen [12]. Daraus folgt, dass eine höhere Spannung grundsätzlich für höhere, in diesem Fall überhaupt erst einsetzende TE sorgen kann. Daher werden im Rahmen dieser Arbeit die mit Hilfe zusätzlicher Sensorik erzeugten Messwerte der Netzbetriebsspannung für weitere Analysen hinzugezogen, um die Profilanalyse durch eine Korrelationsanalyse zu ergänzen. Da das Grundrauschen keine konstante spektrale Leistungsdichte aufweist, ist dabei ebenfalls der Bereich aller Trägergruppen zu untersuchen. Da TE in der

NS-Ebene gemäß Abschnitt 2.2.2 nicht zu erwarten sind, beschränken sich die Untersuchungen bzgl. lokaler Fehlstellen mit TE in Abschnitt 4.5.2 auf die BPL-Verbindungen in der MS-Ebene.

#### **4.4.4 Temperatureinfluss**

Wie aus Abschnitt 3.1.4 hervorgeht, ist der Einfluss der Temperatur übereinstimmend mit dem Effekt der globalen Alterung im oberen Frequenzbereich am deutlichsten ausgeprägt und ebenfalls nicht selektiv auf einzelne Trägerfrequenzen beschränkt, weshalb auch hier die Analyse der aggregierten SNR-Zeitreihen durchgeführt wird. Um den Einflussfaktor der Temperatur ausblenden oder ggf. als solches für Rückschlüsse auf Überlastungen von Kabelabschnitten nutzen zu können, müssen saisonale und zyklische Charakteristika der Datenübertragungseigenschaften berücksichtigt werden. Die beobachteten Schwankungen innerhalb der SNR-Zeitreihen, die eine Periodendauer von einem Tag aufweisen, können ein Hinweis auf eine Dämpfungszunahme durch Temperaturerhöhung darstellen, wenn der tageszyklische Verlauf der Strombelastung einen vergleichbaren Verlauf aufweist. Somit ist zu erwarten, dass in Zeiträumen mit sehr hoher Stromstärke nahe des thermischen Grenzstroms (gemäß Abschnitt 3.1.4) eine Dämpfungszunahme vorliegt und infolgedessen das SNR sinkt. Da dieses zyklische Muster wie in Abschnitt 4.2 beschrieben jedoch auch durch die Varianz des Rauschens oder eine anders zu begründende Variation der Übertragungsfunktion hervorgerufen werden kann, besteht auch hier die zusätzliche Möglichkeit, die Korrelation der Stromstärke auf der Kabelstrecke mit dem SNR, zu untersuchen, wobei im Rahmen dieses Feldtests die entsprechenden Sensorwerte in der MS-Ebene vorliegen.

### **4.5 Ergebnisse aus dem Feldtest**

Basierend auf den Erfassungsmethodiken im vorherigen Abschnitt 4.4 werden in diesem Abschnitt mit Hilfe der entsprechenden Analysen die Ansätze zur Zustandserfassung umgesetzt, um Hinweise auf die Zustände zu erzeugen.

#### **4.5.1 Trendanalyse als Hinweis auf Alterung**

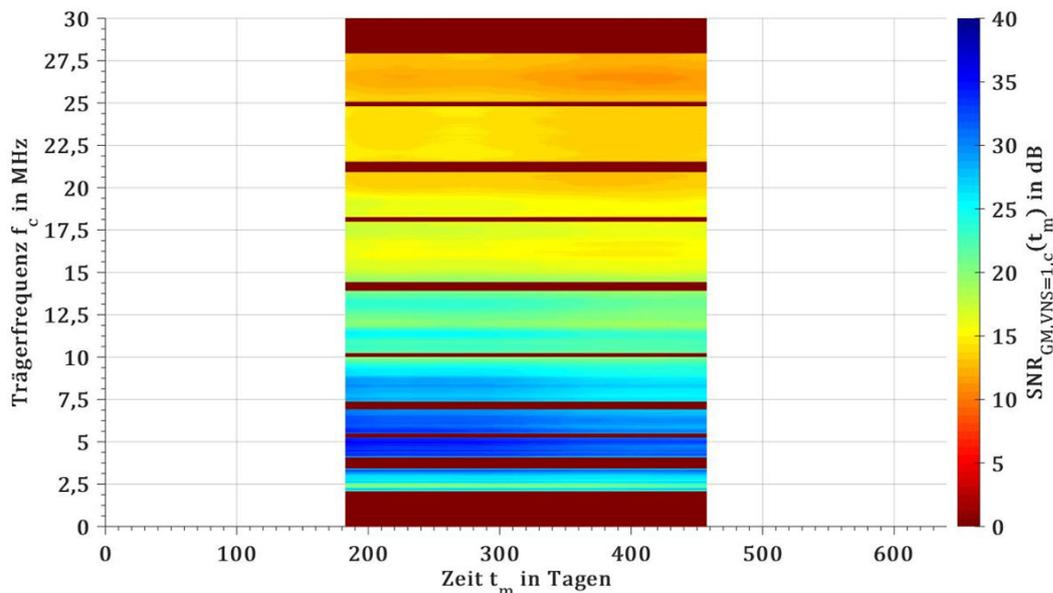
Das Ergebnis einer Trendanalyse des SNR erlaubt es zunächst, die langfristige Entwicklung der Qualität der BPL-Kommunikation zu beschreiben. Darüber hinaus sind gemäß der Erfassungsmethodik ebendiese Veränderungen als Kriterium zu betrachten, um Hinweise auf eine langfristig wirkende Alterung erhalten zu können. Mit Hilfe einer Trendanalyse des SNR soll der Einfluss von globaler Alterung auf die Dämpfung abgebildet werden. Die Schwankungen des SNR mit sehr hoher Periodendauer (saisonales Verhalten) sind gemäß Abschnitt 4.2 auch als ein erstes Anzeichen für einen vorhandenen Langzeittrend anzusehen.

Durch die Filterung über die Bildung des gleitenden Mittelwerts gemäß Abschnitt 4.4.1 wird der zeitliche Betrachtungszeitraum entsprechend der Filterlänge von einem Jahr beidseitig eingeschränkt, da jede SNR-Zeitreihe auf diese Weise nur gefiltert werden kann, wenn sowohl

bis zu einem halben Jahr vor als auch nach einem einzelnen Wert innerhalb einer SNR-Zeitreihe weitere SNR-Werte zur Verfügung stehen. Die Filterung einer SNR-Zeitreihe wird anhand der folgenden Gleichung 4.10 durchgeführt, wobei über den Parameter  $y$  die notwendige Verschiebung realisiert wird.

$$SNR_{GM,V,c}(t_m) = \frac{1}{35.041} \sum_{y=-17.520}^{17.520} SNR_{V,c}(t_m - y \cdot \Delta t) \quad (4.10)$$

Dabei stellt  $SNR_{GM,V,c}(t_m)$  die über den gleitenden Mittelwert gefilterte SNR-Zeitreihe dar. Derartig gefilterte Zeitreihen reduzieren sich dabei auf eine Betrachtung in einem Zeitraum, der ein halbes Jahr nach der ersten Messung beginnt und ein halbes Jahr vor der letzten Messung endet. Innerhalb eines halben Jahres werden 17.520 SNR-Vektoren je BPL-Verbindung gemessen und fließen in die Berechnung mit ein. Für alle untersuchten BPL-Verbindungen stehen dazu ausreichend lange Messzeiträume zur Verfügung. Die Abbildung 4-8 zeigt das gefilterte SNR-Pattern für die BPL-Verbindung  $VNS = 1$ , für die das nicht gefilterte SNR-Pattern in Abbildung 4-3 gezeigt wird.



**Abbildung 4-8: SNR-Pattern nach Filterung der BPL-Verbindung  $VNS = 1$  über einen Zeitraum von ca. 21 Monaten abzüglich der Filterlänge**

Beim Vergleich der beiden SNR-Pattern zeigt sich eine erhebliche Homogenisierung der SNR-Zeitreihen durch Filterung in Abbildung 4-8 gegenüber Abbildung 4-3. Gleichzeitig ist der Effekt der verkürzten Betrachtungszeit, der auf die Filterlänge zurückzuführen ist, erkennbar. Mit Hilfe der Filterung ist es gelungen, die Streuungen weitgehend zu eliminieren und einen Trend innerhalb der SNR-Zeitreihen aufzuzeigen.

Gemäß der Erfassungsmethodik zur Bestimmung von globaler Alterung wird eine Trendanalyse der wie beschrieben gefilterten sowie gemäß den Trägergruppen aggregierten SNR-Zeitreihen

durchgeführt. Dazu wird eine lineare Regression angewandt, indem die gefilterte und aggregierte SNR-Zeitreihe  $SNR_{GM,V,G=9}(t_m)$  der letzten Trägergruppe  $G = 9$  auf eine Geradengleichung überführt wird. Aus dem Ergebnis der linearen Regression kann der Trend mit Hilfe des resultierenden Steigungskoeffizienten quantifiziert werden. Ein abzuzeichnender Trend über einen langen Zeitraum dient somit als Hinweis auf eine Zustandsänderung. Die Abbildungen 4-9 und 4-10 zeigen die ermittelten Steigungskoeffizienten für alle untersuchten BPL-Verbindungen.

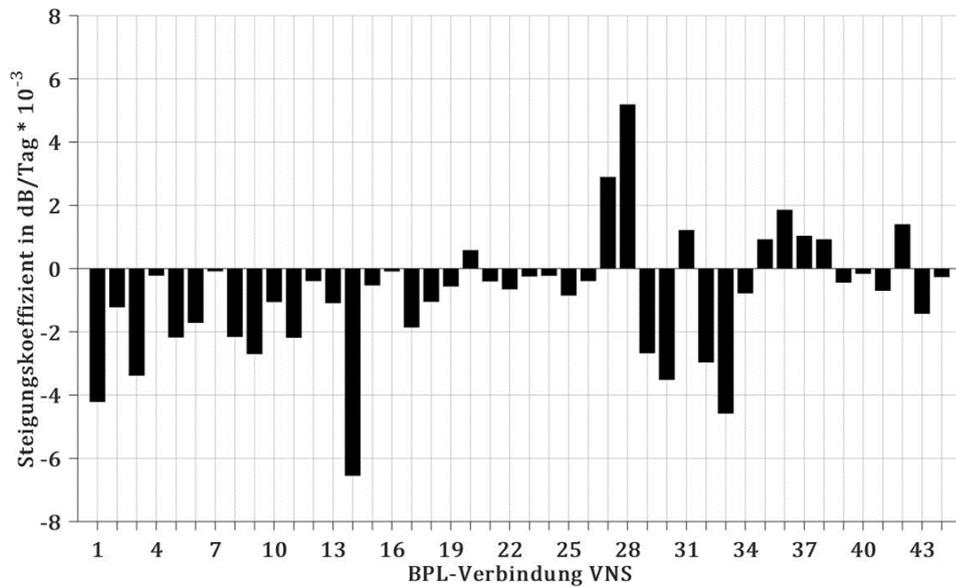


Abbildung 4-9: Ergebnisse der Trendanalyse der aggregierten und gefilterten SNR-Zeitreihen für alle BPL-Verbindungen in der NS-Ebene mit Index *VNS*

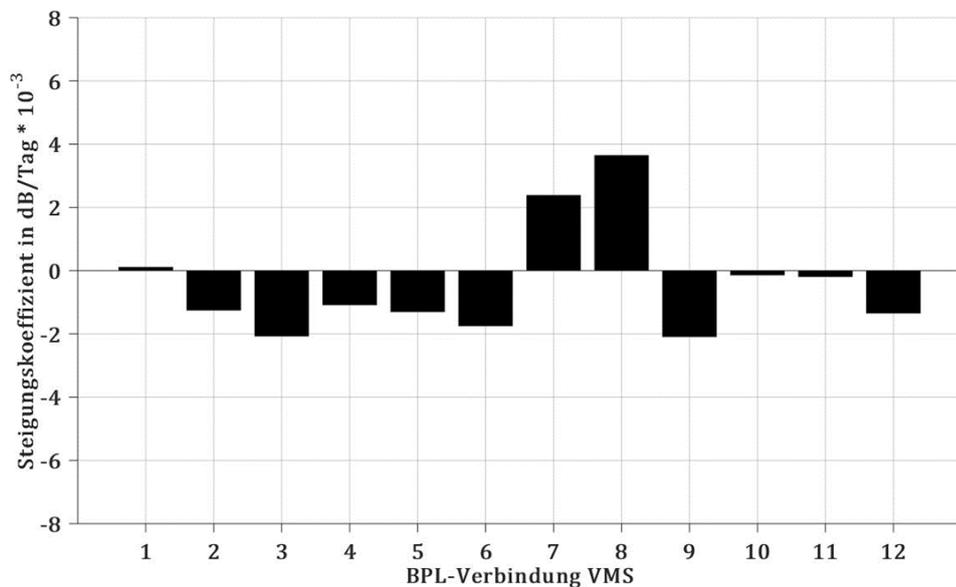


Abbildung 4-10: Ergebnisse der Trendanalyse der aggregierten und gefilterten SNR-Zeitreihen für alle BPL-Verbindungen in der MS-Ebene mit Index *VMS*

Wie in den Abbildungen 4-9 und 4-10 zu sehen ist, sind die Trends in den meisten Fällen negativ, was als Bestätigung eines tendenziell sinkenden SNR im Bereich der letzten Trägergruppe  $G = 9$  sowie als Hinweis auf eine tendenziell steigende Dämpfung innerhalb des Betrachtungszeitraums und damit auf globale Alterung gewertet werden kann. Durch die Unsicherheit, die mit dem Informationsgehalt des SNR verbunden ist, kann neben dem Einfluss einer Alterung nicht ausgeschlossen werden, dass sich bspw. die spektrale Leistungsdichte des Rauschens tendenziell erhöht hat. Die Auffälligkeit, dass das SNR in den meisten Fällen tendenziell abnimmt, kann jedoch auch als Hinweis auf einen wirksamen Alterungsmechanismus gewertet werden. Die Aussagekraft dieser Ergebnisse hängt von der Erfassungszeit ab. Je länger diese ist, desto eher sind Rückschlüsse auf langwierige Alterungsprozesse möglich.

#### 4.5.2 Profilanalyse als Hinweis auf Teilentladungen

Alle untersuchten MS-Kabelstrecken wurden im Zuge konventioneller TE-Messungen mit einer Prüfspannung  $U_P$  in entsprechender Höhe der Nennspannung  $U_T$  des Netzes vor Ort als TE-frei diagnostiziert (siehe Abschnitt 10.7). Daher ist kein Einfluss durch TE auf die BPL-Kommunikation möglich. Um dies zu bestätigen, werden die SNR-Daten gemäß der Erfassungsmethodik analysiert. Sofern das Grundrauschen ohne TE und das dazugehörige SNR zwischen zwei Modems bekannt sind, ist es möglich, mit Hilfe des SNR-Verlusts die TE-Intensität zu bestimmen, sofern diese zu einer effektiven Erhöhung der gesamten Rauschleistung führen, wie in den Abschnitten 2.3.3 und 3.3.3 gezeigt wird. Diese Vorgehensweise wurde im Rahmen der Laboruntersuchungen angewandt. Die Problematik bei der Analyse von BPL-Verbindungen im realen Netz ist jedoch, dass insbesondere das Grundrauschen unbekannt ist. Zudem ist der Ist-Zustand ohne Weiteres nicht bekannt, d. h. ob lokale Fehlstellen mit TE bereits vorliegen. Ein möglicher Hinweis auf TE lässt sich prinzipiell mit den Erkenntnissen der Laboruntersuchungen aus den SNR-Daten des Feldtests ableiten, indem gemäß Abschnitt 4.4.3 die Erfassungsmethodik in Form einer Profilanalyse angewandt wird.

Bei Betrachtung der SNR-Pattern insbesondere in der MS-Ebene fällt auf, dass (wie in Abschnitt 4.2 gezeigt) die natürliche Tiefpass-Charakteristik des Übertragungskanal auch im SNR erkennbar ist. Dies führt zu einem charakteristischen Profil der SNR-Vektoren, bei dem die SNR-Werte im unteren Frequenzbereich höher sind als im oberen Frequenzbereich. Um das charakteristische Profil eines SNR-Vektors exemplarisch darzustellen, ist der zeitlich gemittelte SNR-Vektor  $\overline{SNR}_{VMS=1,c}$  der BPL-Verbindung  $VMS = 1$  in Abbildung 4-11 dargestellt, deren zugehöriges SNR-Pattern in Abbildung 4-2 gezeigt wird.

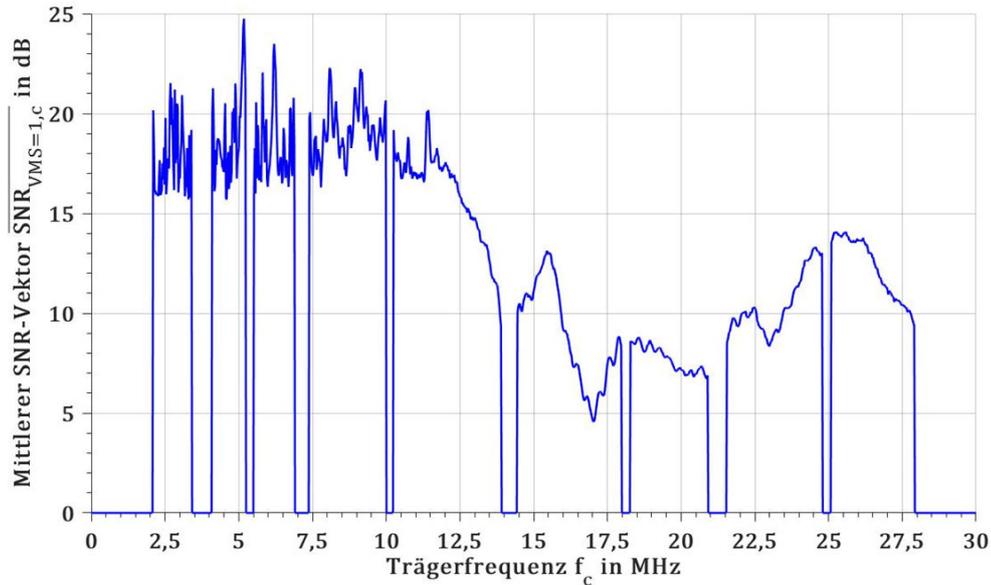


Abbildung 4-11: Mittlerer SNR-Vektor der BPL-Verbindung  $VMS = 1$

Das Profil des zeitlich gemittelten SNR-Vektors nach Abbildung 4-11 ist zudem repräsentativ im Zeitverlauf, der in der MS-Ebene i. d. R. homogen ist. Da durch konventionelle TE-Messungen keine TE festgestellt werden konnten, ist dieses Profil somit ebenfalls charakteristisch für nicht vorhandene TE. Daher ist anzunehmen, dass insbesondere kritische Fehlstellen mit hoher TE-Leistung oberhalb der Leistung des Grundrauschens, d. h. mit hoher Impulshäufigkeit und hoher Ladung, einen deutlichen SNR-Verlust tendenziell im unteren Frequenzbereich verursachen. Das charakteristische Profil eines SNR-Vektors würde sich durch einen derartigen SNR-Verlust somit verändern und im Extremfall dadurch gekennzeichnet sein, dass die Tiefpass-Charakteristik nicht mehr im SNR erkennbar ist, d. h. das SNR bei geringen Frequenzen geringer ist als bei hohen Frequenzen. Die untersuchten BPL-Verbindungen der MS-Ebene zeigen jedoch eine solche Auffälligkeit nicht, sondern weisen prinzipiell das Profil auf, das exemplarisch in Abbildung 4-11 dargestellt ist und darauf hinweist, dass keine TE vorhanden sind.

Wie in den Laboruntersuchungen gezeigt wird, besteht jedoch ein Zusammenhang zwischen der TE-Intensität und der Prüfspannung, d. h. es besteht eine Korrelation zwischen der TE-Intensität und dem SNR-Verlust. Die Prüfspannung ist im normalen Betrieb durch die Netzbetriebsspannung gegeben und unterliegt geringfügigen Schwankungen. Daher kann insbesondere bei starken Oberflächenentladungen die Korrelation zwischen TE-Intensität und Netzbetriebsspannung untersucht werden. Falls ein derartiger Einfluss durch TE vorhanden ist, ist bei steigender Spannung eine Erhöhung des Rauschens und infolgedessen ein SNR-Verlust möglich, was zu einem negativen Korrelationskoeffizienten führt. Da keine TE vorhanden sind, ist eine Korrelation zwischen der Netzbetriebsspannung und dem SNR hier nicht auf TE oder deren Intensitätsänderung zurückzuführen. Daher deutet ein niedriger Korrelationskoeffizient nicht auf TE hin, sondern wird zufällig erreicht. Der Korrelationskoeffizient wird gebildet, indem jeder aggregierten SNR-Zeitreihe  $SNR_{VMS,G}(t_m)$  der Spannungsmesswert  $u_{VMS}(t_m)$ , der parallel zum

zugehörigen BPL-Modem und zur gleichen Zeit gemessen wurde, zugeordnet wird. Aus diesen Wertepaaren kann dann prinzipiell ein Korrelationskoeffizient gebildet werden. Um eine robustere Aussage ohne Annahmen der Wahrscheinlichkeitsverteilungen von SNR und Spannungswerten treffen zu können, wird der Spearman-Rangkorrelationskoeffizient bestimmt. Dabei wird die Korrelation mit Hilfe der Kovarianzen (Cov) und der Varianzen (Var) zwischen den Rängen (rg) von einer aggregierten SNR-Zeitreihen und von der Spannung (nicht zwischen den Daten selbst) berechnet [96], wie folgende Gleichung 4.11 zeigt

$$K_{\text{SNR},u,\text{VMS},G} = \frac{\text{Cov}\left(\text{rg}(\text{SNR}_{\text{VMS},G}), \text{rg}(u_{\text{VMS}})\right)}{\sqrt{\text{Var}\left(\text{rg}(\text{SNR}_{\text{VMS},G})\right)} \cdot \sqrt{\text{Var}\left(\text{rg}(u_{\text{VMS}})\right)}} \quad (4.11)$$

Die Abbildung 4-12 zeigt die Rangkorrelationskoeffizienten  $K_{\text{SNR},u,\text{VMS},G}$  zwischen den neun aggregierten SNR-Zeitreihen je BPL-Verbindung und zeitlich parallelen Messwerten der Netzbetriebsspannung.

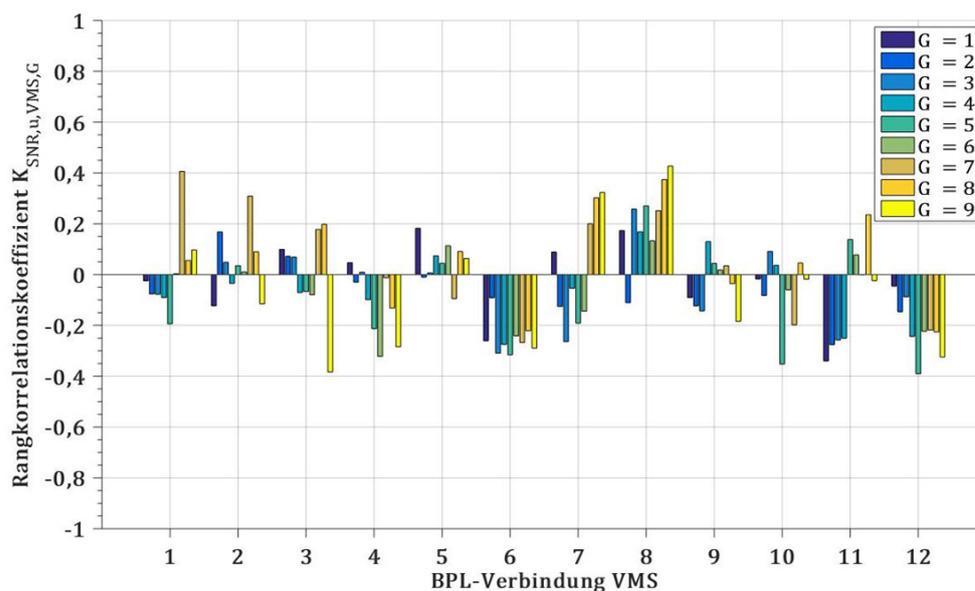


Abbildung 4-12: Rangkorrelationskoeffizienten zwischen den nach Trägergruppen aggregierten SNR-Zeitreihen und der Spannung

Die Rangkorrelationskoeffizienten weisen einen kleinen Betrag auf und zeigen auf, dass keine nennenswerte Korrelation zwischen SNR und Netzbetriebsspannung vorhanden ist. Die Ergebnisse dieses Abschnitts sind daher als Hinweis anzusehen, dass keine TE vorhanden sind, was im Rahmen konventioneller TE-Messungen – wie bereits erwähnt – zuvor ermittelt wurde.

#### 4.5.3 Korrelationsanalyse als Hinweis auf den Temperatureinfluss

Insbesondere im oberen Frequenzbereich ist ein Einfluss durch hohe Temperaturänderungen in Folge hoher Stromstärken auf das SNR gemäß den Laboruntersuchungen in Abschnitt 3.1.4 grundsätzlich möglich. Eine negative Korrelation zwischen Stromstärke und SNR kann daher

durch den Zusammenhang zwischen Temperatur und Dämpfung grundsätzlich bestehen. Die verfügbaren Strommesswerte in der MS-Ebene können also gemäß der Erfassungsmethodik in Abschnitt 4.5.3 genutzt werden, um den Einfluss von Temperatur, repräsentiert durch die Stromstärke, auf die SNR-Zeitreihen in Form einer Korrelationsanalyse zu untersuchen. Da jedoch die Stromstärke auf allen Kabelstrecken, die von den BPL-Verbindungen verwendet werden, in allen untersuchten Fällen im Vergleich zur maximal zulässigen Stromstärke sehr niedrig gewesen ist, ist von keiner Beeinflussung des SNR gemäß Abschnitt 3.1.4 auszugehen.

Ein möglicher Hinweis auf einen Temperatureinfluss ist im zyklischen Verhalten der SNR-Zeitreihen der oberen Frequenzen anzunehmen. Dieses Verhalten ist in der MS-Ebene jedoch nur geringfügig ausgeprägt. Andererseits besteht auch grundsätzlich die Möglichkeit, dass ebendiese negative Korrelation den Zusammenhang zwischen höherem Bezug elektrischer Energie und höherer Rauschleistung durch die angeschlossenen Verbraucher widerspiegelt. Daher können diese Zusammenhänge lediglich als Hinweise, die mit einer Unsicherheit behaftet sind, angesehen werden. Um diesen Einfluss darzustellen wird analog zu Abschnitt 4.5.2 eine Korrelationsanalyse durchgeführt, indem der Rangkorrelationskoeffizient  $K_{SNR,i,VMS,G}$  zwischen der aggregierten SNR-Zeitreihe  $SNR_{VMS,G}(t_m)$  der obersten Trägergruppe  $G = 9$  und den parallelen Strommesswerten  $i_{VMS}(t_m)$  bestimmt wird. Dazu werden in Gleichung 4.11 die Spannungsmesswerte  $u_{VMS}(t_m)$  durch die Strommesswerte  $i_{VMS}(t_m)$  substituiert. Sofern ein Einfluss vorhanden ist, ist ein negativer Rangkorrelationskoeffizient zu erwarten, d. h. bei steigender Stromstärke ist ein verringerter SNR zu erwarten. Die Abbildung 4-13 zeigt die Rangkorrelationskoeffizienten, zwischen den aggregierten SNR-Zeitreihen der obersten Trägergruppe und den zeitgleich erfassten Stromstärkewerten.

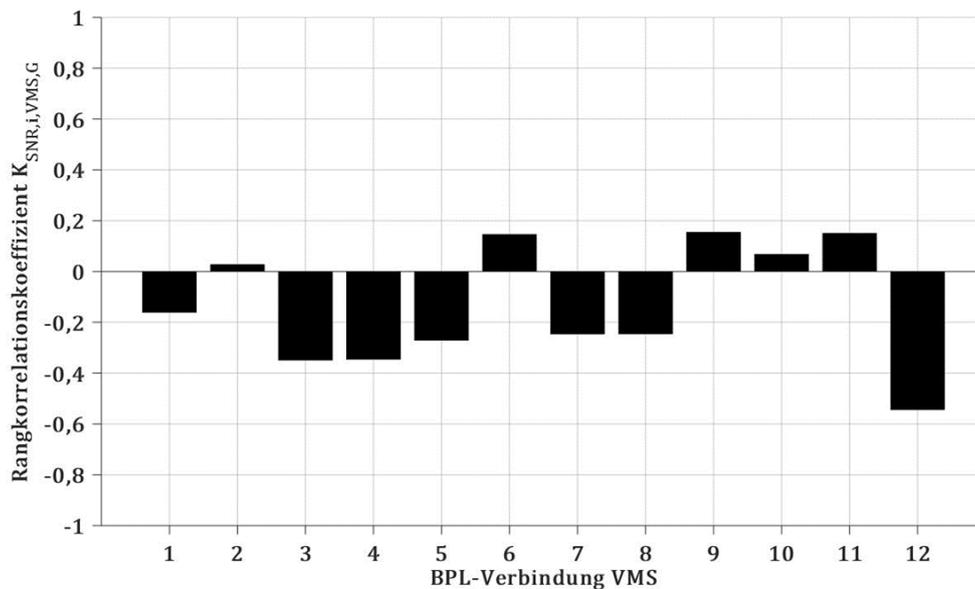


Abbildung 4-13: Rangkorrelationskoeffizienten zwischen der aggregierten SNR-Zeitreihe der Trägergruppe  $G = 9$  und der Stromstärke

Die Ergebnisse zeigen meist eine negativ, jedoch keine nennenswerte Korrelation zwischen den aggregierten SNR-Zeitreihen der obersten Trägergruppe und der Stromstärke. Aufgrund der niedrigen Stromstärke ist eine nennenswerte Korrelation zwischen dem SNR und den Temperaturänderungen durch Stromstärke nicht zu erwarten. Da im Rahmen des Feldtests in der NS-Ebene keine Strommesswerte zur Verfügung stehen, ist eine entsprechende Korrelationsanalyse in dieser Spannungsebene in dieser Arbeit nicht möglich.

#### **4.6 Nutzen und Grenzen für die Zustandsbewertung von Kabeln**

Im Rahmen der Simulationen und Laboruntersuchungen wurde ermittelt, dass insbesondere Zustände der Kategorien globaler Alterung und lokaler Fehlstellen mit TE einen signifikanten Einfluss auf die Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation ausüben können. Im Rahmen des Feldtests wurden darauf basierend Analysen verfügbarer SNR-Daten und zusätzlicher Sensorwerte durchgeführt, die prinzipiell Hinweise auf Kabelzustände erbringen können. Eine Zustandserfassung durch Analyse der inhärenten Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation ist damit allgemein möglich. Ein Vorteil liegt dabei insbesondere in der Tatsache, dass sie eine kontinuierliche und bei hoher Durchdringung im Netz auch eine flächendeckende Erfassung ermöglicht. Auf diese Weise können im Sinne eines Online-Monitorings deutlich besser die Trends innerhalb der Datenübertragungseigenschaften verfolgt werden als bei den Kenngrößen der konventionellen Offline-Messverfahren, die nur punktuell über einen kurzen Zeitraum eingesetzt werden. Des Weiteren liegen die Vorteile eines Online-Monitorings darin, dass der Personaleinsatz bei der Durchführung von Messungen vor Ort nicht mehr notwendig ist [97]. Auf diese Weise ergibt sich, vor allem wenn ohnehin die BPL-Kommunikation eingesetzt werden soll, ein kostengünstiger Sekundärnutzen. Der Vorteil der bidirektionalen BPL-Kommunikation ist bei der Zustandserfassung zudem, dass, anders als bei konventionellen Messverfahren (z. B. Verlustfaktormessung), zeitgleich beidseitig gemessen wird. Für jedes Kabel stehen aufgrund der bidirektionalen Eigenschaften der BPL-Kommunikation folglich jeweils zwei BPL-Verbindungen für die Analysen zur Verfügung. Bisher ist der Erfahrungsschatz bzgl. des Zusammenspiels von Zuständen und deren Einfluss auf die BPL-Kommunikation jedoch auf wenige Untersuchungen beschränkt.

Wenngleich die globale Alterung, die Temperatur sowie extreme lokale Fehlstellen ohne TE prinzipiell die Übertragungsfunktion eines Kabels beeinflussen, werden diese Einflüsse auf das SNR parasitär durch weitere Einflüsse, bspw. das zeitvariante Rauschen, überlagert. Zudem ergibt sich eine Problematik der Quotientenbildung des SNR, die zu einem Informationsverlust führt, da das Rauschen nicht getrennt bestimmt werden kann. Ähnlich besteht bei der Detektion von TE über einen SNR-Verlust somit die Möglichkeit, dass der SNR-Verlust aus dem Grundrauschen herrührt und nicht auf TE zurückgeführt werden kann. Deshalb ist die Aussagekraft der Ergebnisse des SNR mit einer Unsicherheit behaftet, die bei einer Zustandserfassung berücksichtigt werden muss. Da die Betrachtung des SNR keine Rückschlüsse auf den genauen

Ursprungsort eines Kabelzustands zulässt und somit eine Feinortung innerhalb einer Kabelstrecke nicht möglich ist, hat die BPL-Kommunikation prinzipiell den Charakter einer integralen Messmethode – ähnlich wie die Verlustfaktormessung [3].

Die BPL-Kommunikation ist von weiteren Merkmalen neben dem technischen Zustand, die folglich aus diagnostischer Sicht von geringem Interesse sind, abhängig, wozu nach Abschnitt 2.4 das zeitvariante Rauschen, die Eigenschaften der Kabelabschnitte, die bereits im Neuzustand nicht gänzlich bekannt sind, deren Temperatur und die Topologie des Netzes zählen. Daher ist es mit dem aktuellen Stand der Technik – insbesondere unter ausschließlicher Verwendung von SNR-Pattern – nicht möglich, Ist-Zustände detailliert zu bewerten, sondern lediglich Änderungen im Zeitverlauf zu beobachten. Da die Messgenauigkeit daher als gering eingestuft werden kann, können diese Änderungen daher eher die Auswahl von Kabelstrecken, an denen ein Einsatz von konventionellen diagnostischen Messverfahren sinnvoll ist, unterstützen als unmittelbare Instandhaltungs- oder Erneuerungsbedarfe aufzuzeigen. Auf diese Weise kann das Asset-Management prinzipiell ebenfalls unterstützt und ein Beitrag zur Wahrung der Versorgungszuverlässigkeit geleistet werden.

Wenn eine Trendanalyse zur Beobachtung der Änderungen angewandt wird, um insbesondere den Alterungszustand zu überwachen, sind entsprechend auch Instandhaltungs- und Erneuerungsarbeiten nachzuführen, da diese bspw. in Form zusätzlich installierter Muffen (vgl. Abschnitt 2.4.3) oder ausgetauschter Kabelabschnitte mit anderen Eigenschaften zu anderen Datenübertragungseigenschaften führen. Damit ergibt sich die Notwendigkeit, die Analyse der BPL-Kommunikation im Asset-Management mit den Stammdaten des Netzes, insbesondere der Kabelstrecken, systematisch zu verknüpfen, um die Einflussfaktoren zu minimieren. Der Einflussfaktor der Topologie ist für weitere Optimierungen ebenfalls nachzuführen, wobei die Einflüsse von Topologieänderungen gesondert in Kapitel 5 betrachtet werden.

Wie bereits in Abschnitt 2.4.2 erläutert wird, ist die Länge von Kabelstrecken ein weiterer Einflussfaktor, der die Zustandserfassung mit Hilfe der BPL-Kommunikation betrifft. Zwar ist die Kabellänge als Stammdatum eine Konstante, jedoch stellt sie einen limitierenden Faktor für die BPL-Kommunikation dar. Im Rahmen des Feldtests ist diese Situation bei einer weiteren BPL-Verbindung über eine sehr lange Kabelstrecke in der MS-Ebene festgestellt worden, die in der Abbildung 4-14 dargestellt ist.

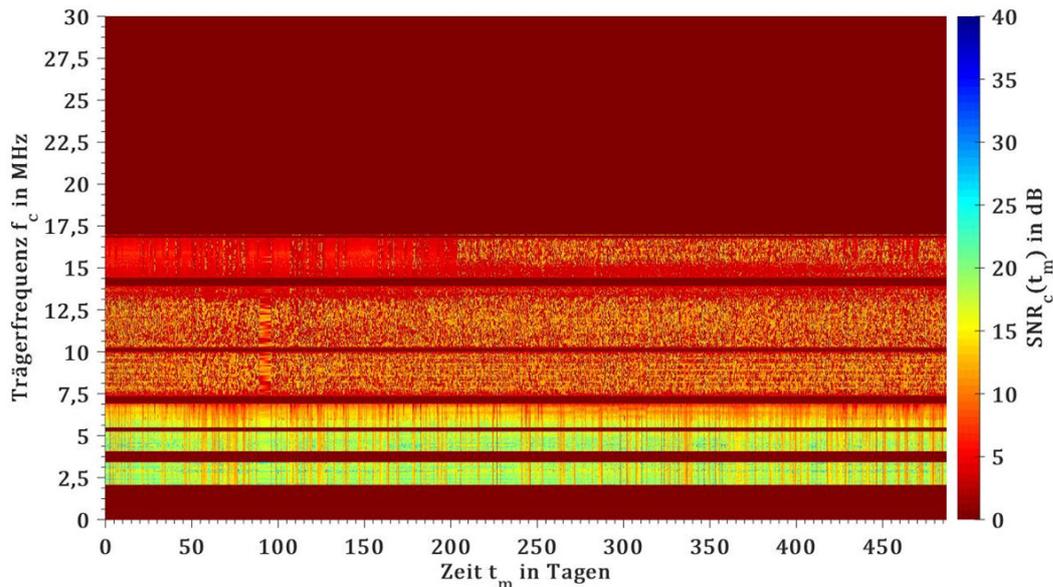


Abbildung 4-14: SNR-Pattern einer BPL-Verbindung in der MS-Ebene über eine Kabellänge von ca. 1270 m

Das SNR ist bei den Trägerfrequenzen  $f_c > 17$  MHz aufgrund der hohen Dämpfung einer sehr langen Kabelstrecke zu gering, weshalb in diesem Frequenzbereich keine Datenübertragung mehr möglich ist. Da das SNR für entsprechende Trägerfrequenzen im für diese Untersuchungen wichtigen oberen Frequenzbereich folglich nicht ausgewertet werden kann, ist diese atypische BPL-Verbindung bei den übrigen Analysen nicht betrachtet worden. Gemäß der Erfassungsmethodik und den Ergebnisse dieser Arbeit ist insbesondere der obere Frequenzbereich für die Analyse des Alterungsverhaltens geeignet, wobei durch die Tiefpass-Charakteristik von Kabeln bei zunehmender Kabellänge der obere Frequenzbereich nicht mehr zur Kommunikation und damit für Analysen zur Zustandserfassung genutzt werden kann. Die Daten, die in Abbildung 4-14 als SNR-Pattern gezeigt werden, werden bei den übrigen Betrachtungen in diesem Kapitel weder berücksichtigt noch mitgezählt, da diese BPL-Verbindung einen erheblichen Ausreißer darstellt. Dennoch bestätigt sie deutlich den Einflussfaktor der Kabellänge und zeigt damit eine wichtige Grenze der Zustandserfassung anhand der BPL-Kommunikation auf. Die genaue Grenze, bis zu welcher Kabellänge eine Datenübertragung mit ausreichendem SNR noch möglich ist, ist wiederum von der individuellen Dämpfung sowie Leistung des Rauschens im Übertragungskanal abhängig.

## 4.7 Verbesserungs- und Weiterentwicklungspotential

Aufgrund des Informationsverlusts, der mit der Erzeugung des SNR verbunden ist, bietet es sich grundsätzlich an, zusätzlich zum SNR weitere potentielle Kenngrößen der Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation zu nutzen. Dazu zählen insbesondere eine komplexe Darstellung der Übertragungsfunktion sowie die Möglichkeit, die Rauschleistung separat zu ermitteln, um eine differenziertere Grundlage zur Zustandserfassung anhand der BPL-Kommunikation zu erhalten.

### 4.7.1 Erfassung der komplexen Übertragungsfunktion

Für die korrekte Signalverarbeitung von OFDM-Symbolen im Empfänger ist die geschätzte Übertragungsfunktion im Equalizer zwingend erforderlich, um die Kanalverzerrung vorzunehmen (vgl. Abschnitt 2.1.3) [48]. Diese ist erforderlich, weil der Übertragungskanal und dessen Übertragungsfunktion besonders bei der BPL-Kommunikation sehr individuell gestaltet sind [20]. Da die Übertragungsfunktion also für die Signalverarbeitung implizit verwendet und regelmäßig aktualisiert wird, liegt folglich ein erhebliches technisches Verbesserungspotential in Form von entsprechenden weiteren Modifikationen der BPL-Modems zur Ausgabe oder Aufzeichnung der Übertragungsfunktion als weitere Kenngröße zur Zustandserfassung – insbesondere im Bereich globaler Alterung – vor [40]. Damit würde der Problematik der Unsicherheit des SNR begegnet werden, weil das Rauschen eliminiert wird. Zusätzlich wären Erkenntnisse über den Phasengang vorhanden, welcher einen zusätzlichen Mehrwert bei der Zustandserfassung bieten würde. Die Übertragungsfunktion ist bei der hier eingesetzten Technologie der BPL-Kommunikation (vgl. Abschnitte 2.1.3) jedoch nicht ohne Weiteres zugänglich.

### 4.7.2 Technologieerweiterungen zur Determination von Teilentladungen

Die in [40] gezeigte Erweiterung der BPL-Kommunikation (vgl. Abschnitt 1.2) zielt ausschließlich darauf ab, die Einflüsse, die sich auf die Übertragungsfunktion auswirken, für eine Zustandserfassung zu nutzen. Neben der Analyse der Übertragungsfunktion kann eine Analyse ausschließlich des Rauschens an einem BPL-Modem für die Erfassung von lokalen Fehlstellen mit TE einen ähnlichen Vorteil bedeuten. Anders als die Übertragungsfunktion ist das Rauschen jedoch aus der Perspektive aller Kommunikationstechnologien als Störgröße zu betrachten und daher i. d. R. für die Modellierung und die Signalverarbeitung interessant, um dessen Einfluss berücksichtigen bzw. minimieren zu können.

Wie in Abschnitt 2.1.1 beschrieben wird, ist das Rauschen zeitvariant und insbesondere impulsives Rauschen, dessen Charakteristika auch TE teilen, können deutlich intensiver als das Hintergrundrauschen ausgeprägt sein. Diese Impulse wirken störend auf OFDM-basierte Kommunikationssysteme wie die BPL-Kommunikation. In [56] werden deshalb Methoden zur Rauschreduktion diskutiert. Das Ziel dieser Methoden ist es, den Anteil des Impulsrauschens in empfangenen OFDM-Symbolen zu schätzen und zu kompensieren sowie schließlich die Datenübertragungsqualität zu verbessern. Dabei wird gemäß [56, 98] zwischen den Methoden im Zeit- und Frequenzbereich unterschieden.

Am Empfänger liegt nach der Abtastung zunächst das OFDM-Symbol  $r$  im Zeitbereich vor. Dabei kann ein Grenzwert definiert werden, bei dem angenommen wird, dass alle darüberliegenden Amplituden durch Impulsrauschen verursacht werden. Die Abtastwerte des OFDM-Symbols mit überhöhten Amplituden werden dann durch den Grenzwert (*clipping*) oder Null (*blanking*) ersetzt, um den Einfluss dieses Impulsrauschens zu minimieren, bevor die obligatorische FFT des auf diese Weise gefilterten OFDM-Symbols stattfindet. Nach [56, 98, 99]

sind auch Kombinationen der beiden Verfahren, die in Abhängigkeit von der Amplitude eines Abtastwertes gestellt werden können, möglich. Die Methoden zur Rauschreduktion im Frequenzbereich setzen dagegen nach der FFT an und basieren auf der Fourier-Transformierten  $\underline{R}$  des OFDM-Symbols  $r$ . Die nachfolgende Abbildung 4-15 zeigt das Blockschema für die Rauschreduktion im Frequenzbereich gemäß [56, 99].

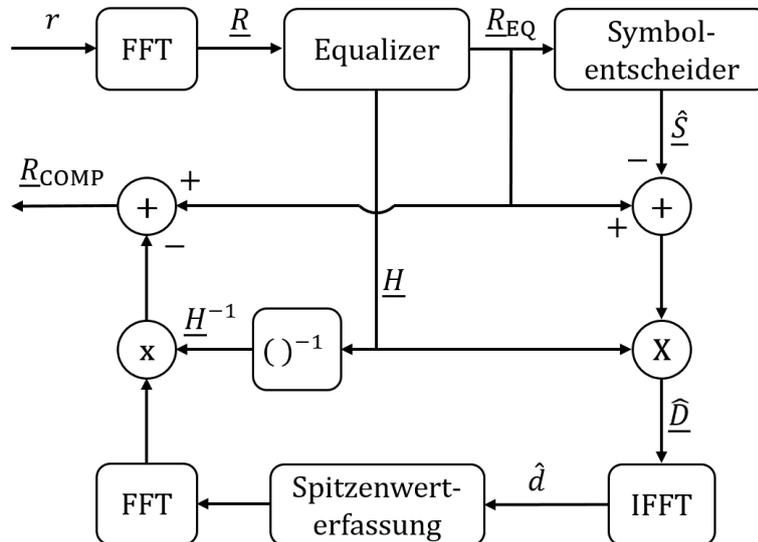


Abbildung 4-15: Schematische Darstellung einer separaten Erfassung von Rauschen an einem empfangenden BPL-Modem (in Anlehnung an [99])

Das OFDM-Symbol, welches von Rauschen überlagert ist, wird nach der FFT unter Verwendung der Übertragungsfunktion  $\underline{H}$  dem Equalizer zugeführt. Das Ergebnis des Equalizers  $\underline{R}_{EQ}$  stellt somit die Summe des gesendeten OFDM-Symbols  $\underline{S}$  und des mathematischen Produktes des Rauschens  $\underline{D}$  und der inversen Übertragungsfunktion dar, wie die Gleichung 4.12 zeigt [56, 99]:

$$\underline{R}_{EQ} = \underline{S} + \underline{D} \cdot \underline{H}^{-1} \quad (4.12)$$

Im Normalfall – ohne die Rauschreduktion – wird mit Hilfe eines Symbolentscheiders (siehe [48]) der Dateninhalt des gesendeten Symbols, ggf. einschließlich Bitfehlern durch rauschbedingte Fehlentscheidung, extrahiert. Sofern die Rauschreduktion im Frequenzbereich angewandt wird, wird jedoch das Ergebnis des Equalizers durch nachträgliche Schätzung des Rauschens überarbeitet. Dazu werden im Rahmen einer zusätzlichen Signalverarbeitung in  $\underline{R}_{EQ}$  alle Träger mit Hilfe des Symbolentscheiders auf ihren nächstgelegenen Wert, alle Pilotträger auf ihren bekannten Wert und alle nicht verwendeten Träger auf Null gesetzt. Dadurch ergibt sich eine Schätzung des gesendeten OFDM-Symbols  $\hat{\underline{S}}$  im Frequenzbereich. Durch folgende Gleichung 4.13 ergibt sich nun außerdem eine Schätzung des Rauschterms  $\hat{\underline{D}}$  [56, 99].

$$\hat{\underline{D}} = \underline{H} \cdot (\underline{R}_{EQ} - \hat{\underline{S}}) \quad (4.13)$$

Um den Einfluss des impulsiven Rauschanteils zu minimieren, wird die Schätzung des Rauschterms einer inversen FFT (IFFT) unterzogen, sodass an dieser Stelle zusätzlich zur

Frequenzbereichsdarstellung des Rauschterms auch dessen Zeitbereichsdarstellung  $\hat{d}$  als Schätzung vorliegt. Daraufhin wird der Einfluss des impulsiven Rauschens mit Hilfe einer Spitzenwerterfassung isoliert und vom übrigen Rauschanteil separiert. Nach erneuter FFT des somit geschätzten impulsiven Rauschens wird dieses unter Verwendung der inversen Übertragungsfunktion vom Ergebnis des Equalizers subtrahiert, bevor die eigentliche Weiterverarbeitung stattfindet und das neue Ergebnis  $\underline{R}_{\text{COMP}}$  resultiert. Demnach werden an dieser Stelle Informationen über das Rauschen in Form einer Schätzung isoliert. Prinzipiell wird bei diesem Verfahren also der Inhalt der gesendeten OFDM-Symbole am Empfänger geschätzt und anschließend eliminiert, um das Rauschen zu bestimmen und mit dieser Methode zur Rauschreduktion letztendlich die Symbolentscheidung zu verbessern und Bitfehler zu reduzieren [56, 98]. Somit steht ein Schätzterm des Rauschens einschließlich des impulsiven Rauschens vorübergehend, aber nicht zwingend permanent zur Verfügung, weil dieses Verfahren eigentlich zur Vermeidung von Bitfehlern dient. Ähnlich wie bei der in Abschnitt 4.7.1 beschriebenen Verwendung der Übertragungsfunktion würde es sich jedoch anbieten, die ermittelten Parameter sekundär zu nutzen, d. h. für weitere Analysen zur Zustandserfassung zur Verfügung zu stellen und so TE in Form einer aussagekräftigeren Kenngröße wie die Ladung von TE-Impulsen zu quantifizieren.

Um die Ladung aus einem Signal zu bestimmen, werden in [100] verschiedene Verfahren untersucht. Folgende Verfahren können prinzipiell genutzt werden, um TE zu detektieren [100]:

1. konventionelle Erfassung gemäß DIN EN 60270 (vgl. [64])
2. Spitzenwerterfassung im Zeitbereich
3. Integration des höchsten Spitzenwerts im Zeitbereich
4. Spitzenwerterfassung innerhalb des Amplitudenspektrums im kleinstmöglichen Frequenzbereich

Die konventionelle Erfassung unterscheidet sich von der Spitzenwerterfassung eines Signals im Zeitbereich lediglich durch einen in der DIN EN 60270 (siehe [64]) festgelegten zusätzlichen Bandpassfilter [100]. Wie in [100] untersucht wird, sind die möglichen Abweichungen bei der Bestimmung von TE-Ladungen im Vergleich zu kalibrierten Werten eines Messgeräts bei der konventionellen Erfassung am geringsten. Die genannten Alternativen können jedoch prinzipiell im Blockdiagramm in Abbildung 4-15 an geeigneten Stellen ansetzen, um TE zu quantifizieren. Als beste Alternative hat sich dabei die Spitzenwerterfassung im Frequenzbereich gezeigt [100]. Gemäß Abbildung 4-15 ist der Term  $\underline{\hat{D}}$  die Schätzung des Rauschens im Frequenzbereich, aus welchem zuvor die OFDM-Symbole der BPL-Kommunikation eliminiert werden, während der Term  $\hat{d}$  die Darstellung im Zeitbereich beinhaltet. Somit könnte der Term  $\hat{d}$  für die Verfahren 2 und 3 zugrunde gelegt werden, während der Term  $\underline{\hat{D}}$  für das Verfahren 4 als Eingangsgröße dienen würde. An dieser Stelle könnten die genannten Methoden eingesetzt und somit eine weitere Kenngröße für TE an einem BPL-Modem erzeugt werden, indem sie auf den Rauschterm oder

ggf. auf das isolierte, impulsive Rauschen zurückgreifen. Wenn zusätzlich eine Synchronisation zur Netzbetriebsspannung zur Verfügung gestellt wird, wäre die phasenaufgelöste Darstellung von TE analog zu einem TE-Pattern (vgl. Abschnitt 10.4) möglich. Durch diese Methode könnten auftretende TE deutlich präziser erfasst und bewertet werden.

### **4.7.3 Datenverarbeitung**

Im Rahmen dieser Arbeit sind die Daten mit Hilfe von speziell für diesen Zweck programmierten Analysetools untersucht worden. Darüber hinaus hat bereits der Umfang des Feldtests offenbart, dass die Verarbeitung dieser Daten einer Massendatenverarbeitung und -analyse gleichzustellen ist. Da die Untersuchung der Alterung von Kabeln ein langwieriger Prozess ist, ist es folglich bei weiterer Nutzung essentiell, eine geeignete Datenbank zur Aufnahme relevanter Daten zu konzipieren. Dabei kann eine nachträgliche Analyse der Daten ermöglicht werden, um den prinzipiellen Einfluss der Alterung zu bestimmen und dem Asset-Management Hinweise darauf in Form von Trends aufzuzeigen. Vor dem Hintergrund der enormen Datenmenge, die proportional zur Anzahl der BPL-Verbindungen bzw. zur Größe der mit BPL-Kommunikation erschlossenen Netze sowie zur Erfassungszeit und zur Messhäufigkeit ist, sind entsprechende Redundanzen bei der Datenakquisition zu beseitigen. Dazu zählt bspw., dass die Übertragung der SNR-Werte der nicht genutzten Träger zu vermeiden ist. Darüber hinaus sind die Filterung und die Aggregation von Daten ebenfalls wünschenswert. Eine Möglichkeit zur Aggregation in Form von Trägergruppierungen wird bereits in Abschnitt 4.3 gezeigt.

Neben der nachträglichen Langzeitanalyse der Daten ist zusätzlich auch eine Analyse unmittelbar bei Messwertaufzeichnung anzustreben, um kurzzeitige Effekte erfassen und bewerten zu können, da die Ergebnisse in Abschnitt 4.2 gezeigt haben, dass neben langfristigen Veränderungen in den SNR-Pattern insbesondere in NS-Netzen auch kurzzeitige Veränderungen auftreten können (siehe auch Abschnitte 5.1 und 10.5). Ein weiterer Ansatz zur Massendatenverarbeitung ist die Implementierung eines Expertensystems und geeigneter Methoden des maschinellen Lernens, um vor dem Hintergrund der enormen Datenmenge Auffälligkeiten und Muster automatisch zu ermitteln und zu bewerten.

## **5 Weitere Anwendungsfälle der Breitband-Powerline-Kommunikation in Mittel- und Niederspannungsnetzen**

Neben den in Kapitel 4 betrachteten grundsätzlichen Eigenschaften der SNR-Pattern und den Untersuchungen im Hinblick auf eine Zustandserfassung, wurden im Rahmen des Feldtests weitere Einflüsse auf die BPL-Kommunikation ermittelt, die aus den Eigenschaften des für die Kommunikation genutzten Netzes herrühren. Daraus resultieren weitere Anwendungsfälle der BPL-Kommunikation für Verteilungsnetzbetreiber in MS- und NS-Netzen.

### **5.1 Hinweise auf Topologieänderungen**

Wie in Abschnitt 2.4.6 beschrieben wird, ist die Topologie in MS- und NS-Netzen nicht unveränderlich und Topologieänderungen können folglich die BPL-Kommunikation beeinflussen. In diesen Spannungsebenen sind Hinweise auf Topologieänderungen für Verteilungsnetzbetreiber und für die Regelstrategien einer dezentralen Netzautomatisierung (siehe [16]) wertvolle Informationen. Dies gilt insbesondere in der NS-Ebene, wo das Auslösen einer Niederspannungshochleistungs-Sicherung (NH-Sicherung) i. d. R. zu Versorgungsunterbrechungen der Kunden führt. Daher ist zusätzlich im Rahmen des Feldtests der Einfluss defekter NH-Sicherungen untersucht worden. Da in der NS-Ebene neben den Kabelstrecken auch die NH-Sicherungen in den NS-Verteilungen Bestandteil des direkten Übertragungsweges sein können, stellen defekte NH-Sicherungen eine Veränderung der Übertragungsfunktion dar.

Um den Einfluss defekter NH-Sicherungen im Rahmen des Feldtests genauer zu untersuchen, wurde deren Einfluss nachgebildet. Zum einen wurde anhand einer BPL-Verbindung verifiziert, dass eine defekte NH-Sicherung zu einem nahezu gleichen SNR-Pattern führt wie eine fehlende NH-Sicherung (leerer Sicherungshalter) und auf diese Weise nachgebildet werden kann. In beiden Fällen ist die galvanische Verbindung unterbrochen. Zum anderen kann eine intakte NH-Sicherung im Rahmen des Feldtests über einen Koppelkondensator für die BPL-Kommunikation nachgebildet werden, der im Sicherungshalter platziert wird. Ein solcher Koppelkondensator stellt für die hochfrequenten Signale eine gering gedämpfte Verbindung her, während die Ströme bei der Netzfrequenz – wie bei einem leeren Sicherungshalter – nicht übertragen werden können [20]. Diese Nachbildung ist erforderlich, wenn aus betrieblichen Gründen keine Stromübertragung hinsichtlich der festgelegten Topologie und somit keine zusätzliche Installation von NH-Sicherungen vom Verteilungsnetzbetreiber erwünscht ist. Da es sich um ein Drehstromsystem handelt und die BPL-Kommunikation im Rahmen des Feldtests die Phasen L2 und L3 zur Signalübertragung verwendet, ist das Auslösen einer NH-Sicherung je Phase zu betrachten.

Durch das Auslösen einer NH-Sicherung ist – ähnlich wie beim Auftreten einer lokalen Fehlstelle gemäß Abschnitt 4.4.2 – im SNR-Pattern ein einmalig hoher Gradient zwischen zwei SNR-Vektoren zu erwarten. Dabei ist zu beachten, dass im Zeitverlauf einzelner SNR-Zeitreihen der

verschiedenen Trägerfrequenzen gemäß Abschnitt 4.2 in der NS-Ebene bereits zahlreiche Gradienten innerhalb der SNR-Pattern detektiert wurden, die aus einem zyklischen Verhalten im Wesentlichen aus Schwankungen der SNR-Zeitreihen mit einer Periodendauer von einem Tag resultieren. Folglich ist nicht jeder Gradient zwischen zwei SNR-Vektoren automatisch ein Hinweis auf eine Topologieänderung, die bspw. durch das Auslösen einer NH-Sicherung verursacht wird. Die Untersuchung hat jedoch gezeigt, dass deutlich höhere Gradienten zwischen den SNR-Werten des Messzeitpunkts vor und nach der Topologieänderung auftreten können als im Falle der üblichen Schwankungen des SNR. Die Abbildung 5-1 zeigt über einen Zeitraum von vier Tagen einen Ausschnitt des SNR-Patterns der BPL-Verbindung  $VNS = 27$ , an der diese Untersuchung entsprechend der beschriebenen Nachbildung durchgeführt wurde.

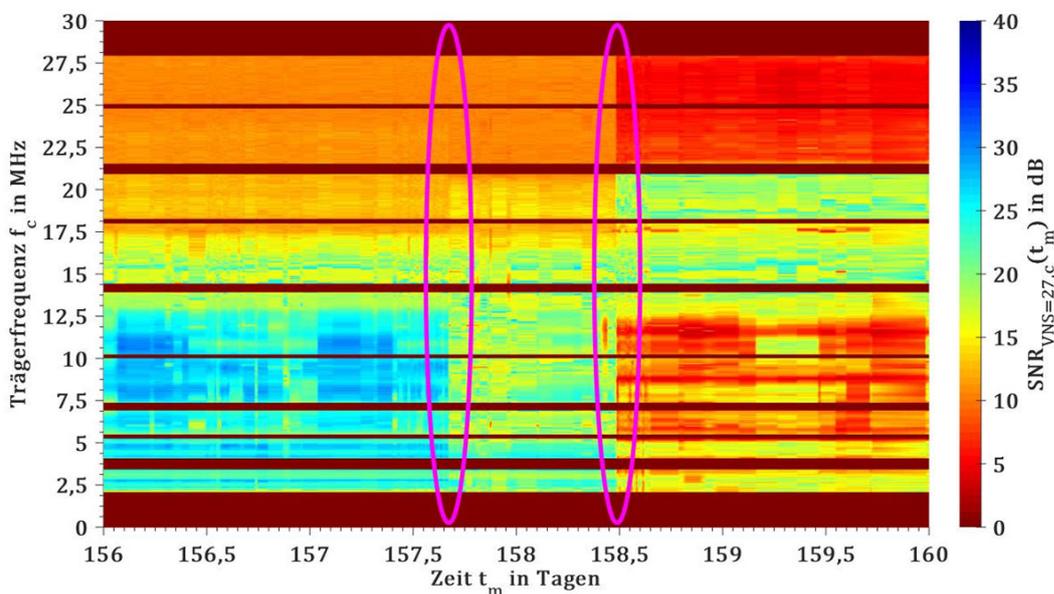


Abbildung 5-1: Einfluss defekter NH-Sicherungen auf Basis einer Vor-Ort-Simulation auf die BPL-Verbindung  $VNS = 27$

Im SNR-Pattern in Abbildung 5-1 ist der Einfluss mehrerer defekter NH-Sicherungen (bzw. deren Nachbildung) dargestellt. Vor allem am ersten und zweiten der dort dargestellten Tage des SNR-Patterns ist das bereits in Abschnitt 4.2 beschriebene tageszyklische Verhalten zu erkennen. Der Gradient am zweiten Tag (linke violette Markierung bei  $t_m = 157,7$  d) ist jedoch deutlich höher ausgeprägt. Hier wurde das Auslösen der NH-Sicherung an L2 nachgebildet. Ein weiterer Gradient ist am dritten Tag (rechte violette Markierung bei  $t_m = 158,5$  d) erkennbar, der auf das Auslösen der NH-Sicherung an L3 zurückzuführen ist. Die Nachbildung einer defekten NH-Sicherung am vierten Tag an Phase L1, welche jedoch nicht für die symmetrisch ausgelegte Kommunikation in der NS-Ebene (hier über L2 und L3) genutzt wird, hat dagegen nur einen sehr geringen Einfluss auf das SNR. Da der Koppelkondensator ein Bestandteil des Übertragungswegs der hier dargestellten BPL-Verbindung ist, führt das Auslösen einer NH-Sicherung folglich dazu, dass die galvanische Verbindung an dieser Phase nicht weiter besteht und die Kommunikation lediglich durch Übersprechen und mit einer damit verbundenen zusätzlichen Dämpfung möglich

ist. Daher ergeben sich insbesondere im Bereich der niedrigen Trägerfrequenzen deutliche Einbrüche des SNR durch Dämpfungserhöhung. Da die SNR-Werte in diesem Bereich vor dem Auslösen relativ hoch sind, können trotz des Einbruchs diese Träger weiterhin genutzt werden. Es ist jedoch prinzipiell auch denkbar, dass die Kommunikation durch diese Zustandsänderung, zumindest bei einigen Trägerfrequenzen, dadurch nicht mehr möglich ist.

Bei der Betrachtung der SNR-Zeitreihen ist somit die Differenz einzelner SNR-Werte der jeweiligen Träger zwischen zwei Messzeitpunkten interessant. Selektive Abweichungen des SNR nur bei einzelnen Trägerfrequenzen sind gemäß Abbildung 5-1 bei den genannten Zuständen nicht zu erwarten. Darüber hinaus wird bereits in Abschnitt 4.3 ermittelt, dass eine Aggregation die Standardabweichung der SNR-Zeitreihe deutlich reduziert. Somit ist zu untersuchen, inwieweit zwei aufeinanderfolgende aggregierte SNR-Vektoren voneinander abweichen, weshalb die euklidische Distanz  $D_{\text{SNR},V}(t_m)$  benachbarter, aggregierter SNR-Vektoren nach Gleichung 5.1 analysiert wird, um Rückschlüsse auf erhebliche Abweichungen im Zeitverlauf zu ziehen.

$$D_{\text{SNR},V}(t_m) = \sqrt{\sum_G (\text{SNR}_{V,G}(t_m) - \text{SNR}_{V,G}(t_m - \Delta t))^2} \quad (5.1)$$

Da diese Gradienten in einem weiten Frequenzbereich erkennbar sind, können diese bei einer Analyse dieses Distanzmaßes der aggregierten SNR-Vektoren zwischen zwei Messzeitpunkten detektiert werden. Es wird demnach die Erfassungsmethodik für die Erfassung von lokalen Fehlstellen ohne Teilentladungen gemäß Abschnitt 4.4.2 angewandt. Die Abbildung 5-2 zeigt zugehörig zum SNR-Pattern in Abbildung 5-1 den Zeitverlauf des Distanzmaßes des aggregierten SNR-Vektors.

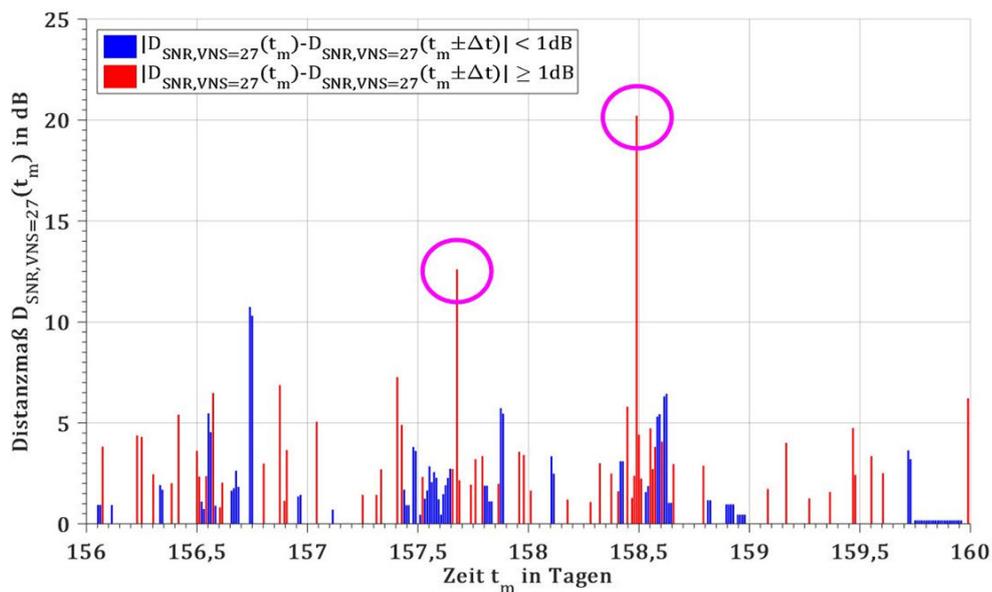


Abbildung 5-2: Distanzmaße zwischen zeitlich benachbarten, aggregierten SNR-Vektoren im SNR-Pattern gemäß Abbildung 5-1

Wie in Abbildung 5-2 hervorgehoben wird, sind an den Stellen, an denen das SNR-Pattern in Abbildung 5-1 durch Auslösen der NH-Sicherungen deutliche Veränderungen, die nicht auf die zyklischen Muster zurückzuführen sind, aufweist, einmalige Spitzenwerte (in rot) der Distanzmaße zu erkennen. Diese stellen auch die beiden höchsten (siehe violette Markierungen in Abbildung 5-2) Werte dar und stimmen zeitlich mit dem Auslösen der NH-Sicherung überein. Aufgrund der natürlichen Schwankungen des SNR insbesondere in der NS-Ebene ist bekannt, dass eine Differenz allein keine Rückschlüsse auf einen entsprechenden Zustand zulässt. Der nächsthöhere Wert der Distanzmaße, der nicht mit einer Topologieänderung einhergeht, wird dagegen direkt von einem beinahe gleich hohen Wert gefolgt. Derartige Doppelspitzen sind in blau dargestellt. Dies deutet auf eine vorübergehende Änderung des SNR-Vektors hin, die sich bei der nächsten Messung in ähnlicher Form (mit ungefähr gleicher euklidischer Distanz) wiederholt. Ein einmalig hohes Distanzmaß ist dagegen das Anzeichen für eine deutliche und anhaltende Veränderung im SNR-Pattern, d. h. kein Anzeichen für eine kurzfristige Schwankung. Hierbei kann empirisch bestimmt werden, dass gemäß Abbildung 5-2 einmalig hohe Gradienten zwischen zwei benachbarten SNR-Vektoren mit einem Distanzmaß von  $D_{\text{SNR},\text{VNS}}(t_m) \geq 12$  dB auf das Auslösen einer NH-Sicherung hindeuten und Distanzmaße  $D_{\text{SNR},\text{VNS}}(t_m) < 10$  dB sowie benachbarte Distanzmaße mit beinahe gleich hohen Werten den üblichen Streuungen innerhalb des SNR zuzuordnen sind.

Auch in der MS-Ebene sind im Zeitraum dokumentierter Schalthandlungen mehrere kurzzeitige Beeinträchtigungen des sonst relativ homogenen Verlaufs der SNR-Zeitreihen detektiert worden. Die Abbildung 5-3 zeigt das SNR-Pattern über einen Zeitraum von einem Tag.

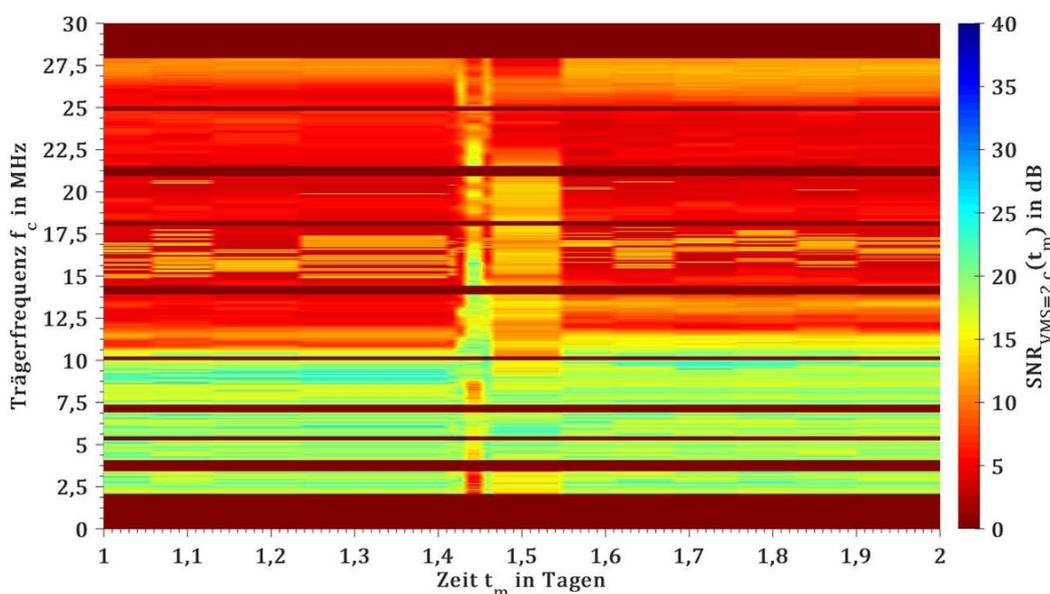


Abbildung 5-3: Einfluss einer Schalthandlung in der MS-Ebene auf die BPL-Verbindung  $V_{\text{MS}} = 2$

Wie bereits bekannt ist, sind im Rahmen des Feldtests in der MS-Ebene die mittleren zeitlichen Schwankungen deutlich geringer als in der NS-Ebene. Daher ist die euklidische Distanz zwischen

zwei (aggregierten) SNR-Vektoren im Allgemeinen sehr niedrig. Die Analyse der Distanzmaße zeigt auch hier entsprechend hohe Werte für diese, die sich auch im SNR-Pattern in Abbildung 5-3 widerspiegeln und in der nachfolgenden Abbildung 5-4 gezeigt werden.

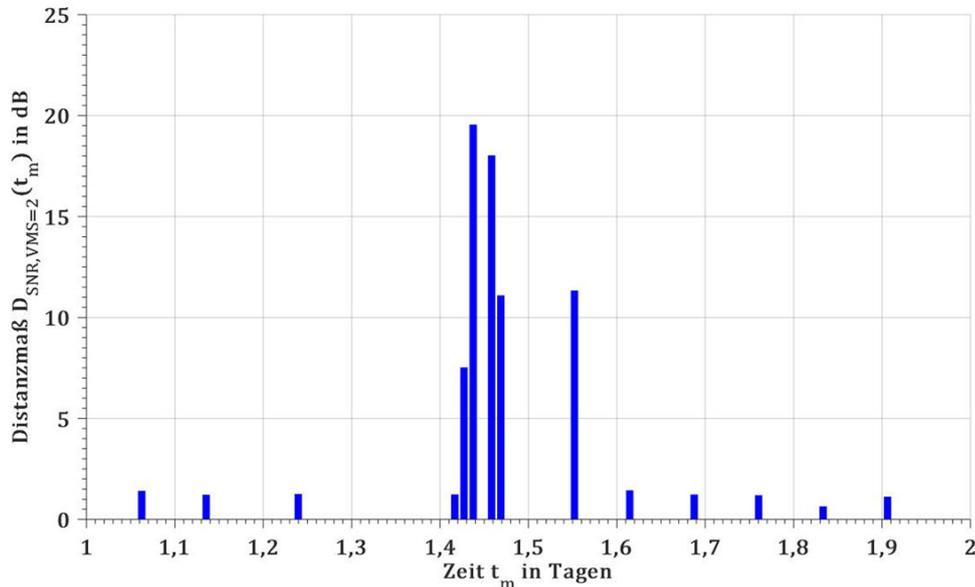


Abbildung 5-4: Distanzmaße zwischen zeitlich benachbarten, aggregierten SNR-Vektoren im SNR-Pattern gemäß Abbildung 5-3

Gemäß dieser Darstellung liegen Hinweise vor, dass innerhalb kurzer Zeit viermal geschaltet (bei  $1,41 \text{ d} < t_m < 1,47 \text{ d}$ ) und etwas später erneut bei  $t_m = 1,55 \text{ d}$  eine Schalthandlung durchgeführt wurde, da die Distanzmaße deutlich über den üblicherweise geringen Werten liegen. Dabei ist seitens des Verteilungsnetzbetreibers dokumentiert, dass im genannten Zeitraum entsprechende Schalthandlungen stattfanden.

Aus diesem Grund deuten insbesondere plötzliche, deutliche Veränderungen des SNR in weiten Frequenzbereichen, die somit zu einem hohen, einmaligen Distanzmaß zwischen den beiden SNR-Vektoren zweier benachbarter Messzeitpunkte führen, auf eine Schalthandlung hin. Dieser Hinweis ist jedoch ebenfalls, bedingt durch die Eigenschaften und Abhängigkeiten des SNR, mit einer Unsicherheit behaftet.

## 5.2 Lokalisierung von Störungen

Durch die Tatsache, dass durch die BPL-Kommunikation ein weitreichendes Netzwerk in NS- und MS-Netzen etabliert werden kann, liegt es nahe, einen Vergleich mehrerer BPL-Verbindungen zu nutzen, um Rückschlüsse auf den Ursprung von Beeinträchtigungen des SNR-Verlaufs zu ziehen. Auf diese Weise ist es möglich, Störquellen, die einem Verteilungsnetzbetreiber in der Regel nicht bekannt sind, zumindest grob zu lokalisieren. So können ggf. nicht EMV-konforme Anlagen, die als Rauschemitter die BPL-Kommunikation beeinflussen und ggf. zu weiteren Beeinträchtigungen im Netz führen, ermittelt werden. Das SNR kann jedoch auch

hier nur Hinweise auf Veränderungen des Rauschens liefern, da auch eine Veränderung der Übertragungsfunktion eine mögliche Ursache darstellen kann. In der Abbildung 5-5 werden die SNR-Pattern von vier BPL-Verbindungen dreier benachbarter BPL-Modems in der NS-Ebene über einen Zeitraum von 21 Monaten dargestellt [86].

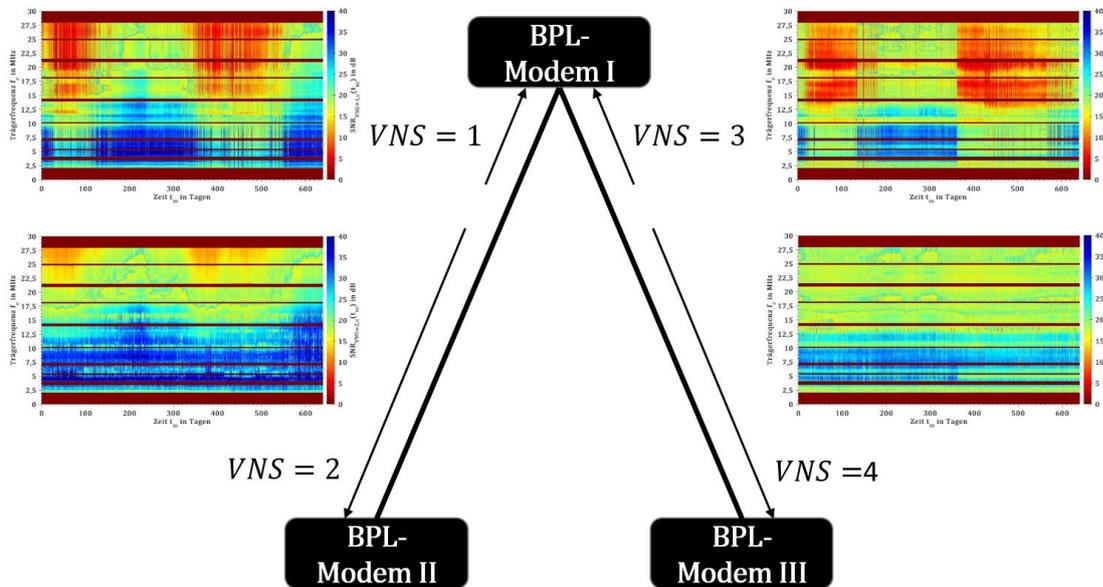


Abbildung 5-5: Lokalisierung von Ursachen durch Vergleich von BPL-Verbindungen

Wie in Abbildung 5-5 zu erkennen ist, werden die vier BPL-Verbindungen durch drei BPL-Modems hergestellt. Die BPL-Modems II und III stellen als Sender jeweils die BPL-Verbindung  $VNS = 1$  bzw.  $VNS = 3$  mit BPL-Modem I her. Das BPL-Modem I stellt als Sender zudem im Rahmen der bidirektionalen Kommunikation die BPL-Verbindungen  $VNS = 2$  sowie  $VNS = 4$  mit dem BPL-Modem II respektive BPL-Modem III her. Das Rauschen ist an BPL-Modem I als unabhängig davon anzunehmen, welches der beiden anderen die Verbindung mit ihm herstellt. Somit ist das Rauschen als Teil des SNR im SNR-Pattern der BPL-Verbindungen  $VNS = 1$  bzw.  $VNS = 3$  als konstant anzunehmen. Die langfristige, aber nicht-permanente Verringerung des SNR ist bei den übrigen beiden BPL-Verbindungen jedoch nicht deutlich ( $VNS = 4$ ) bzw. nur deutlich geringer ausgeprägt ( $VNS = 2$ ). Daher ist die Ursache für die Schwankungen in der Nähe vom BPL-Modem I zu suchen. Je höher die Dichte an BPL-Modems bzw. BPL-Verbindungen im Netz ist, desto präziser ist eine Lokalisierung von Störungen in der dargestellten Form möglich.

## 6 Zusammenfassung und Ausblick

Eine wesentliche Herausforderung für Verteilungsnetzbetreiber besteht darin, im Rahmen optimierter Instandhaltung und Erneuerung der MS- und NS-Kabelstrecken eine Zustandserfassung durchzuführen, um Ausfällen der Betriebsmittel und Versorgungsunterbrechungen präventiv vorzubeugen. Zur Zustandserfassung vor Ort können lediglich diagnostische Messverfahren eingesetzt werden, die mit einem sehr hohen Aufwand verbunden sind. Gleichzeitig wird im Rahmen der Energiewende zukünftig die IKT in der MS- und NS-Ebene an Bedeutung gewinnen. Die BPL-Kommunikation stellt eine Möglichkeit dar, die IKT zu realisieren und nutzt die MS- und NS-Kabelstrecken als Übertragungsmedium.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde der Sekundärnutzen der BPL-Kommunikation zur Zustandserfassung von Kabelstrecken grundsätzlich untersucht. Als wichtige Basis der Untersuchungen ist die Charakterisierung von Kabelzuständen und deren Differenzierung in globale Alterung, lokale Fehlstellen ohne TE und lokale Fehlstellen mit TE anzusehen. Auf dieser Basis wurden die Einflüsse von kritischen Zuständen innerhalb dieser drei Kategorien auf wesentliche Kenngrößen der BPL-Kommunikation im Rahmen von Modellierungen, Simulationen, Laboruntersuchungen sowie eines Feldtests analysiert und auf diese Weise die Möglichkeit der Zustandserfassung qualifiziert.

Im ersten Ansatz wurde die globale Alterung als Veränderung der dielektrischen Eigenschaften eines Kabels und darauf basierend als Einfluss auf die Ausbreitungskonstante und Wellenimpedanz von Kabeln untersucht. Dabei wurde im Rahmen der Simulationen aufgezeigt und durch Laboruntersuchungen empirisch belegt, dass eine Alterung des Dielektrikums grundsätzlich zu signifikanten Änderungen dieser hochfrequenten Übertragungseigenschaften im BPL-Frequenzbereich führen kann und daher prinzipiell eine Zustandserfassung anhand der BPL-Kommunikation ermöglicht wird. Im Rahmen des Feldtests wurden zudem zahlreiche SNR-Daten von mehreren BPL-Verbindungen in der MS- und NS-Ebene analysiert. Die Ergebnisse einer Trendanalyse zeigen, dass das SNR, welches als zustandsabhängiger Parameter anzusehen ist, einen langfristigen Trend aufweist. Dies ist als Hinweis auf Alterung zu sehen, wobei die Aussagekraft des SNR bedingt durch weitere Einflussfaktoren mit einer Unsicherheit behaftet ist.

Lokale Fehlstellen ohne TE können als Diskontinuitäten im Übertragungskanal, d. h. als lokale Veränderungen der Wellenimpedanz eines homogenen Kabelabschnitts, prinzipiell eine zusätzliche Dämpfung und Phasendrehung von transmittierten Signalen herbeiführen. Sowohl die Ergebnisse der Simulationen als auch der Laboruntersuchungen zeigen jedoch, dass der Einfluss durch realistische lokale Fehlstellen i. d. R. zwar vorhanden, aber vernachlässigbar ist. Die einzige empirisch ermittelte (jedoch nicht realistische) Fehlstelle mit signifikantem Einfluss stellt die vollständige Unterbrechung des Kabelschirms dar. Eine Zustandserfassung lokaler Fehlstellen

ohne TE ist daher i. d. R. nicht mit Hilfe der inhärenten Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation möglich.

Da lokale Fehlstellen auch der Ursprung von TE sein können, wurde im dritten Ansatz deren Einfluss als zusätzliches Rauschen untersucht. Es wurde mit Hilfe von Simulationen und zugehörigen Laboruntersuchungen gezeigt, dass insbesondere kritische TE hoher Intensität zu einem signifikanten SNR-Verlust eines empfangenden BPL-Modems führen können. Die TE-Leistung, die aus der mittleren Ladung einzelner TE-Impulse sowie der mittleren Impulshäufigkeit resultiert, kann – abhängig von dem Grundrauschen und dem Amplitudenspektrum der TE-Impulse – die BPL-Kommunikation erheblich beeinträchtigen. Die im Rahmen des Feldtests von der BPL-Kommunikation genutzten Kabelstrecken wiesen keine TE auf. Dies wurde durch konventionelle TE-Messungen ermittelt. Die Analyse der SNR-Daten der entsprechenden BPL-Verbindungen zeigte ebenfalls keine Hinweise auf einen resultierenden SNR-Verlust durch TE.

Da die Datenübertragungseigenschaften bedingt durch weitere Einflussfaktoren nicht nur von dem Zustand der Kabelstrecken abhängig sind, wurden in Kapitel 5 weitere Nutzungsmöglichkeiten jenseits der Zustandserfassung von Kabeln aufgezeigt, die bei der technischen Umsetzung im Feldtest ermittelt wurden und prinzipiell ebenfalls als Sekundäreffekt einen Mehrwert für Verteilungsnetzbetreiber und für eine dezentrale Netzautomatisierung bieten. Da sich Topologieänderungen bzw. Schalthandlungen kurzfristig auf die BPL-Kommunikation auswirken, konnten über eine Gradientenanalyse aus den SNR-Daten dokumentierte Schalthandlungen und defekte NH-Sicherungen erkannt werden. Des Weiteren hat sich durch den Vergleich der Datenübertragungseigenschaften mehrerer BPL-Verbindungen gezeigt, dass prinzipiell eine Möglichkeit zur groben Lokalisierung von Störungen besteht.

Die Zustandserfassung durch die Analyse der Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation ist prinzipiell möglich. Da diese Arbeit im Bereich grundlegender Untersuchungen anzusiedeln ist, können im nächsten Schritt – auch vor dem Hintergrund der notwendigen Massendatenverarbeitung – die nun vorliegenden Erkenntnisse genutzt werden, um eine Bewertungssystematik zu entwickeln. Diese sollte die Datenübertragungseigenschaften der BPL-Kommunikation als Eingangsgrößen verarbeiten und die Bewertung des Zustands für das Asset-Management auch unter Berücksichtigung der Unsicherheit, die aus der Messungenauigkeit, fehlenden Daten und weiteren Einflussfaktoren resultiert, vornehmen können. Darüber hinaus besteht Verbesserungspotential darin, weitere Kenngrößen zusätzlich zum SNR zur Verfügung zu stellen, was aktuell noch nicht der Fall ist, aber prinzipiell durch Weiterentwicklungen erreicht werden kann. Während eine Analyse der komplexen Übertragungsfunktion die Erfassung von globaler Alterung verbessern kann, sind zusätzliche Informationen über das Rauschen für eine Determination von TE nützlich.

## 7 Summary and outlook

A key challenge for distribution system operators is to perform condition detection as part of optimized maintenance and renewal of the medium voltage (MV) and low voltage (LV) cables to prevent failures and supply interruptions. For on-site condition detection only conventional diagnostic measurement methods can be used, which are associated with a very high effort. At the same time, information and communications technology (ICT) in the MV and LV levels become more important as part of the energy transition. The broadband powerline (BPL) communication is one way to implement ICT and uses MV and LV cables as transmission medium.

In this thesis, the secondary benefit of BPL communication for condition detection of MV and LV cables was investigated. An important basis of these investigations is the characterisation of cable conditions and their differentiation into global ageing, local defects without partial discharges (PD) and local defects with PD. On this basis, the influences of critical cable conditions within these three categories on essential parameters of the BPL communication in the context of modelling, simulations, laboratory investigations and a field test were analysed, thus qualifying the possibility of condition detection.

In the first approach, global ageing was studied as a change in the dielectric properties of a cable and, based on this, as an influence on the propagation constant and characteristic impedance of cables. In the course of the simulations it was shown and confirmed by laboratory investigations that ageing of the dielectric can fundamentally lead to significant changes in the high-frequency transmission properties in the BPL frequency range. Therefore, in principle a condition detection based on the BPL communication is possible. As part of the field test numerous signal-to-noise-ratio (SNR) data from multiple BPL links at the MV and LV levels were analysed. The results of a trend analysis show that the SNR, which is to be regarded as a condition-dependent parameter, has a long-term trend. This can be seen as an indication of ageing, although the informative value of the SNR is subject to uncertainty due to further influencing factors.

Local defects without PD can be considered as discontinuities in the transmission channel, i.e. as a local change in the characteristic impedance of a homogeneous cable, in principle bringing about an additional attenuation and phase rotation of transmitted signals. However, both the results of the simulations and the laboratory investigations show that the influence of realistic local defects is present in general but negligible. The only empirically determined (but unrealistic) defect with significant influence is a complete interruption of a cable shield. Condition detection of local defects without PD is therefore generally not possible using the inherent data transmission characteristics of BPL communication.

Since local defects can also be the origin of PD, in the third approach their influence was investigated as additional noise. Simulations and associated laboratory tests showed that PD can lead to significant loss of SNR of a receiving BPL modem. The PD power, which results from the mean charge of individual PD pulses as well as the mean pulse frequency, can in principle significantly affect the BPL communication. In addition, this influence depends also on the noise floor and the amplitude spectrum of the PD pulses. There were no PD in cables used by the BPL communication in the field test. This was determined by conventional PD measurements. The analysis of the SNR data of the corresponding BPL modem also showed no evidence of a resulting loss of SNR by PD.

Since the data transmission characteristics are dependent not only on the condition of the cable sections but also on other influencing factors, in Chapter 5 further uses beyond the condition detection of cables were identified during the technical implementation in the field test. In principle, also as a secondary effect, added value for distribution system operators and decentralized grid automation systems can be provided. Since topology changes or switching operations have a short-term effect on the BPL communication, it was possible to detect documented switching actions and thus also defective fuses on the LV level via a gradient analysis from the SNR data. Furthermore, comparing the data transmission characteristics of several BPL links has shown that, in principle, there is a possibility for the rough localization of disturbances.

Condition detection by analysing the data transmission characteristics of the BPL communication is possible in principle. Since this work can be considered as basic research, in the next step, also considering the necessary mass data processing, the now available knowledge can be used to develop a condition evaluation system. This should process the data transmission characteristics of the BPL communication as input variables and evaluate the condition for the asset management even taking into account the uncertainty resulting from the measurement inaccuracy, missing data and other influencing factors. In addition, there is potential for improvement in providing further parameters in addition to the SNR, which are currently not yet available, but can in principle be provided by further developments. While an analysis of the complex transfer function can improve the detection of global ageing, additional information about the noise is useful in determining PD.

## 8 Literaturverzeichnis

- [1] Bundesnetzagentur für Elektrizität, Gas, Telekommunikation, Post und Eisenbahnen;  
Bundeskartellamt:  
*Monitoringbericht 2018*  
Bonn, Deutschland, 2019
- [2] BDEW - Bundesverband der Energie- und Wasserwirtschaft e. V.:  
*Pressemitteilung vom 05. August 2014: Stromnetzlänge entspricht 45facher Erdumrundung*  
Berlin, Deutschland, 2014
- [3] Hoff, G.:  
*Optimierung und Grenzen der technischen Diagnostik am Beispiel der Alterungsbestimmung polymerisolierter Mittelspannungskabel*  
Shaker Verlag, Aachen, Deutschland, 2003
- [4] Forum Netztechnik/Netzbetrieb im VDE (FNN):  
*Störungs- und Verfügbarkeitsstatistik*  
Berlin, Deutschland, 2016
- [5] Bundesrepublik Deutschland:  
*Gesetz über die Elektrizitäts- und Gasversorgung (Energiewirtschaftsgesetz - EnWG); letzte Neufassung vom 7. Juli 2005, letzte Änderung vom 17. Dezember 2018*  
Bundesanzeiger Verlag GmbH, Köln, Deutschland, 2018
- [6] FGH - Forschungsgemeinschaft für Elektrische Anlagen und Stromwirtschaft e.V.:  
*Schlussbericht: Entwicklung typspezifischer Prognosemodelle zur Beschreibung der Zuverlässigkeit von Betriebsmitteln im Rahmen des Asset Managements in elektrischen Verteilungsnetzen*  
FGH-Verlag, Mannheim, Deutschland, 2013
- [7] Beerboom, D.; Johae, C.; Zdrallek, M.; Stiegler, M.; Klöker P.; Preiß, H.-J.:  
*Realitätsgerechte Zustandsbewertung von Verteilungsnetzen als Basis optimierter Asset-Strategien*  
Tagungsband zur ETG-Fachtagung "Diagnostik elektrischer Betriebsmittel", Fulda, Deutschland, 2012
- [8] Beerboom, D.:  
*Objektive Zustandsbewertung von Mittelspannungsnetzen als Grundlage der Asset-Optimierung*  
Dissertation, Bergische Universität Wuppertal, Wuppertal, Deutschland, 2016

- [9] Johae, C.:  
*Realitätsgerechte Zustandsbewertung von Mittelspannungsanlagen durch Einsatz geeigneter Messverfahren*  
Dissertation, Bergische Universität Wuppertal, Wuppertal, Deutschland, 2018
- [10] Balzer, G.; Schorn, C.:  
*Asset Management für Infrastrukturanlagen – Energie und Wasser*  
Springer-Verlag, Berlin, Deutschland, 2011
- [11] Forum Netztechnik/Netzbetrieb im VDE (FNN):  
*Inbetriebnahmeprüfung von Mittelspannungskabelanlagen: Technischer Hinweis*  
Berlin, Deutschland, 2013
- [12] Küchler, A.:  
*Hochspannungstechnik: Grundlagen - Technologie – Anwendungen*  
Springer-Verlag, 3. Auflage, Berlin, Heidelberg, Deutschland, 2009
- [13] Porzel, R.; Neudert, E.; Sturm, M.:  
*Diagnostik der Elektrischen Energietechnik*  
Expert Verlag, Renningen-Malmsheim, Deutschland, 1996
- [14] National Electric Energy Testing Research & Applications Center (NEETRAC):  
*Diagnostic Testing of Underground Cable Systems (Cable Diagnostic Focused Initiative)*  
DOE Award No. DE-FC02-04CH11237 (NEETRAC Project Numbers: 04-211/04-212/09-166), Atlanta, USA, 2010
- [15] Harnisch, S.; Steffens, P.; Thies, H. H.; Monscheidt, J.; Münch, L.; Böse, C.; Gemsjäger, B.:  
*Planungs- und Betriebsgrundsätze für ländliche Verteilungsnetze - Leitfaden zur Ausrichtung der Netze an ihren zukünftigen Anforderungen*  
epubli GmbH, Neue Energie aus Wuppertal – Schriftenreihe des Lehrstuhls für Elektrische Energieversorgungstechnik der Bergischen Universität Wuppertal, Hrsg.: Prof. Dr.-Ing. Markus Zdrallek, Band 8, Wuppertal, Erlangen, Deutschland, 2016
- [16] Neusel-Lange, N.:  
*Dezentrale Zustandsüberwachung für intelligente Niederspannungsnetze*  
Dissertation, Bergische Universität Wuppertal, Wuppertal, Deutschland, 2013
- [17] Bundesrepublik Deutschland:  
*Gesetz zur Digitalisierung der Energiewende; erlassen am 29. August 2016*  
Bundesanzeiger Verlag GmbH, Köln, Deutschland, 2016
- [18] Accenture; Fraunhofer ESK:  
*Whitepaper Smart Grid = Connected Grid: Kommunikationstechnologien als Grundlage des Smart Grid*  
München, Deutschland, 2017

- [19] IEEE Standards Association:  
*IEEE Std 1901-2010 – IEEE Standard for Broadband over Power Line Networks: Medium Access Control and Physical Layer Specifications*  
New York, USA, 2010
- [20] Ferreira, H. C.; Lampe, L.; Newbury, J.; Swart, T. G.:  
*Power Line Communications: Theory and Applications for Narrowband and Broadband Communications over Power Lines*  
John Wiley & Sons LTD, Chichester, Großbritannien, 2010
- [21] Liu, H.; Song, J.; Zhao, B.; Li, X.:  
*Cannel Study for Medium-Voltage Power Network*  
2006 IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC), Orlando, Florida, USA, 2006
- [22] Anatory, J.; Theethayi, N.:  
*Broadband Power-line Communication Systems: Theory & Applications*  
WIT Press, Southampton, Boston, USA, 2010
- [23] Meng, H.; Guan, Y. L.; Chen, S.:  
*Modeling and Analysis of Noise Effects on Broadband Power-Line Communications*  
IEEE Transactions on Power Delivery, Volume 20, Number 2, April 2005
- [24] Chandna, V. K.; Zahida, M.:  
*Effect of Varying Topologies on the Performance of Broadband Over Power Line*  
IEEE Transactions on Power Delivery, Volume 25, Number 4, October 2010
- [25] Mugala, G.:  
*High Frequency Characteristics of Medium Voltage XLPE Power Cables*  
Dissertation, KTH Royal Institute of Technology, Strockholm, Schweden, 2005
- [26] Thayoob, Y. M.; Ariffin, A. M.; Sulaiman, S.:  
*Analysis of High Frequency Wave Propagation Characteristics in Medium Voltage XLPE Cable Model*  
International Conference on Computer Applications and Industrial Electronics (ICCAIE), Kuala Lumpur, Malaysia, 2010
- [27] Okazima, N.; Baba, Y.; Nagaoka, N.; Ametani, A.; Temma, K.; Shimomura, T.:  
*Propagation Characteristics of Power Line Communication Signals Along a Power Cable*  
International Conference on Power Systems Transients (IPST), Kyoto, Japan, 2009
- [28] Lazaropoulos, A. G.:  
*Towards Broadband over Power Lines Systems Integration: Transmission Characteristics of Underground Low-Voltage Distribution Power Lines*  
Progress In Electromagnetics Research B, Volume 39, 2012

- [29] van der Wielen, P.:  
*On-line Detection and Location of Partial Discharges in Medium-Voltage Power Cables*  
Dissertation, Technische Universität Eindhoven, Eindhoven, Niederlande, 2005
- [30] Wagenaars, P.:  
*Integration of Online Partial Discharge Monitoring and Defect Location in Medium-Voltage Cable Networks*  
Dissertation, Technische Universität Eindhoven, Eindhoven, Niederlande, 2010
- [31] Oussalah, N.; Zebboudj, Y.; Boggs, S. A.:  
*Partial Discharge Pulse Propagation in Shielded Power Cable and Implications for Detection Sensitivity*  
IEEE Electrical Insulation Magazine, Volume 23, Number 6, November-Dezember 2007
- [32] German-Sobek, M.; Cimbala, R.; Király, J.:  
*Change of Dielectric Parameters of XLPE Cable due to Thermal ageing*  
Electrotehnica, Electronica, Automatica, Volume 62, Issue 3, Juli-September 2014
- [33] Hadid, S.; Schufft, W.; Schmidt, U.; Uhrig, S.; Anglhuber, M.:  
*Einflussfaktoren auf den dielektrischen Verlustfaktor an VPE-isolierten Mittelspannungskabeln*  
Tagungsband zur ETG-Fachtagung "Diagnostik elektrischer Betriebsmittel", Berlin, Deutschland, 2014
- [34] Kuhnert, E.; Wiznerowicz, F.:  
*Eigenschaften von Energiekabeln und deren Messung*  
EW Medien und Kongresse GmbH, 3. Auflage, Frankfurt am Main, Deutschland, 2012
- [35] Ponniran, A.; Jamail, N. A. M.; Jalaludin, N. A.:  
*Tan Delta and Capacitance Characteristics of Underground XLPE Cables – 11 kV*  
Proceedings of Malaysian Technical Universities Conference on Engineering and Technology (MUCEET), MS Garden, Kuantan, Pahang, Malaysia, 2009
- [36] Mladenovic, I.; Weindl, C.:  
*Dependencies of the PD- and  $\tan(\delta)$ -Characteristics on the Temperature and Ageing Status of MV PILC Cables*  
Electrical Insulation Conference (EIC), Annapolis, Maryland, USA, 2011
- [37] Schmidt, G.:  
*Differenzierte Schädigungs- und Alterungsdiagnose als Grundlage für ein zielgerichtetes Asset-Management im polymerisolierten Mittelspannungskabelnetz*  
Kölner Wissenschaftsverlag, Köln, Deutschland, 2009

- [38] Mair, H. J.; Bertels, A.; Liertz, H.; Meurer, D.; Müller, K.-B.; Richter, S.; Vogt, H.;  
Weißberg, W.; Zamzow, P. E.:  
*Kunststoffe in der Kabeltechnik*  
Expert Verlag, 3. Auflage, Renningen-Malsheim, Deutschland, 1999
- [39] Densley, J.:  
*Ageing Mechanisms and Diagnostics for Power Cables – An Overview*  
IEEE Electrical Insulation Magazine, Volume 17, Number 1, Januar-Februar 2001
- [40] Huo, Y.; Prasad, G.; Atanackovic, L.; Lampe, L.; Leung, V. C.:  
*Grid surveillance and diagnostics using power line communications*  
Proceedings of the 2018 IEEE International Symposium on Power Line Communications  
and its Applications (ISPLC), Manchester, Großbritannien, 2018
- [41] Förstel, L.; Lampe, L.:  
*Grid Diagnostics: Monitoring Cable Aging Using Power Line Transmission*  
Proceedings of the 2017 IEEE International Symposium on Power Line Communications  
and its Applications (ISPLC), Madrid, Spanien, 2017
- [42] Passerini, F.; Tonello, A. M.:  
*Smart Grid Monitoring Using Power Line Modems: Anomaly Detection and Localization*  
IEEE Transactions on Smart Grid (Early Access – Date of Publication: 13 February  
2019), 2019
- [43] Lehmann, A. M.; Raab, K.; Gruber, F.; Fischer, E.; Müller, R.; Huber, J. B.:  
*A Diagnostic Method for Power Line Networks by Channel Estimation of PLC Devices*  
IEEE International Conference on Smart Grid Communications (SmartGridComm):  
Communications, Networks and Architectures to Enable the Smart Grid, Sydney,  
Australien, 2016
- [44] FGH - Forschungsgemeinschaft für Elektrische Anlagen und Stromwirtschaft e.V.:  
*Technischer Bericht 300: Zustandsdiagnose von Papiermasse-Kabelanlagen in  
Verteilungsnetzen*  
FGH-Verlag, Mannheim, Deutschland, 2006
- [45] König, D.; Rao, Y. N.:  
*Teilentladungen in Betriebsmitteln der Energietechnik*  
VDE-Verlag GmbH, Berlin, Deutschland, 1993
- [46] Suleiman, H.; Schufft, W.; Schmidt, U.; Uhrig, S.:  
*Einflussfaktoren auf den dielektrischen Verlustfaktor an VPE-isolierten  
Mittelspannungskabeln*  
Tagungsband zur ETG-Fachtagung "Diagnostik Elektrischer Betriebsmittel", Berlin,  
Deutschland, 2014

- [47] Philipps, H.:  
*Performance Measurements of Powerline Channels at High Frequencies*  
Proceedings of the 1998 International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC), Tokio, Japan, 1998
- [48] Kammeyer, K.-D.:  
*Nachrichtenübertragung*  
Vieweg + Teubner Verlag, 4. Auflage, Wiesbaden, Deutschland, 2008
- [49] Amirshahi, P.; Kavehrad, M.:  
*Medium voltage overhead power-line broadband communications; transmission capacity and electromagnetic interference*  
Proceedings of the 2005 International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC), Vancouver, British Columbia, Kanada, 2005
- [50] Zinke, O.; Brunswig, H.:  
*Hochfrequenztechnik 1: Hochfrequenzfilter, Leitungen, Antennen*  
Springer-Verlag, 6. Auflage, Berlin, Heidelberg, Deutschland, 2000
- [51] Bächtold, W.:  
*Lineare Elemente der Höchstfrequenztechnik*  
Vorlesung an der Abteilung für Elektrotechnik der Eidgenössischen Technischen Hochschule (ETH) Zürich, vdf Hochschulverlag AG an der ETH Zürich, Zürich, Schweiz, 1998
- [52] Zimmermann, M.; Dostert, K.:  
*A Multipath Model for the Powerline Channel*  
IEEE Transactions on Communications, Volume 50, Number 4, April 2002
- [53] Hashmi, G. M.; Papazyan, R.; Lehtonen, M.:  
*Determining wave propagation characteristics of MV XLPE power cable using time domain reflectometry technique*  
TÜBITAK, Turk J Elec Eng & Comp Sci, Volume 19, Number 2, 2011
- [54] Lee, S.; Shin, D.; Kim, Y.; Lee, J.; Eom, K.:  
*Measurements and Modelling of Noise on 22.9-kV Medium-Voltage Underground Power Line for Broadband Power Line Communication*  
Security-Enriched Urban Computing and Smart Grid (SUComS, Korea, Daejeon, 2010), Hrsg: Kim, T.-h.; Stoica, A.; Chang, R.-S., Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, Deutschland, 2010
- [55] Götz, M.; Rapp, M.; Dostert, K.:  
*Power Line Channel Characteristics and Their Effect on Communication System Design*  
IEEE Communications Magazine, Volume 42, Number 4, April 2004

- [56] Al Mawali, K. S.:  
*Techniques for Broadband Power Line Communications: Impulsive Noise Mitigation and Adaptive Modulation*  
Dissertation, RMIT University, Melbourne, Australien, 2011
- [57] Ma, Y.; So, P.; Gunawan, E.:  
*Performance Analysis of OFDM Systems for Broadband Power Line Communications Under Impulsive Noise and Multipath Effects*  
IEEE Transactions on Power Delivery, Volume 20, Number 2, April 2005
- [58] Latchman, H. A.; Katar, S; Yonge III, L. W.; Gavette, S.:  
*Homeplug AV and IEEE 1901: A Handbook for PLC Designers and Users*  
John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, USA, 2013
- [59] Lampe, L.; Tonello, A. M.; Swart, T. G.:  
*Power Line Communications: Principles, Standards and Applications from Multimedia to Smart Grid*  
John Wiley & Sons Ltd., 2. Auflage, Chichester, Großbritannien, 2016
- [60] Hopper, N.; Beerboom, D.; Zdrallek, M.; Raquet, C.; Ronczka, M.; Dietzler, U.; Krampf, M.: *Einfluss von Kabelzuständen auf die Breitband-Powerline-Kommunikation in der Mittelspannungsebene*  
Tagungsband zur VDE-Fachtagung "Hochspannungstechnik", Berlin, Deutschland, 2016
- [61] Heinrich, R.; Bönisch, S.; Pommerenke, D.; Jobava, R.; Kalkner, W.:  
*Broadband Measurement of the Conductivity and the Permittivity of Semiconducting Materials in High Voltage XLPE Cables*  
Eighth International Conference on Dielectric Materials, Measurements and Applications (IEE Conference Publication Number 473), Edinburgh, Großbritannien, 2000
- [62] Kurrat, M.; Budde, M.:  
*Grundlagen der physikalischen Vorgänge II - Äußere Teilentladungen*  
Tagung der Technischen Akademie Esslingen: Teilentladungen in elektrisch hoch beanspruchten Isolierungen, Esslingen, Deutschland, 2011
- [63] Cselkò, R.; Tamus, Á. Z.:  
*Occurrence of partial discharges in low-voltage cables at the failure spot*  
IEEE International Symposium on Electrical Insulation, San Juan, Puerto Rico, USA, 2012

- [64] DKE Deutsche Kommission Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik in DIN und VDE:  
*DIN EN 60270:2016-11; VDE 0434:2016-11: Hochspannungsprüftechnik – Teilentladungsmessungen (IEC 60270:2000 + Cor.:2001 + A1:2015); Deutsche Fassung EN 60270:2001 + A1:2016*  
Beuth Verlag GmbH, VDE-Verlag GmbH, Berlin, Deutschland, 2016
- [65] Li, Y.; Wouters, P.; Wagenaars, P.; van der Wielen, P.; Steenis, E.:  
*Detection of Water Ingress in PILC Cable Based on Change in Characteristic Impedance*  
Proceedings of The 19th International Symposium on High Voltage Engineering (ISH 2015), Pilsen, Tschechien, 2015
- [66] Arnold, F.; Herpetz, P.:  
*Fehlerortung in Energiekabeln*  
VDE Verlag GmbH, 2. Auflage., Hrsg.: R. R. Cichowski, Berlin, Deutschland, 2013
- [67] Strauß, F.:  
*Grundkurs Hochfrequenztechnik*  
Springer Fachmedien Wiesbaden GmbH, 3. Auflage, Wiesbaden, Deutschland, 2017
- [68] Steinbrich, K.:  
*Untersuchungen zum frequenzabhängigen Übertragungsverhalten von Energiekabeln*  
Dissertation, Universität Duisburg-Essen, Duisburg, Deutschland, 2005
- [69] Cataliotti, A.; Daidone, A.; Tiné, G.:  
*Power Line Communication in Medium Voltage Systems: Characterization of MV Cables*  
IEEE Transactions on Power Delivery, Volume 23, Number 4, Oktober 2008
- [70] Raven, M. S.:  
*Experimintal measurements of the skin effect and internal inductance at low frequencies*  
Acta Technica, Volume 60, Number 1, 2015
- [71] Gupta, K.; Garg, R.; Chadha, R.:  
*Computer-Aided Design of Microwave Circuits*  
Artech House, Dedham, Massachusetts, USA, 1981
- [72] Benzerouk, D.:  
*Pulse Sequence Analysis and Pulse Shape Analysis: Methods to Analyze Partial Discharge Processes*  
Dissertation, Universität Siegen, Siegen, Deutschland, 2008
- [73] Abd-Elnaby, M.; Sedhom, G. G.; Messiha, N. W.; Abd El-Samie, F. E.; Zhu, X.:  
*Subcarrier Gain Based Power Allocation in Multicarrier Systems*  
Journal of Telecommunications and Information Technology (1/2014), 2014

- [74] Hilgarth, G.:  
*Hochspannungstechnik*  
Springer-Verlag, 2. Auflage, Berlin, Wiesbaden, Deutschland, 1992
- [75] Waadt, A.; Kocks, C.; Bruck, G. H.; Jung, P.; Sachsenhauser, B.:  
*Achievable Data Rates of Broadband Power Line Communications in Underground Medium-Voltage Network*  
Journal of Green Engineering, Volume 3, 2013
- [76] Schon, K.:  
*Hochspannungstechnik: Grundlagen – Verfahren – Messverfahren*  
Springer Vieweg, Wiesbaden, Deutschland, 2016
- [77] DKE Deutsche Kommission Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik in DIN und VDE:  
*DIN VDE 0276-620:2010-11; VDE 0276-620:2010-11: Starkstromkabel – Energieverteilungskabel mit extrudierter Isolierung für Nennspannungen von 3,6/6 (7,2) kV bis einschließlich 20,8/36 (42) kV; Deutsche Übernahme HD 620 S2:2010, Teile 0, 1 und 10-C*  
Beuth Verlag GmbH, VDE-Verlag GmbH, Berlin, Deutschland, 2010
- [78] Li, Y.; Wagenaars, P.; Wouters, P. A.; van der Wielen, P. C.; Steennis, E. F.:  
*Power Cable Joint Model: Based on Lumped Components and Cascaded Transmission Line Approach*  
International Journal on Electrical Engineering and Informatics, Volume 4, Number 4, Dezember 2012
- [79] Lücking, H. W.:  
*Energiekabeltechnik*  
Friedrich Vieweg & Sohn Verlagsgesellschaft mbH, Braunschweig, Deutschland, 1981
- [80] DKE Deutsche Kommission Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik in DIN und VDE:  
*DIN VDE 0276-621:1997-05; VDE 0276-621:1997-05: Starkstromkabel – Teil 621: Energieverteilungskabel mit getränkter Papierisolierung für Mittelspannung; Deutsche Fassung HD 621 S1:1996 Teile 1, 2, 3C und 4C*  
Beuth Verlag GmbH, VDE-Verlag GmbH, Berlin, Deutschland, 1997
- [81] Güzelgöz, S.; Arslan, H.; Islam, A.; Domijan, A.:  
*A Review of Wireless and PLC Propagation Channel Characteristics for Smart Grid Environments*  
Hindawi Publishing Corporation, Journal of Electrical and Computer Engineering, Volume 2011

- [82] DKE Deutsche Kommission Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik in DIN und VDE:  
*DIN VDE 0276-605:2009-07; VDE 0276-605:2009-07: Starkstromkabel – Ergänzende Prüfverfahren; Deutsche Fassung HD 605 S2:2008*  
Beuth Verlag GmbH, VDE-Verlag GmbH, Berlin, Deutschland, 2009
- [83] Jung, Y.; Kim, D.; Lee B.; Lee, S.:  
*Development of Long-Term Reliability Evaluation Method for Polypropylene Insulated MV Cables*  
24th International Conference & Exhibition on Electricity Distribution (CIRED),  
Glasgow, Großbritannien, 2017
- [84] Papazyan, R.; Eriksson, R.:  
*Calibration for Time Domain Propagation Constant Measurements on Power Cables*  
IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Volume 52, Number 2, April 2003
- [85] Hopfer, N.; Zdrallek, M.; Dietzler, U.; Krampf, M.; Raquet, C.; Ronczka, M.:  
*New Approach for medium voltage power cable assessment using broadband powerline communications*  
Proceedings of The 20th International Symposium on High Voltage Engineering (ISH 2017), Buenos Aires, Argentinien, 2017
- [86] Hopfer, N.; Zdrallek, M.; Dietzler, U.; Krampf, M.; Raquet, C.; Karl, F.; Ronczka, M.; Rezaei, H.:  
*Breitband-Powerline-Technologie zur Zustandserfassung in Verteilungsnetzen*  
Tagungsband zur VDE-Fachtagung "Hochspannungstechnik, Berlin, Deutschland, 2018
- [87] Beyer, M.; Boeck, W.; Möller, K.; Zaengl, W.:  
*Hochspannungstechnik: Theoretische und praktische Grundlagen für die Anwendung*  
Springer-Verlag, 1. Ausgabe, Berlin, Heidelberg, Deutschland, 1986
- [88] Hopfer, N.; Zdrallek, M.; Dietzler, U.; Krampf, M.; Raquet, C.; Ronczka, M.:  
*Identification of power cable conditions based on broadband powerline communication characteristics in distribution grids*  
Proceedings of the 9th International Symposium on Electrical Power Engineering (Elektroenergetika 2017), Stará Lesná, Slowakei, 2017
- [89] Dascher, D. J.:  
*Measuring Parasitic Capacitance and Inductance Using TDR*  
Hewlett-Packard Journal, Article 11, August 1996
- [90] Middleton, W. M.:  
*Reference Data for Engineers: Radio, Electronics, Computer, and Communications*  
Newnes, 9. Auflage, Boston, USA, 1998

- [91] Wait, J.; Hill, D.:  
*On the Electromagnetic Field of a Dielectric Coated Coaxial Cable with an Interrupted Shield*  
IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume Ap-23, Number 3, 1975
- [92] Auer, J.; Freudenmann, C.; Raquet, C.; Ronczka, M.; Hopfer, N.; Beerboom, D.; Zdrallek, M.:  
*Identifikation von Netz- und Anlagenzuständen mittels Analyse der Kanalcharakteristik der Breitband-Powerline-Datenübertragung auf dem Stromnetz*  
Konferenz "Zukunftsfähige Stromnetze für Erneuerbare Energien (4. OTTI Konferenz), Berlin, Deutschland, 2017
- [93] Rezaei, H.; Hopfer, N.; Zdrallek, M.; Raquet, C.; Dietzler, U.; Krampf, M.:  
*A New Approach for Online Monitoring of Power Cable Condition in Distribution Networks Using Broadband Powerline Communication and Simple Sensor Solutions*  
11th Conference on Electricity Distribution of Serbia (CIRED SERBIA), Kopaonik, Serbien, 2018
- [94] Hopfer, N.; Zdrallek, M.; Karl, F.; Rezaei, H.; Krampf, M.; Dietzler, U.:  
*Analysis of Broadband PLC Characteristics as a Second Use Case for Distribution System Operators*  
Proceedings of the 2019 IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC), Prag, Tschechien, 2019
- [95] Garnacho, F.; Khamlichi, A.; Ortego, J.; Álvarez, F.:  
*PD Approach for On-line PD Monitoring of Cable Systems Using the Minimum Number of PD Sensors*  
Proceedings of The 20th International Symposium on High Voltage Engineering (ISH 2017), Buenos Aires, Argentinien, 2017
- [96] Hellbrück, R.:  
*Angewandte Statistik mit R: Eine Einführung für Ökonomen und Sozialwissenschaftler*  
Gabler Verlag, 2. Auflage, Wiesbaden, Deutschland, 2011
- [97] Kane, C.; Golubev, A.:  
*Advantages of continuous monitoring of partial discharges in rotating equipment and switchgear*  
Conference Record of the 2003 Annual Pulp and Paper Industry Technical Conference, Charleston, South Carolina, USA, 2003

- [98] Al-Mawali, K.; Sadik, A. Z.; Hussain, Z. M.:  
*Joint Time-domain/Frequency-domain Impulsive Noise Reduction in OFDM-based Power Line Communications*  
Australasian Telecommunication Networks and Applications Conference, Adelaide, South Australia, Australien, 2008
- [99] Zhidkov, S. V.:  
*Impulsive Noise Suppression in OFDM Based Communication Systems*  
IEEE Transactions on Consumer Electronics, Volume 49, Number 4, November 2003
- [100] van Veen, L. W.:  
*Comparison of measurement methods for partial discharge measurement in power cables*  
Master-Thesis, Delft University of Technology, Delft, Niederlande, 2014

## 9 Formelzeichen und Abkürzungen

### 9.1 Formelzeichen

$A_{DG}$	Dämpfung eines Dämpfungsglieds
$A_{LT}$	Dämpfung eines LT
$A_i$	zusätzliche Dämpfung durch lokale Fehlstelle $i$
$B_c$	Kanalbandbreite der Träger
$b_i$	Änderungsfaktor der Wellenimpedanz in lokaler Fehlstelle $i$
$b_{TD,k}$	Änderungsfaktor des Verlustfaktors $\tan \delta_k$
$b_{\varepsilon,k}$	Änderungsfaktor der relativen Permittivität $\varepsilon'_{r,k}$
$C_K$	Koppelkondensator im konventionellen TE-Prüfkreis
$C_P$	Anordnung/Prüfling im konventionellen TE-Prüfkreis
$C'$	Kapazitätsbelag
$C'_k$	Kapazitätsbelag der Schicht $k$
$C'_2$	Kapazitätsbelag der inneren Leitschicht
$C'_3$	Kapazitätsbelag der VPE-Isolierung
$C'_4$	Kapazitätsbelag der äußeren Leitschicht
$C'_5$	Kapazitätsbelag des leitfähigen Bandes
$c$	Träger der OFDM-basierten BPL-Kommunikation
$\underline{D}, \hat{D}$	Rauschterm im Frequenzbereich bzw. dessen Schätzung
$D_{SNR,V}$	Distanzmaß benachbarter SNR-Vektoren einer BPL-Verbindung $V$
$\hat{d}$	Schätzung des Rauschterms im Zeitbereich
$dl$	infinitesimale Länge eines Kabels
$d_7$	äußerer Durchmesser eines Kabels
$d_{7,i}$	äußerer Durchmesser eines Kabels bei lokaler Fehlstelle $i$
$E_{TE,c}$	Energie eines TE-Impulses bei Träger $c$
$e$	Eulersche Zahl
$F_{v,k}$	Änderungsfaktor der Phasengeschwindigkeit $v$ bei Veränderungen in der Schicht $k$
$F_{Z,k}$	Änderungsfaktor der Wellenimpedanz $Z$ bei Veränderungen in der Schicht $k$
$F_{\alpha,k}$	Änderungsfaktor der Dämpfungskonstante $\alpha$ bei Veränderungen in der Schicht $k$
$f$	Frequenz

$f_c$	Trägerfrequenz des Trägers $c$
$G$	Trägergruppe
$G'$	Ableitungsbelag
$G'_k$	Ableitungsbelag der Schicht $k$
$G'_2$	Ableitungsbelag der inneren Leitschicht
$G'_3$	Ableitungsbelag der VPE-Isolierung
$G'_4$	Ableitungsbelag der äußeren Leitschicht
$G'_5$	Ableitungsbelag des leitfähigen Bandes
$g_n$	Gewichtungsfaktor des Signalanteils $n$
$\underline{H}$	Übertragungsfunktion
$\underline{H}_{TE,c}$	Übertragungsfunktion zwischen TE-Quelle und Empfänger bei Träger $c$
$I$	Stromstärke bei den Laboruntersuchungen
$\underline{I}_{TE}$	Frequenzspektrum der Stromstärke eines TE-Impulses
$i$	Index einer lokalen Fehlstelle
$i_{TE}, i_{TE,max}$	Zeitverlauf der Stromstärke eines TE-Impulses bzw. deren Maximalwert
$i_{VMS}$	Stromstärke auf der Kabelstrecke der BPL-Verbindung $VMS$
$j$	imaginäre Einheit
$K_{SNR,u,VMS,G}$	Spearman-Rangkorrelationskoeffizient zwischen aggregierter SNR-Zeitreihe und Spannung
$K_{SNR,i,VMS,G}$	Spearman-Rangkorrelationskoeffizient zwischen aggregierter SNR-Zeitreihe und Stromstärke
$k$	Index einer Schicht eines VPE-isolierten MS-Kabels
$L'$	Induktivitätsbelag
$l$	Länge eines Kabels
$l_{ML}$	Länge der Messleitung
$l_i$	Länge des kurzen Kabelstücks mit der lokalen Fehlstelle $i$
$l_n$	Länge des Kabels bei Signalanteil $n$
$M_V$	Anzahl der gemessenen SNR-Vektoren einer BPL-Verbindung $V$
$m$	Index einer SNR-Messung
$N$	Anzahl der Signalanteile $n$
$N_{MS}, N_{NS}$	Anzahl der BPL-Verbindungen in der MS- bzw. NS-Ebene
$n$	Index eines Signalanteils in der echobasierten Übertragungsfunktion
$P_{GR,c}$	Leistung des Grundrauschens bei Träger $c$

$P_R$	Leistung des Rauschens
$P_{R,c}$	Leistung des Rauschens bei Träger $c$
$P_{RX}$	empfangene Leistung
$P_{RX,c}$	empfangene Leistung bei Träger $c$
$P_{TE,c}$	Leistung von TE bei Träger $c$
$P_{TX}$	Sendeleistung
$PSD_{GR,c}$	spektrale Leistungsdichte des Grundrauschens bei Träger $c$
$q$	Ladung eines TE-Impulses
$R$	OFDM-Symbol am Empfänger nach der FFT
$R_{COMP}$	OFDM-Symbol am Empfänger nach Reduktion des impulsiven Rauschens
$R_{EQ}$	OFDM-Symbol am Empfänger nach dem Equalizer
$R'$	Widerstandsbelag
$r$	OFDM-Symbol am Empfänger vor der FFT
$r_k$	Radius der Schicht $k$
$r_1$	Radius des Innenleiters
$r_2$	Radius der inneren Leitschicht
$r_3$	Radius der VPE-Isolierung
$r_4$	Radius der äußeren Leitschicht
$r_5$	Radius des leitfähigen Bandes
$r_7$	Radius des äußeren Schutzmantels
$S, \hat{S}$	gesendetes OFDM-Symbol im Frequenzbereich bzw. dessen Schätzung
$\underline{S}_{11,i}$	Eingangs-Reflexionsfaktor in lokaler Fehlstelle $i$
$\underline{S}_{21}$	Vorwärts-Transmissionsfaktor
$\underline{S}_{21,i}$	Vorwärts-Transmissionsfaktor in lokaler Fehlstelle $i$
$SNR$	SNR
$SNR_{AM,V}$	arithmetischer Mittelwert von $SNR_{V,c}$
$\overline{SNR}_{AM,V}$	arithmetischer Mittelwert von $SNR_{AM,V}$
$SNR_{FFT,MS,c}, SNR_{FFT,NS,c}$	arithmetischer Mittelwert der FFT der SNR-Zeitreihen über alle BPL-Verbindungen in der MS- bzw. NS-Ebene
$SNR_{GM,V,c}$	gleitender Mittelwert von $SNR_{V,c}$
$SNR_{GM,V,G}$	gleitender Mittelwert von $SNR_{V,G}$
$SNR_V$	SNR-Vektor einer BPL-Verbindung $V$
$SNR_{V,c}$	SNR-Wert der BPL-Verbindung $V$ bei Träger $c$
$\overline{SNR}_{V,c}$	arithmetischer Mittelwert von $SNR_{V,c}$
$SNR_{V,G}$	aggregierter SNR der BPL-Verbindung $V$ bei Trägergruppe $G$

$SNR_c$	SNR bei Träger $c$
$s_i$	Anzahl der Schirmdrähte eines VPE-isolierten MS-Kabels bei lokaler Fehlstelle $i$
$T, T_0, \Delta T$	Temperatur, Anfangstemperatur, Temperaturänderung
$\underline{T}_{LT}$	Transmissionsfaktor eines LT
$T_{SNR}$	Periodendauer einer Amplitude im Amplitudenspektrum des SNR
$\underline{T}_i$	Transmissionsfaktor einer lokalen Fehlstelle $i$
$T_s$	Symboldauer eines OFDM-Symbols
$t, \Delta t$	Zeit bzw. Zeitintervall
$t_A$	Dauer der Alterung
$t_m$	Zeitpunkt einer SNR-Messung $m$
$\tan \delta$	Verlustfaktor
$\tan \delta_k$	Verlustfaktor der Schicht $k$
$\tan \delta_2$	Verlustfaktor der inneren Leitschicht
$\tan \delta_3$	Verlustfaktor der VPE-Isolierung
$\tan \delta_4$	Verlustfaktor der äußeren Leitschicht
$\tan \delta_5$	Verlustfaktor des leitfähigen Bandes
$U_p$	Prüfspannung einer konventionellen TE-Messung
$U_r$	Nennspannung des Netzes
$\underline{U}_1$	Frequenzspektrum des Sendepulses
$\underline{U}_{2,m}$	Frequenzspektrum des am Kabelanfang reflektierten Impulses
$\underline{U}_{2,r}$	Frequenzspektrum des reflektierten Impulses aus der Referenzmessung
$\underline{U}_{3,i}$	Frequenzspektrum des von der lokalen Fehlstelle $i$ reflektierten Impulses
$\underline{U}_4$	Frequenzspektrum des am Kabelende reflektierten Impulses
$\underline{U}_{4,i}$	Frequenzspektrum des am Kabelende unter Einfluss der lokalen Fehlstelle $i$ reflektierten Impulses
$u$	Spannungsverlauf des Reflektogramms
$u_{VMS}$	Spannung auf der Kabelstrecke der BPL-Verbindung $VMS$
$V, VMS, VNS$	Index einer BPL-Verbindung allgemein bzw. konkret in der MS- oder NS-Ebene
$v, \Delta v$	Phasengeschwindigkeit bzw. deren Änderung
$v_i$	Phasengeschwindigkeit in lokaler Fehlstelle $i$
$w$	relativer Volumengehalt des Imprägniermittels
$x$	Dicke des Dielektrikums

$x_i$	abweichende Dicke des Dielektrikums bei geometrischer Fehlstelle $i$
$\underline{Y}'$	Admittanzbelag
$\underline{Y}'_k$	Admittanzbelag einer einzelnen Schicht $k$
$\underline{Y}'_2$	Admittanzbelag der inneren Leitschicht
$\underline{Y}'_3$	Admittanzbelag der VPE-Isolierung
$\underline{Y}'_4$	Admittanzbelag der äußeren Leitschicht
$\underline{Y}'_5$	Admittanzbelag des leitfähigen Bandes
$y$	Verschiebungsoperator des gleitenden Mittelwerts
$Z, \Delta Z$	Wellenimpedanz bzw. deren Änderung
$Z_M$	Impedanz des Messsystems
$Z_P$	Impedanz im konventionellen TE-Prüfkreis
$Z_i$	Wellenimpedanz in lokaler Fehlstelle $i$
$Z'$	Impedanzbelag
$Z'_1$	Impedanzbelag des Innenleiters
$Z'_{5-2}$	Impedanzbelag der inneren Induktivität
$Z'_6$	Impedanzbelag des Schirms
$z$	relative Position einer lokalen Fehlstelle
$\alpha, \Delta\alpha$	Dämpfungskonstante bzw. deren Änderung
$\alpha_G$	Dämpfungskonstante für dielektrische Verluste
$\alpha_R$	Dämpfungskonstante für ohmsche Verluste
$\alpha_i$	Dämpfungskonstante in lokaler Fehlstelle $i$
$\beta$	Phasenkonstante
$\underline{\Gamma}^+, \underline{\Gamma}^-$	Reflexionsfaktor für hinlaufende bzw. rücklaufende Wellen
$\underline{\gamma}, \Delta\underline{\gamma}$	Ausbreitungskonstante bzw. deren Änderung
$\underline{\gamma}_{ML}$	Ausbreitungskonstante der Messleitung
$\underline{\gamma}_n$	Ausbreitungskonstante bei Signalanteil $n$
$\epsilon_0$	elektrische Feldkonstante
$\underline{\epsilon}_R$	komplexe, relative Permittivität des Dielektrikums
$\underline{\epsilon}_{R,k}$	komplexe, relative Permittivität der Schicht $k$
$\epsilon'_R$	relative Permittivität des Dielektrikums
$\epsilon'_{R,i}$	relative Permittivität des Dielektrikums in lokaler Fehlstelle $i$
$\epsilon'_{R,k}$	relative Permittivität der Schicht $k$
$\epsilon'_{R,2}$	relative Permittivität der inneren Leitschicht
$\epsilon'_{R,3}$	relative Permittivität der VPE-Isolierung
$\epsilon'_{R,4}$	relative Permittivität der äußeren Leitschicht
$\epsilon'_{R,5}$	relative Permittivität des leitfähigen Bandes

$\varepsilon_r''$	Imaginärteil der komplexen, relativen Permittivität
$\lambda$	Impulshäufigkeit
$\mu_0$	magnetische Feldkonstante
$\mu_r$	Permeabilitätszahl
$\mu_{r,i}$	Permeabilitätszahl des Dielektrikums in lokaler Fehlstelle $i$
$\pi$	Kreiszahl
$\rho_{TE,c}$	SNR-Verlust durch TE bei Träger $c$
$\rho_{TE,G}$	SNR-Verlust durch TE bei Trägergruppe $G$
$\sigma_1$	spezifische Leitfähigkeit des Innenleiters
$\sigma_6$	spezifische Leitfähigkeit des Schirms
$\sigma_{SNR,AM,MS}, \sigma_{SNR,AM,NS}$	arithmetischer Mittelwert von $\sigma_{STD,AM,VMs}$ bzw. $\sigma_{STD,AM,VNS}$ über alle BPL-Verbindungen in der MS- bzw. NS-Ebene
$\sigma_{SNR,AM,V}$	Standardabweichung von $SNR_{AM,V}$
$\sigma_{SNR,MS,c}, \sigma_{SNR,NS,c}$	arithmetischer Mittelwert von $\sigma_{SNR,VMs,c}$ bzw. $\sigma_{SNR,VNS,c}$ über alle BPL-Verbindungen in der MS- bzw. NS-Ebene
$\sigma_{SNR,MS,G}, \sigma_{SNR,NS,G}$	arithmetischer Mittelwert analog zu $\sigma_{SNR,MS,c}$ bzw. $\sigma_{SNR,NS,c}$ bei aggregierter Betrachtung
$\sigma_{SNR,V,c}$	Standardabweichung von $SNR_{V,c}$
$\tau_1$	erste Zeitkonstante eines TE-Impulses
$\tau_2$	zweite Zeitkonstante eines TE-Impulses
$\varphi_i$	zusätzliche Phasendrehung durch lokale Fehlstelle $i$
$\omega$	Kreisfrequenz

## 9.2 Abkürzungen

AKV	Ankopplungsvierpol
BPL	Breitband-Powerline
BPSK	Binäre Phasenumtastung ( <i>engl.</i> : binary phase-shift keying)
dB	Dezibel
dBm	Dezibel Milliwatt
DIN	Deutsches Institut für Normung
EMV	elektromagnetische Verträglichkeit
EN	Europäische Normen
EnWG	Energiewirtschaftsgesetz
FDS	Frequenzbereichsspektroskopie ( <i>engl.</i> : frequency domain spectroscopy)
FFT	schnelle Fourier-Transformation ( <i>engl.</i> : fast Fourier transform)
IEEE	<i>engl.</i> : Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT	inverse schnelle Fourier-Transformation ( <i>engl.</i> : inverse fast Fourier transform)
IKT	Informations- und Kommunikationstechnologie
LT	Leistungsteiler
MS	Mittelspannung
nC	Nanocoulomb
NH	Niederspannungs-Hochleistung
NS	Niederspannung
OFDM	Orthogonales Frequenzmultiplexverfahren ( <i>engl.</i> : orthogonal frequency-division-multiplexing)
pC	Picocoulomb
QAM	Quadraturamplitudenmodulation ( <i>engl.</i> : quadrature amplitude modulation)
QPSK	Quadraturphasenumtastung ( <i>engl.</i> : quadrature phase-shift keying)
TDR	Zeitbereichsreflektometrie ( <i>engl.</i> : time-domain reflectometry)
TE	Teilentladung
SNR	Signal-Rausch-Verhältnis ( <i>engl.</i> : signal-to-noise-ratio)
UHF	<i>engl.</i> : ultra high frequency
VDE	Verband der Elektrotechnik, Elektronik und Informationstechnik
VLF	<i>engl.</i> : very low frequency
VNA	Vektor-Netzwerk-Analysator
VPE	vernetztes Polyethylen



# 10 Anhang

## 10.1 Simulation lokaler Fehlstellen mit veränderter Permeabilität

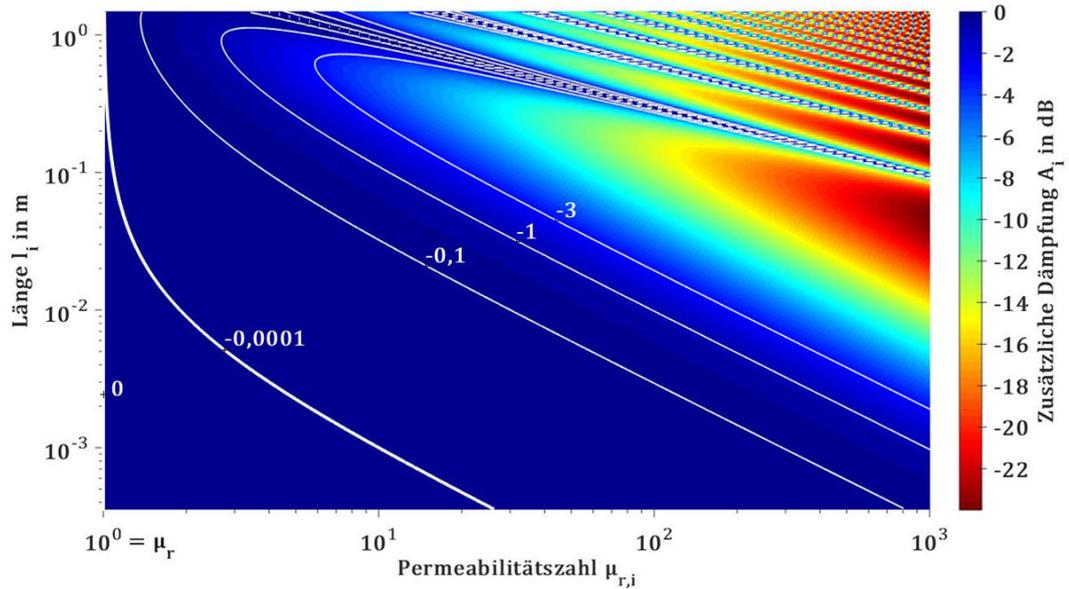


Abbildung 10-1: Simulation der zusätzlichen Dämpfung einer lokalen Fehlstelle, die eine Änderung der Permeabilitätszahl des Dielektrikums darstellt

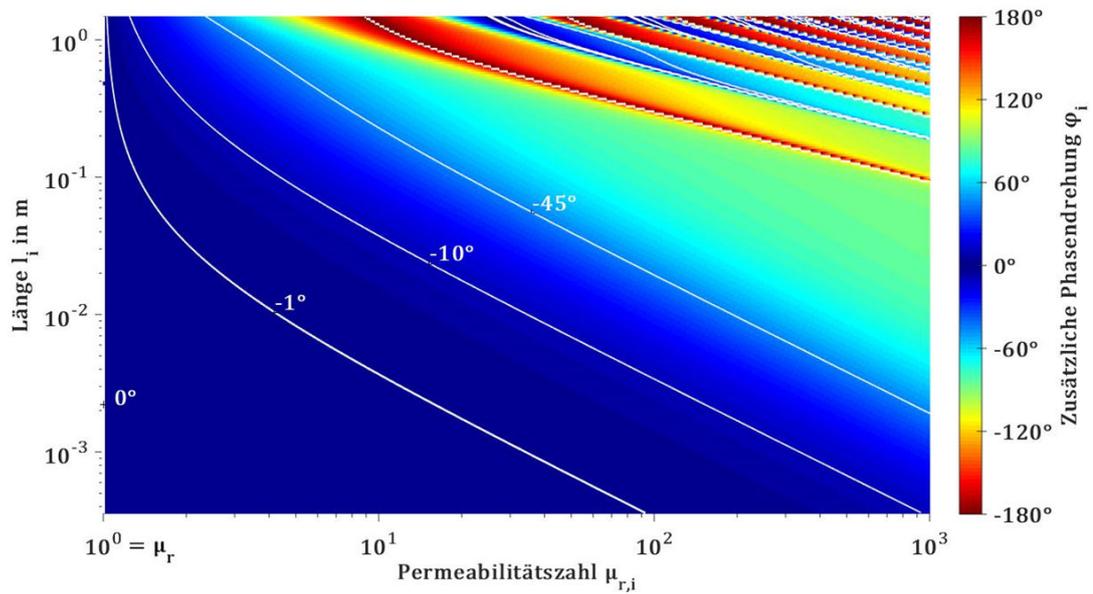


Abbildung 10-2: Simulation der zusätzlichen Phasendrehung einer lokalen Fehlstelle, die eine Änderung der Permeabilitätszahl des Dielektrikums darstellt

## 10.2 Lokale Fehlstellen ohne Teilentladungen in den Laboruntersuchungen

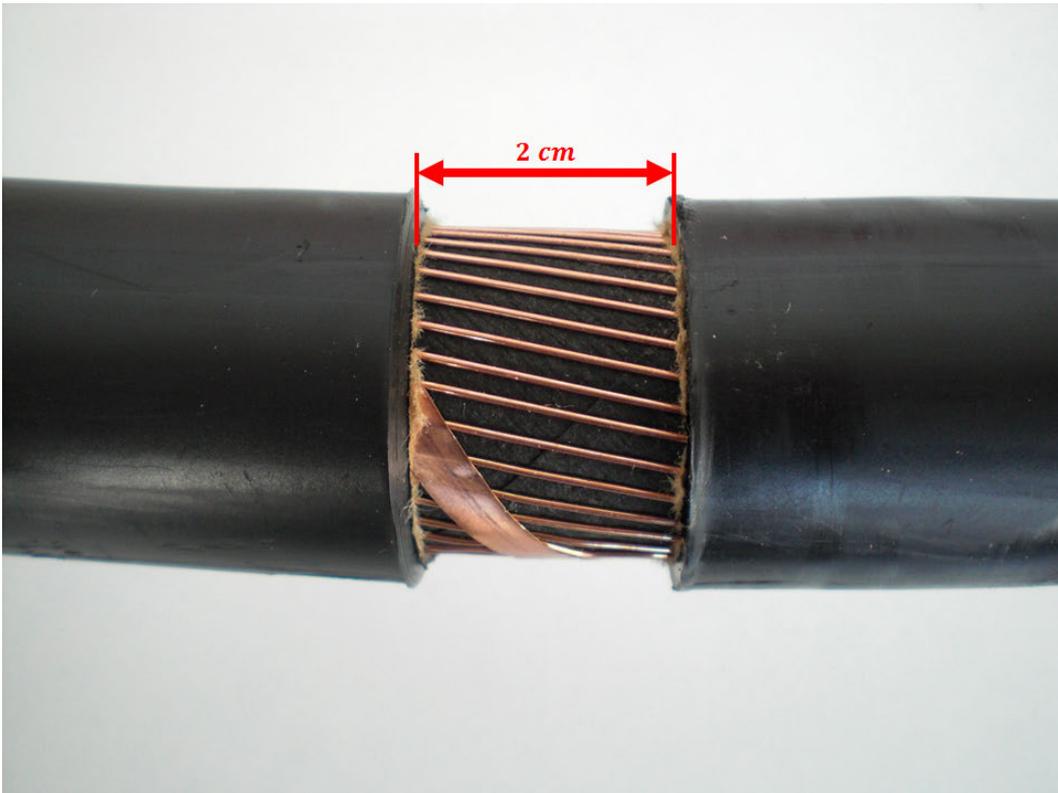


Abbildung 10-3: Lokale Fehlstelle; Entfernen des PE-Mantels

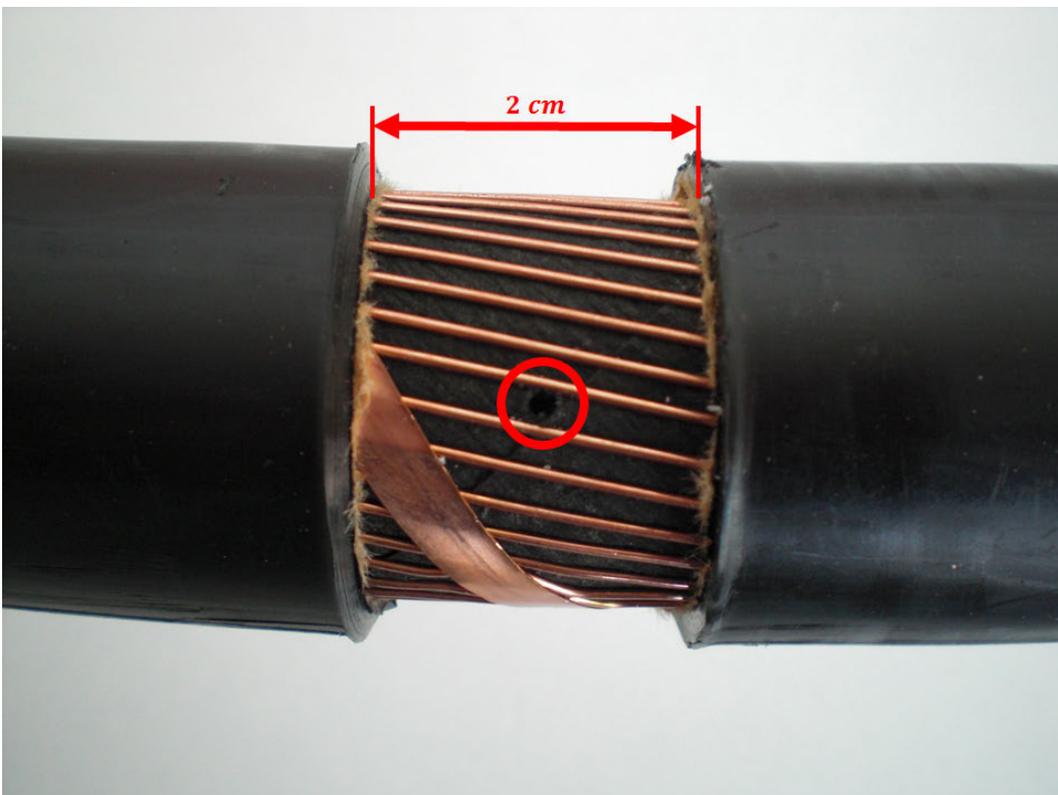


Abbildung 10-4: Lokale Fehlstelle; Entfernen dielektrischen Materials durch Bohrung

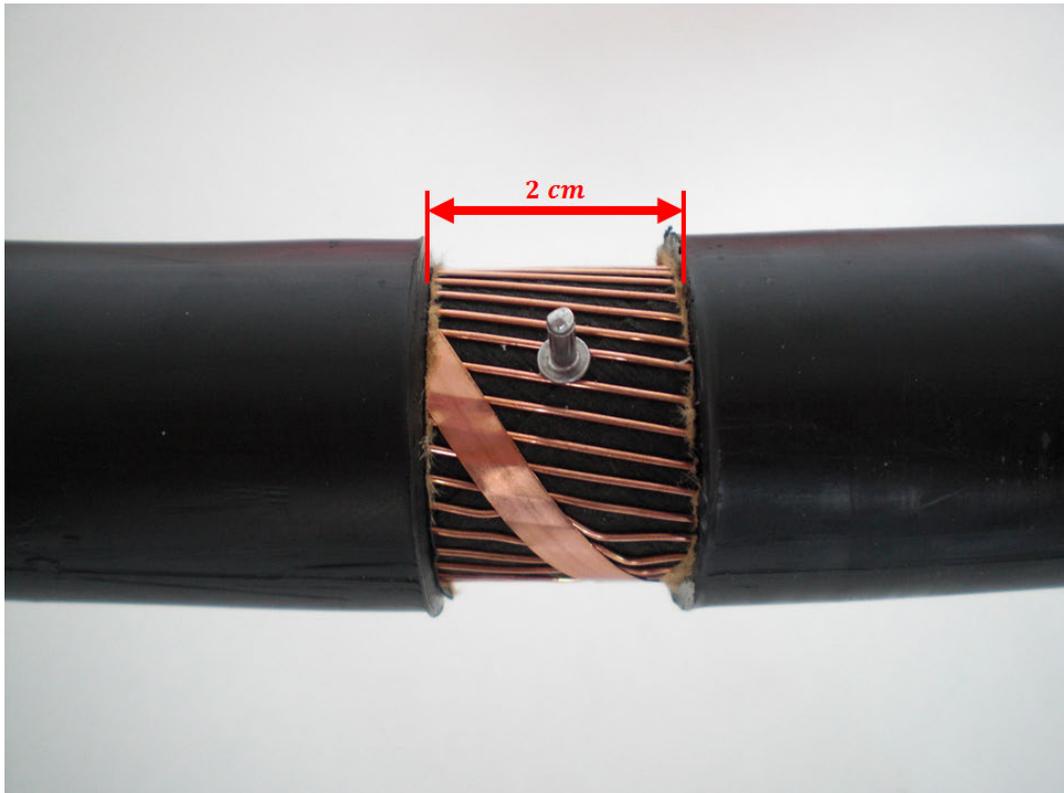


Abbildung 10-5: Lokale Fehlstelle; Eindringen eines metallischen Fremdkörpers

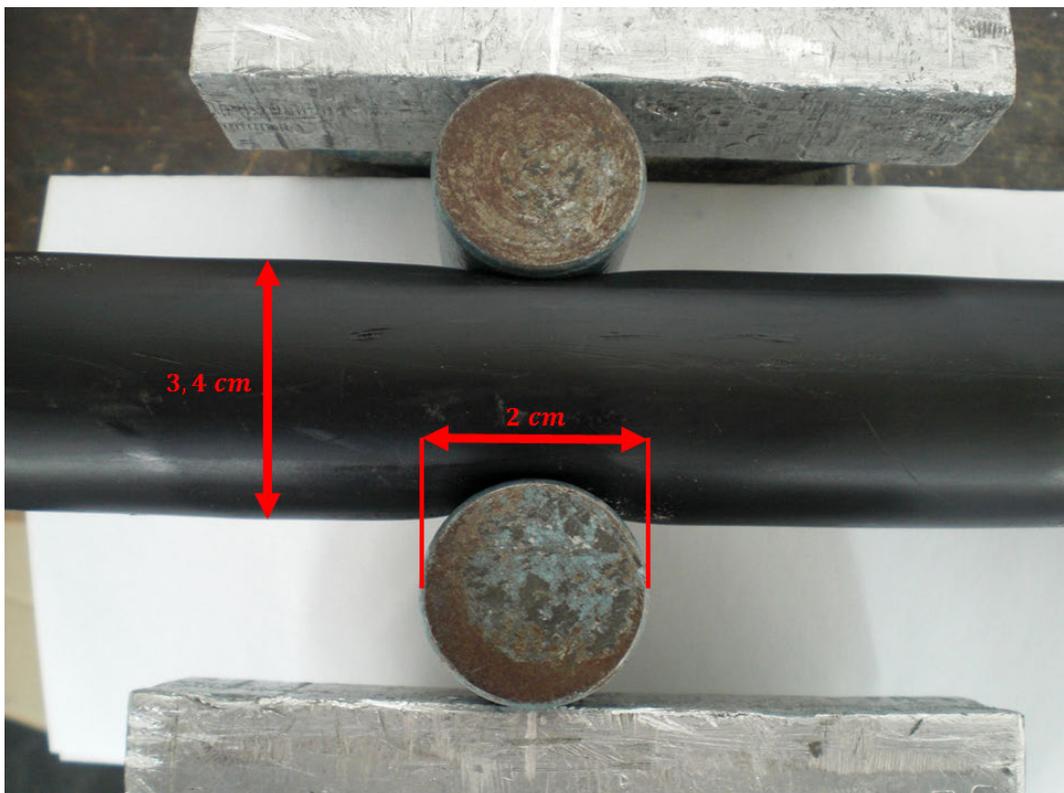


Abbildung 10-6: Lokale Fehlstelle; Quetschen des Kabels

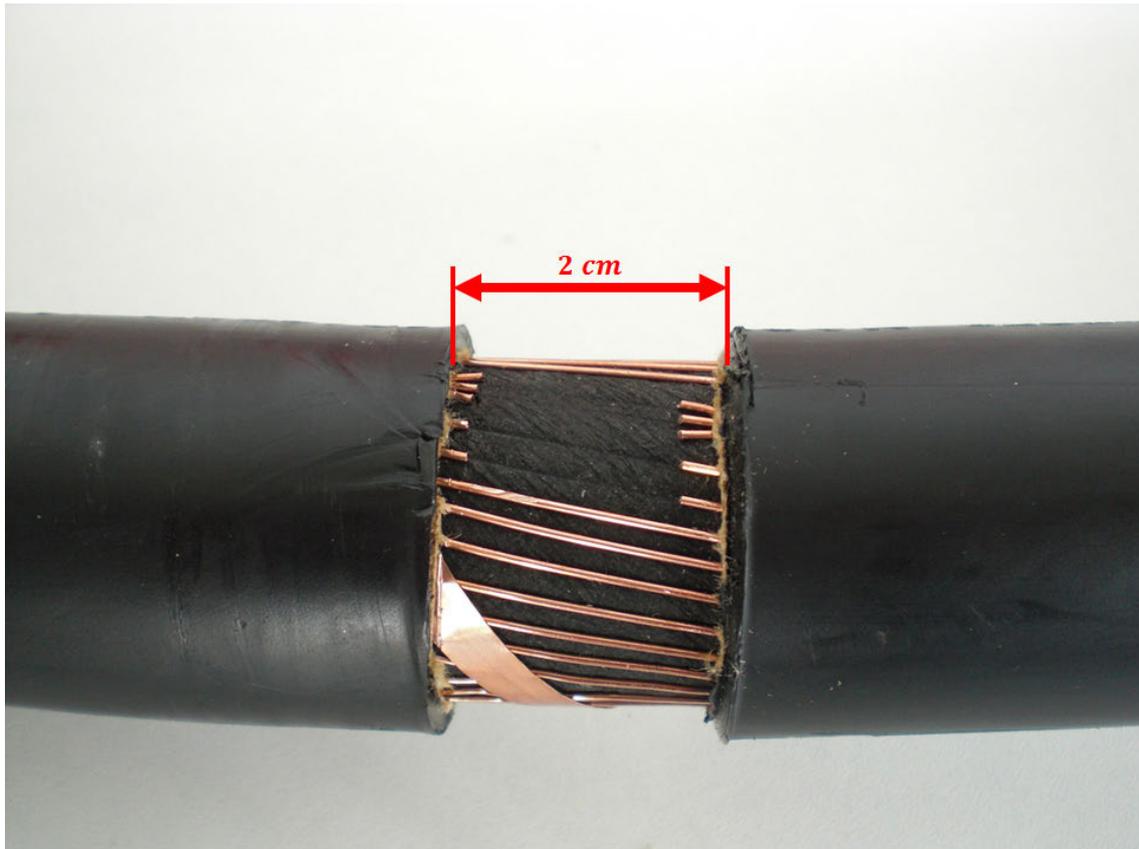


Abbildung 10-7: Lokale Fehlstelle; Durchtrennen von Schirmdrähten



**Abbildung 10-8: Lokale Fehlstelle; Vollständig unterbrochener Schirm eines Kabelstücks**

### 10.3 Anordnungen mit Teilentladungen in den Laboruntersuchungen



Abbildung 10-9: Erste Anordnung ( $C_P = 1$ ); Spitze-Platte-Anordnung



Abbildung 10-10: Zweite Anordnung ( $C_P = 2$ ); Oberflächen-Anordnung



Abbildung 10-11: Dritte Anordnung ( $C_P = 3$ ); Kabelprüfling mit einer Kegelbohrung



Abbildung 10-12: Vierte Anordnung ( $C_P = 4$ ); Kabelprüfling mit Schaden an der äußeren Leitschicht, am leitfähigen Band und am Schirm



**Abbildung 10-13: Fünfte Anordnung ( $C_p = 5$ ); Kabelprüfling mit Resten der äußeren Leitschicht unter einem Endverschluss (fehlerhafte Montage des Endverschlusses)**



**Abbildung 10-14: Sechste Anordnung ( $C_p = 6$ ); Kabelprüfling, dessen Endverschluss einseitig entfernt wurde**

## 10.4 TE-Pattern der Anordnungen mit Teilentladungen

In den folgenden TE-Pattern wird die Ladung  $q$  eines TE-Impulses in Abhängigkeit von der Phasenlage der Prüfspannung  $U_p$ , bei der ein TE-Impuls zündet bzw. aufgezeichnet wird, dargestellt [12]. Wenn mehrere TE-Impulse mit gleicher Ladung und Phasenlage aufgezeichnet werden, werden die Bereiche in den TE-Pattern farblich hervorgehoben.

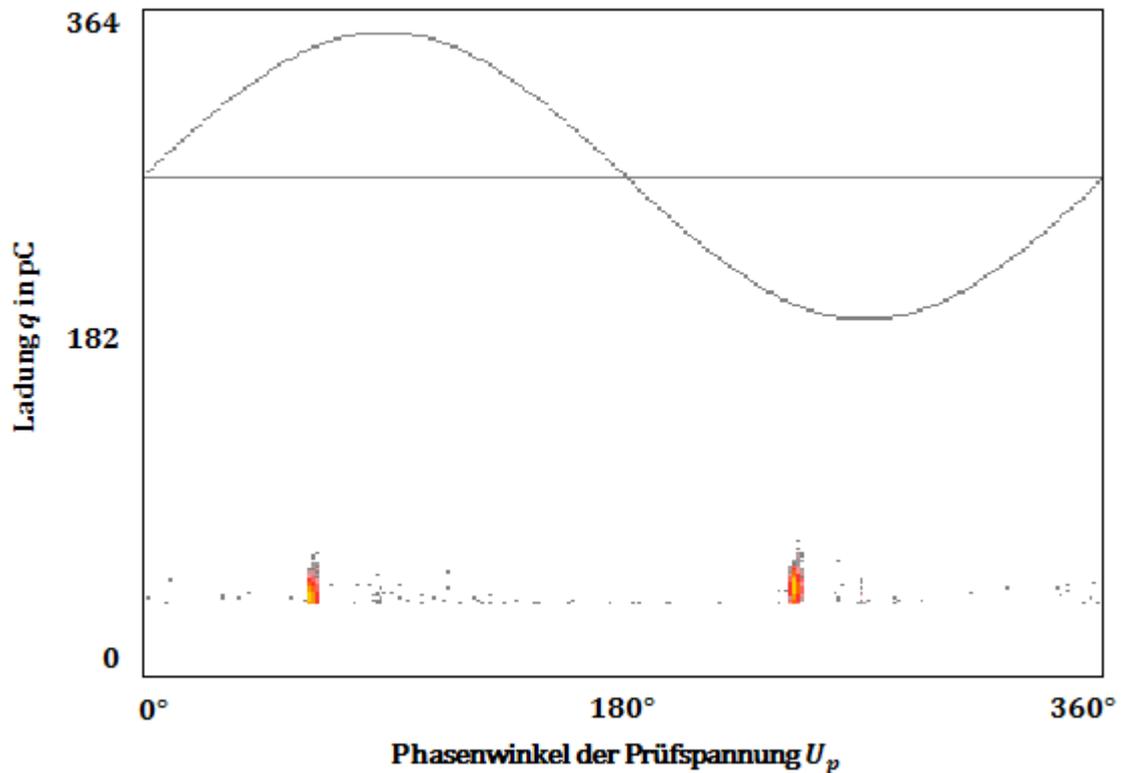


Abbildung 10-15: TE-Pattern der ersten Anordnung ( $C_p = 1$ ; Spitze-Platte-Anordnung) bei einer Prüfspannung von  $U_p = 2 \text{ kV}$

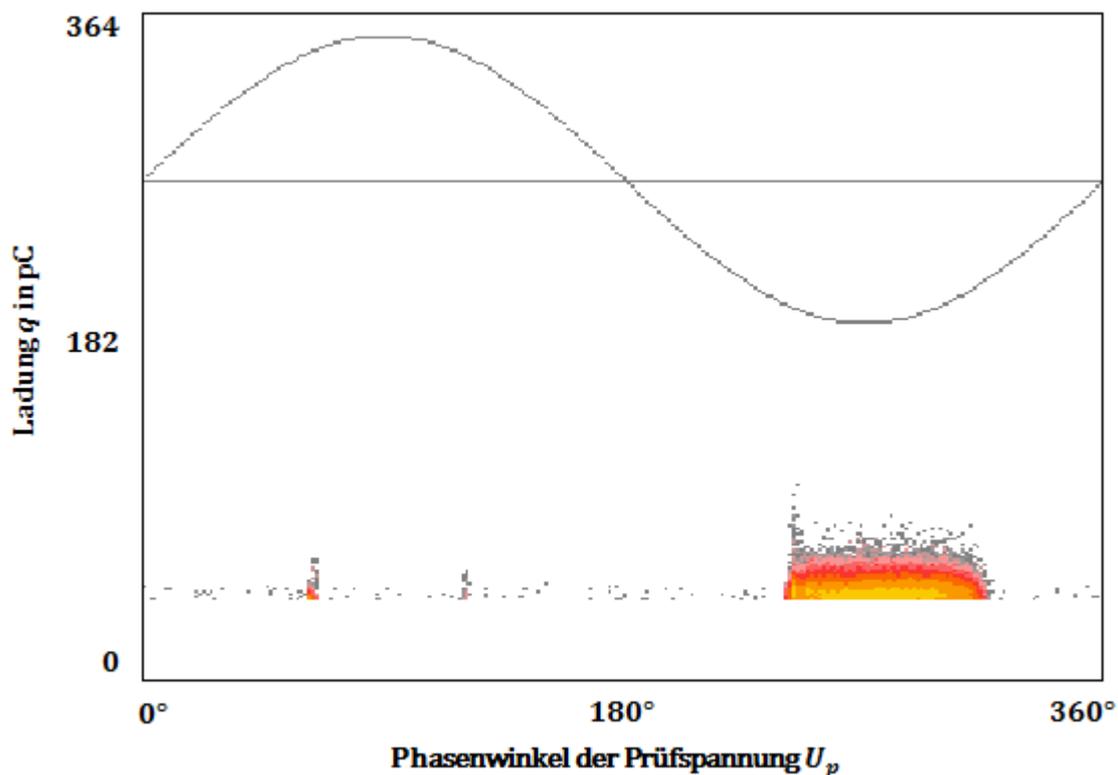


Abbildung 10-16: TE-Pattern der ersten Anordnung ( $C_p = 1$ ; Spitze-Platte-Anordnung) bei einer Prüfspannung von  $U_p = 4 \text{ kV}$

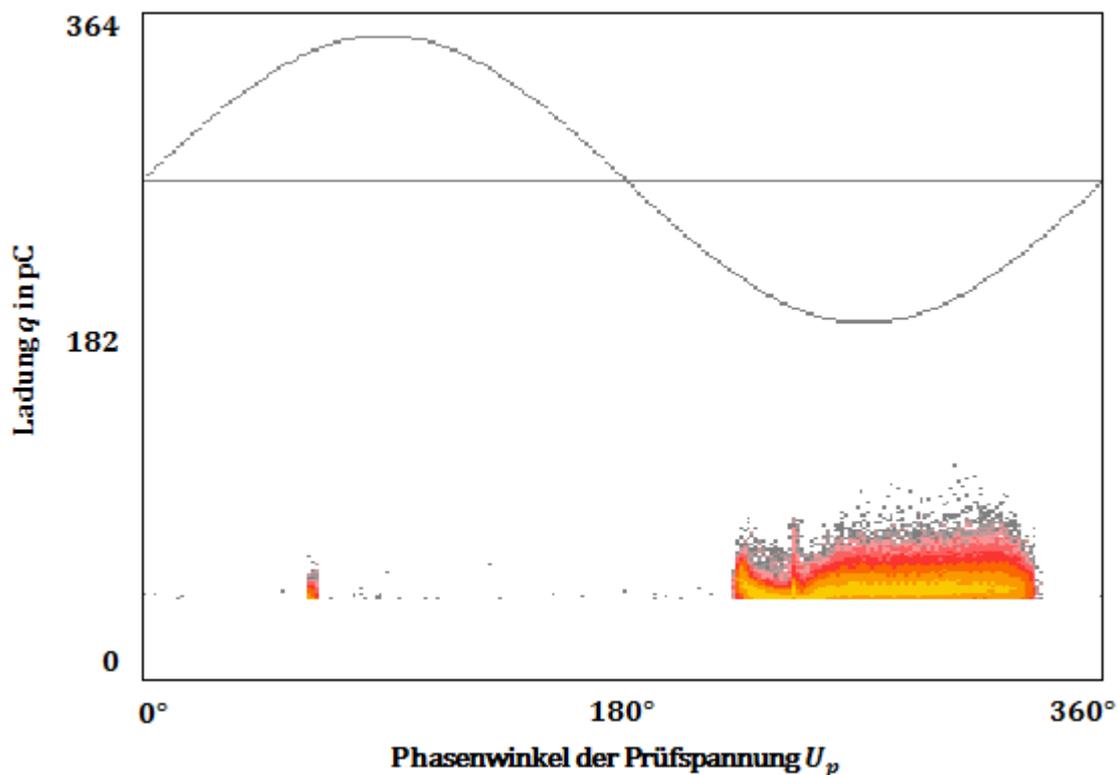


Abbildung 10-17: TE-Pattern der ersten Anordnung ( $C_p = 1$ ; Spitze-Platte-Anordnung) bei einer Prüfspannung von  $U_p = 6 \text{ kV}$

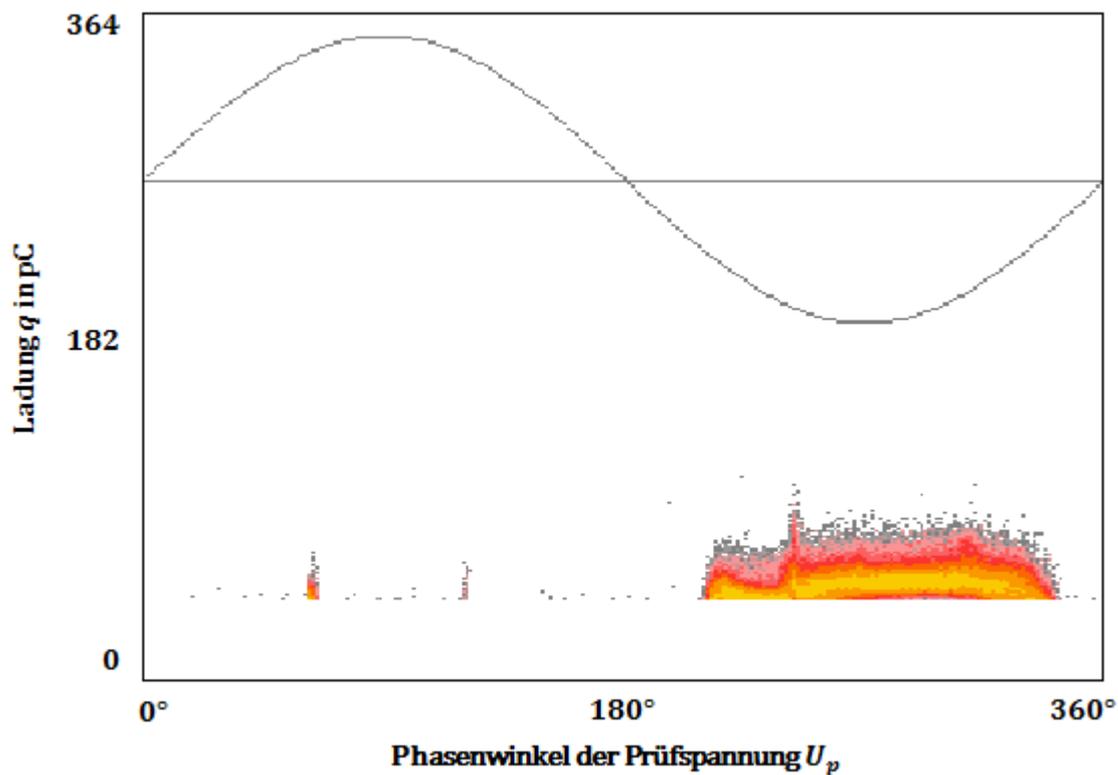


Abbildung 10-18: TE-Pattern der ersten Anordnung ( $C_p = 1$ ; Spitze-Platte-Anordnung) bei einer Prüfspannung von  $U_p = 8 \text{ kV}$

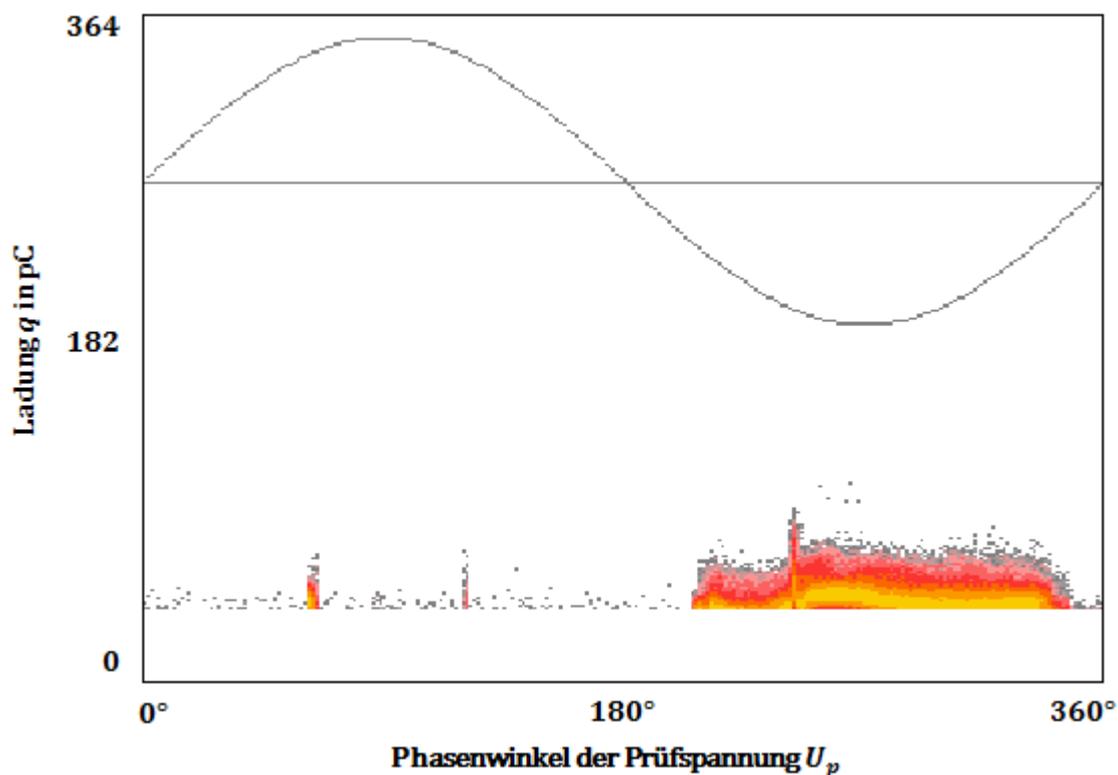


Abbildung 10-19: TE-Pattern der ersten Anordnung ( $C_p = 1$ ; Spitze-Platte-Anordnung) bei einer Prüfspannung von  $U_p = 10 \text{ kV}$

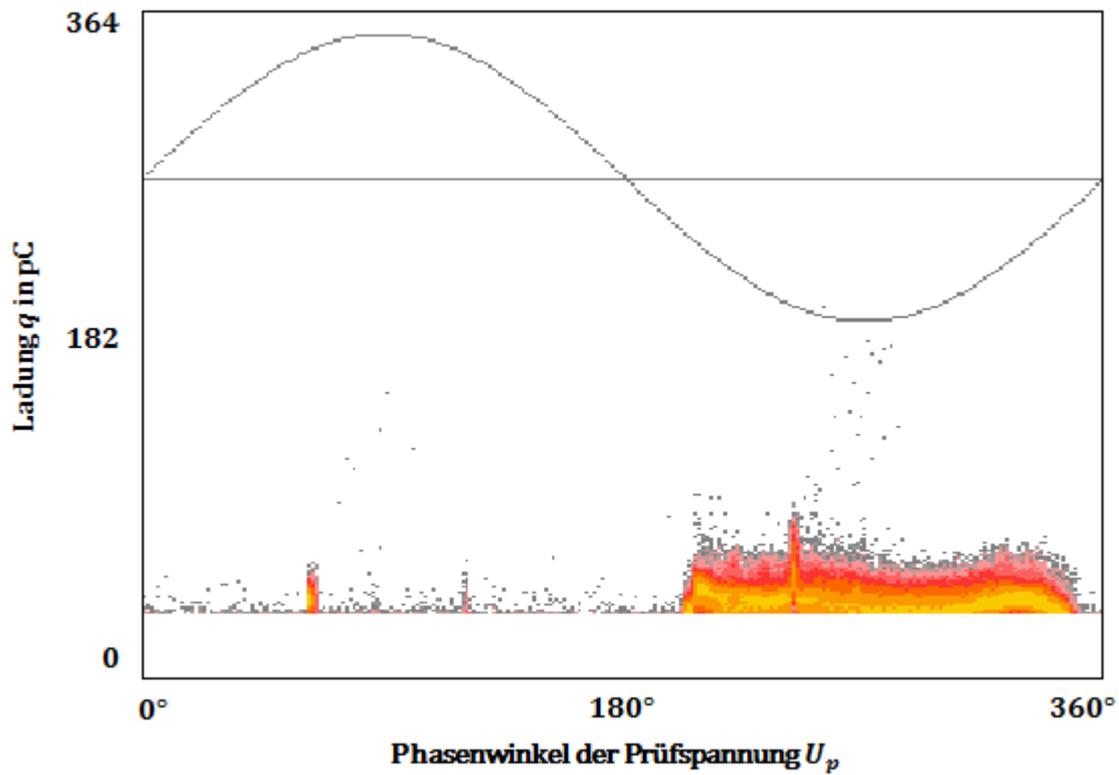


Abbildung 10-20: TE-Pattern der ersten Anordnung ( $C_p = 1$ ; Spitze-Platte-Anordnung) bei einer Prüfspannung von  $U_p = 12 \text{ kV}$

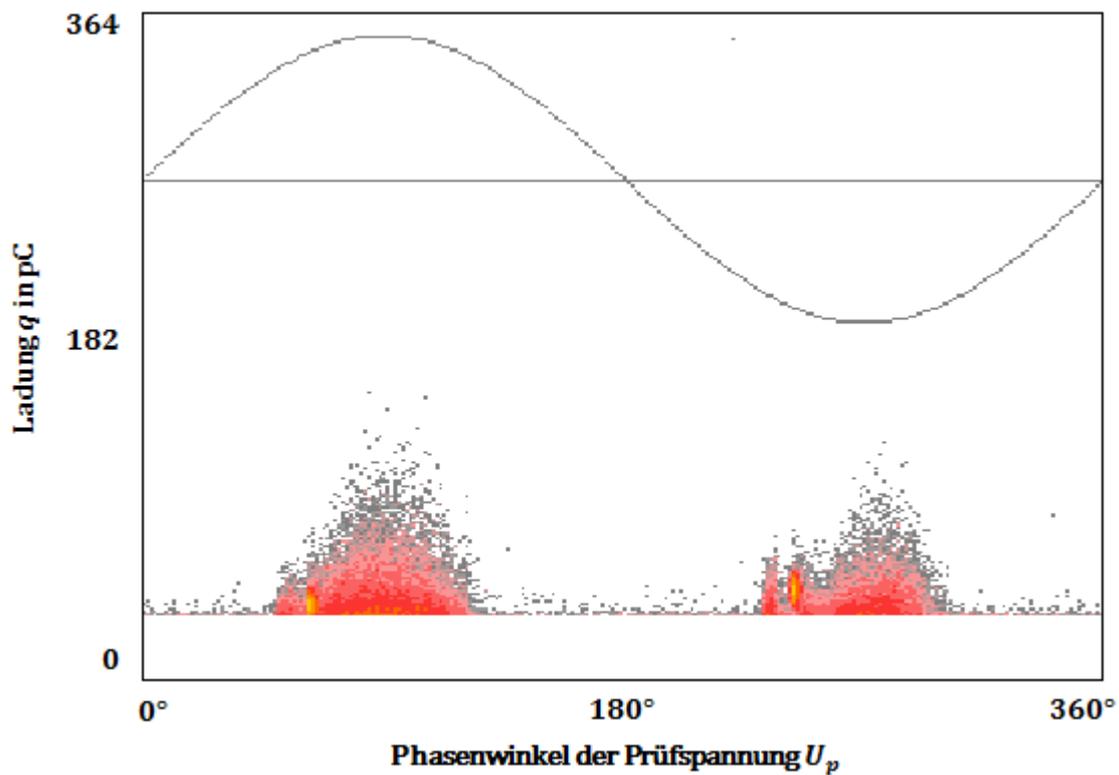


Abbildung 10-21: TE-Pattern der zweiten Anordnung ( $C_p = 2$ ; Oberflächen-Anordnung) bei einer Prüfspannung von  $U_p = 2 \text{ kV}$

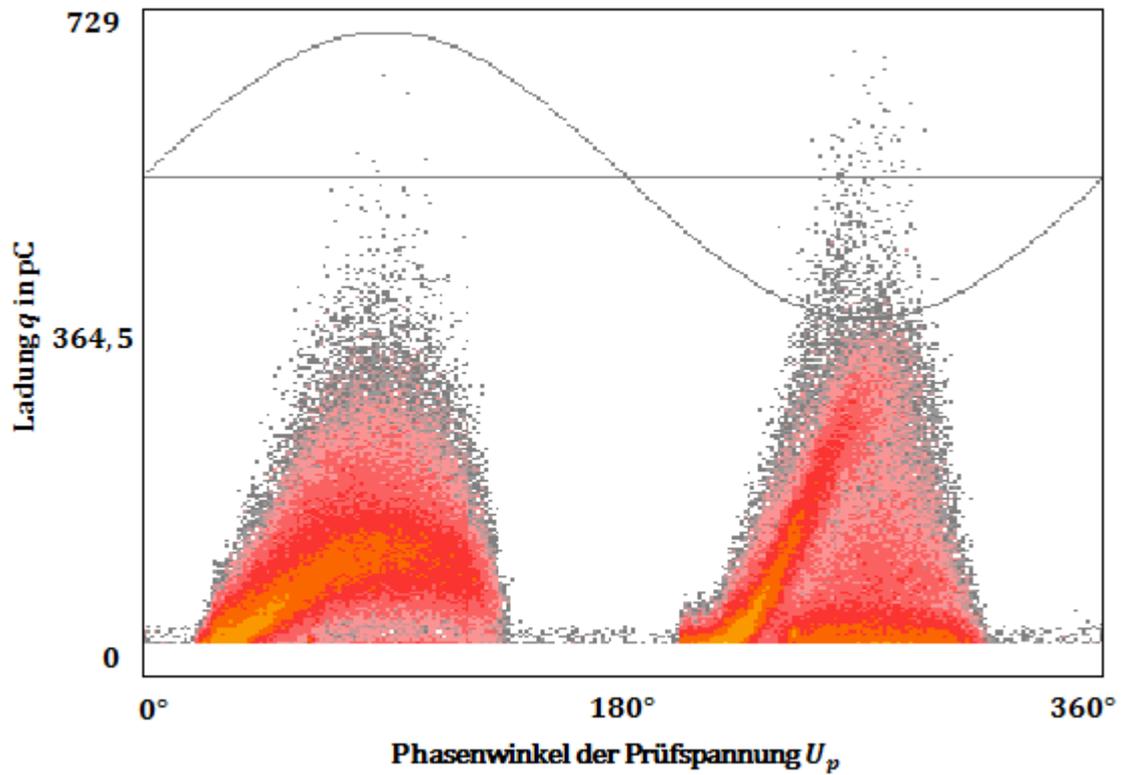


Abbildung 10-22: TE-Pattern der zweiten Anordnung ( $C_p = 2$ ; Oberflächen-Anordnung) bei einer Prüfspannung von  $U_p = 4 \text{ kV}$

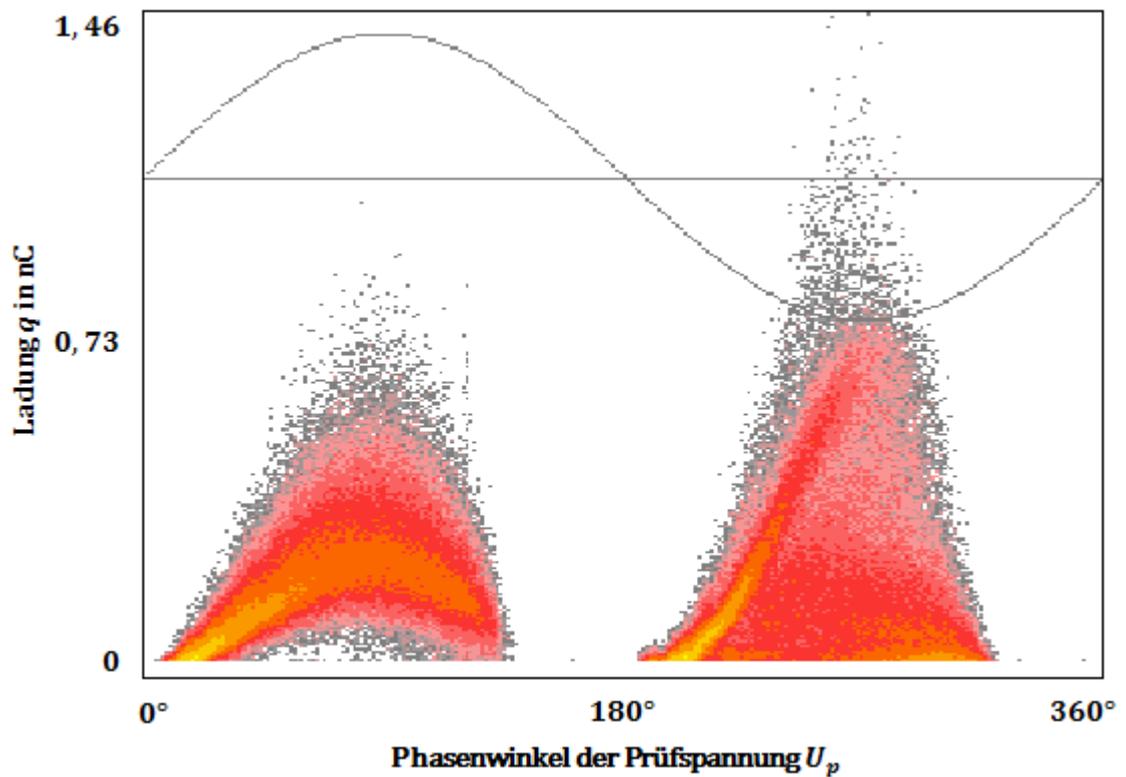


Abbildung 10-23: TE-Pattern der zweiten Anordnung ( $C_p = 2$ ; Oberflächen-Anordnung) bei einer Prüfspannung von  $U_p = 6 \text{ kV}$

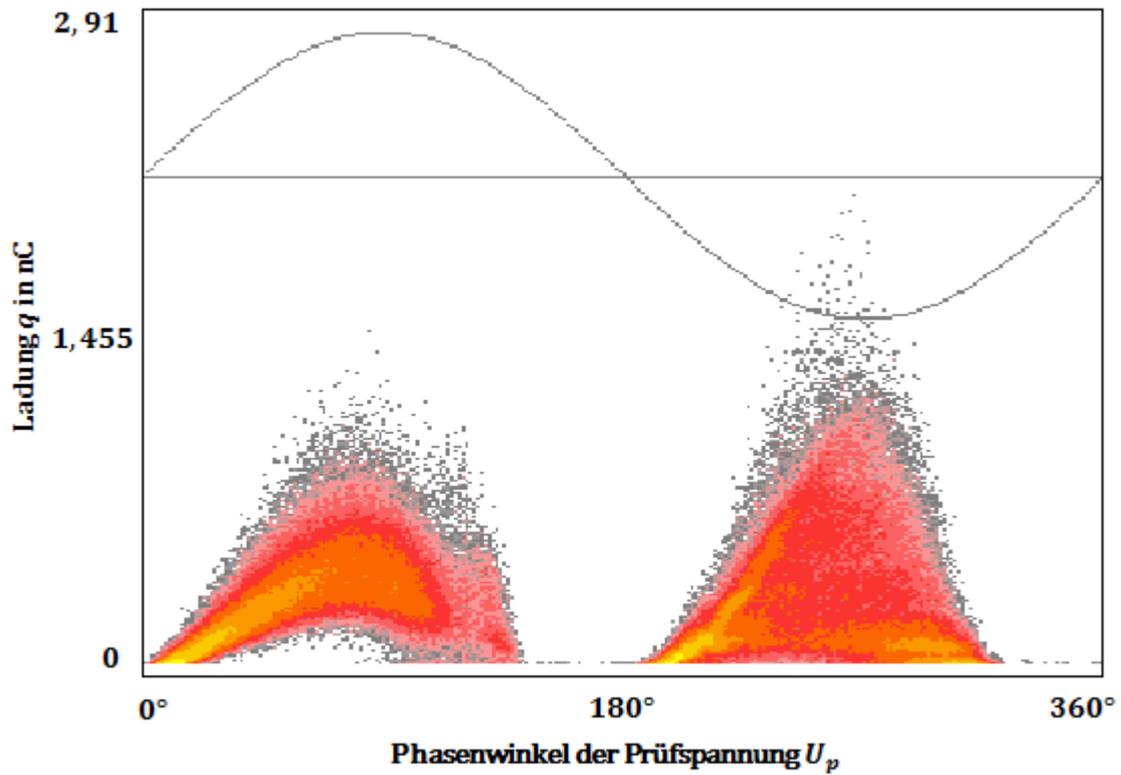


Abbildung 10-24: TE-Pattern der zweiten Anordnung ( $C_p = 2$ ; Oberflächen-Anordnung) bei einer Prüfspannung von  $U_p = 8 \text{ kV}$

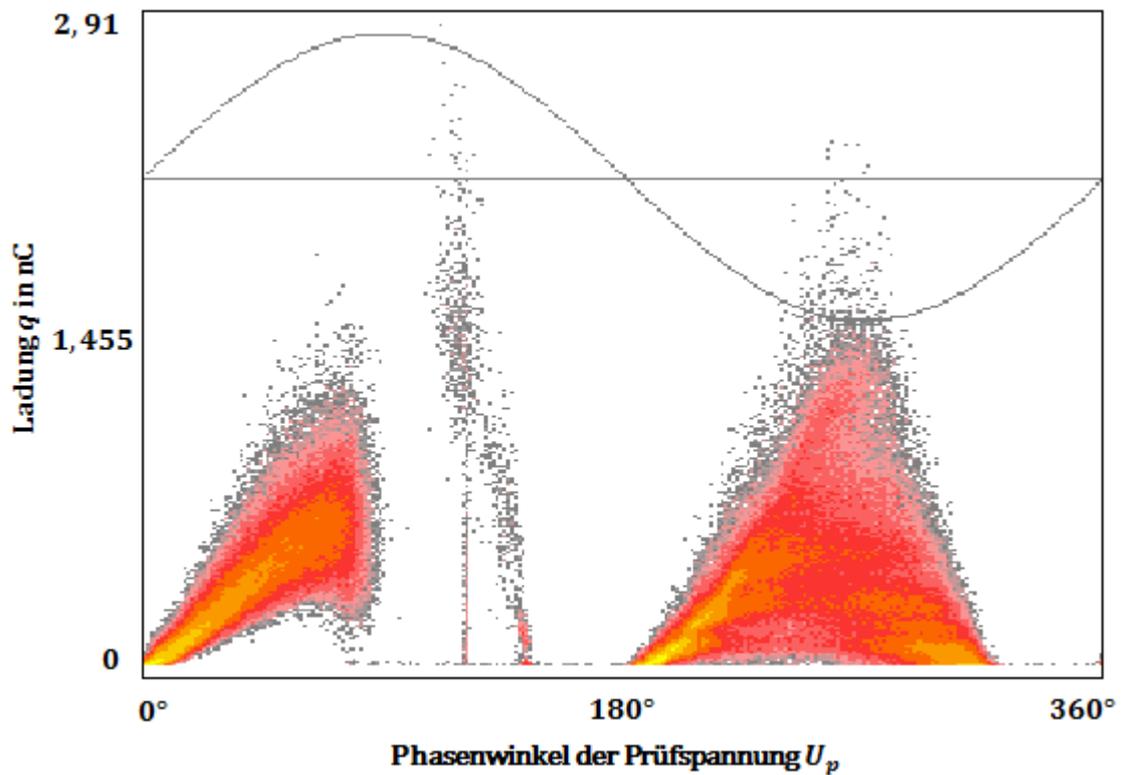


Abbildung 10-25: TE-Pattern der zweiten Anordnung ( $C_p = 2$ ; Oberflächen-Anordnung) bei einer Prüfspannung von  $U_p = 10 \text{ kV}$

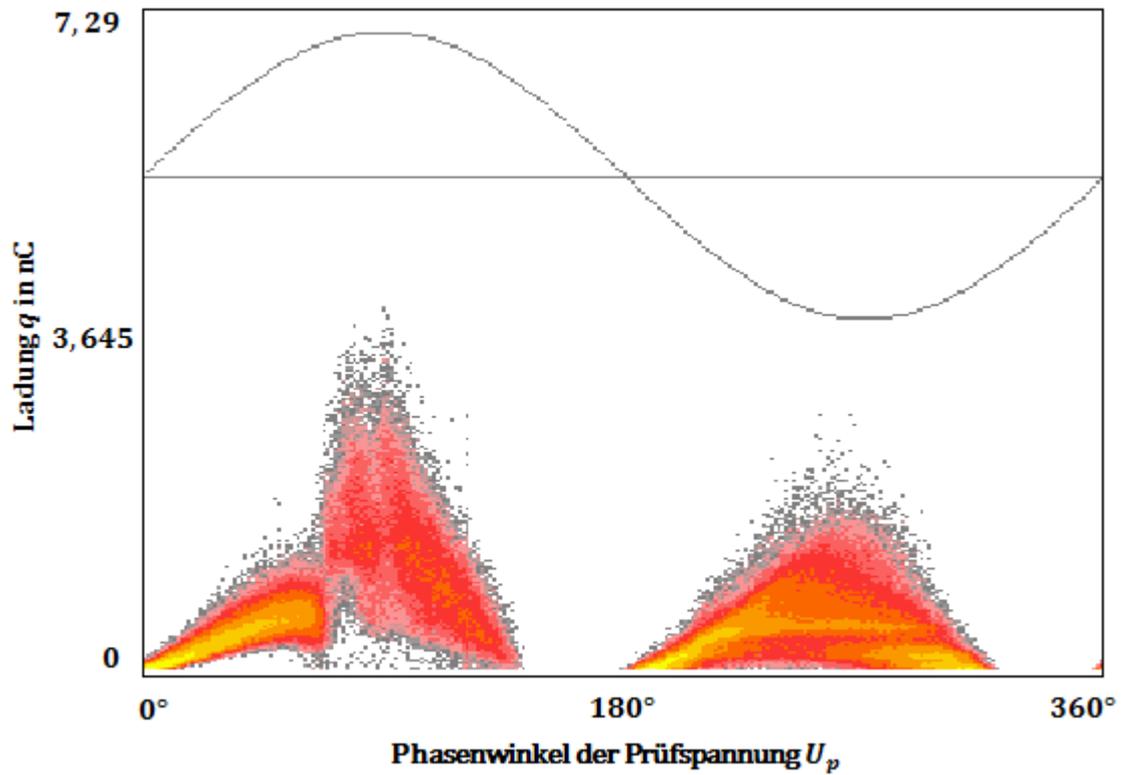


Abbildung 10-26: TE-Pattern der zweiten Anordnung ( $C_p = 2$ ; Oberflächen-Anordnung) bei einer Prüfspannung von  $U_p = 12 \text{ kV}$

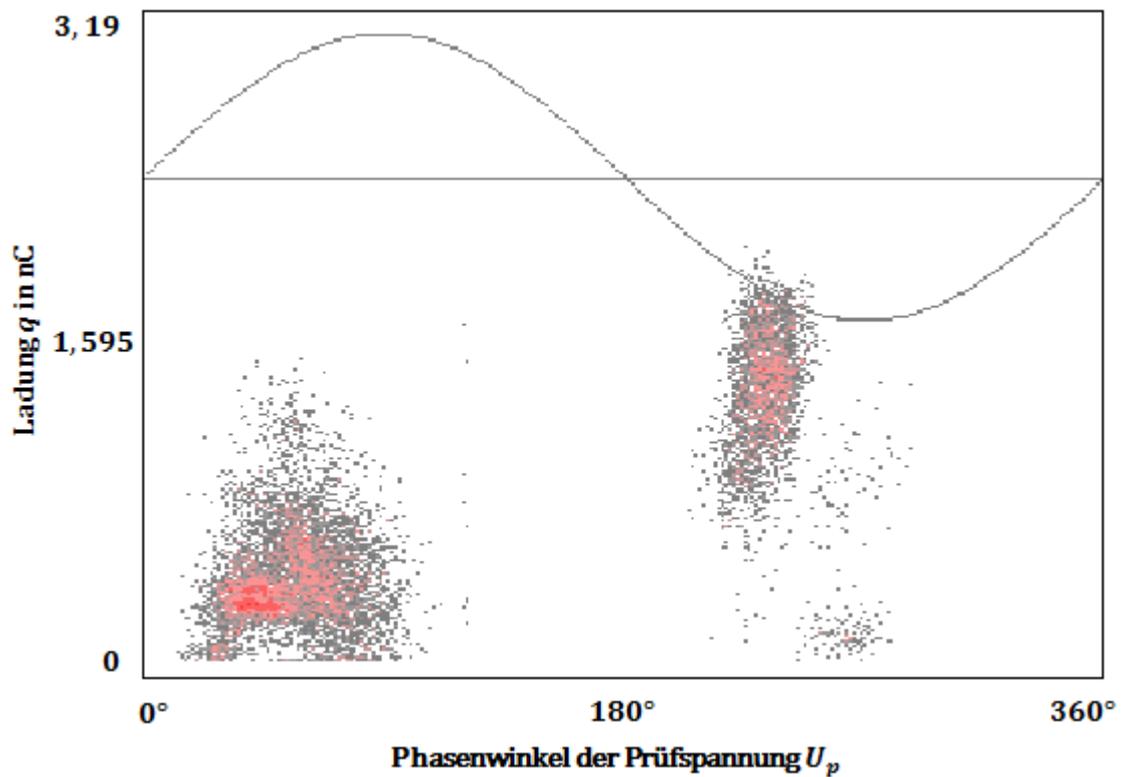


Abbildung 10-27: TE-Pattern der dritten Anordnung ( $C_p = 3$ ; Kabelprüfling mit einer Kegelbohrung) bei einer Prüfspannung von  $U_p = 8 \text{ kV}$

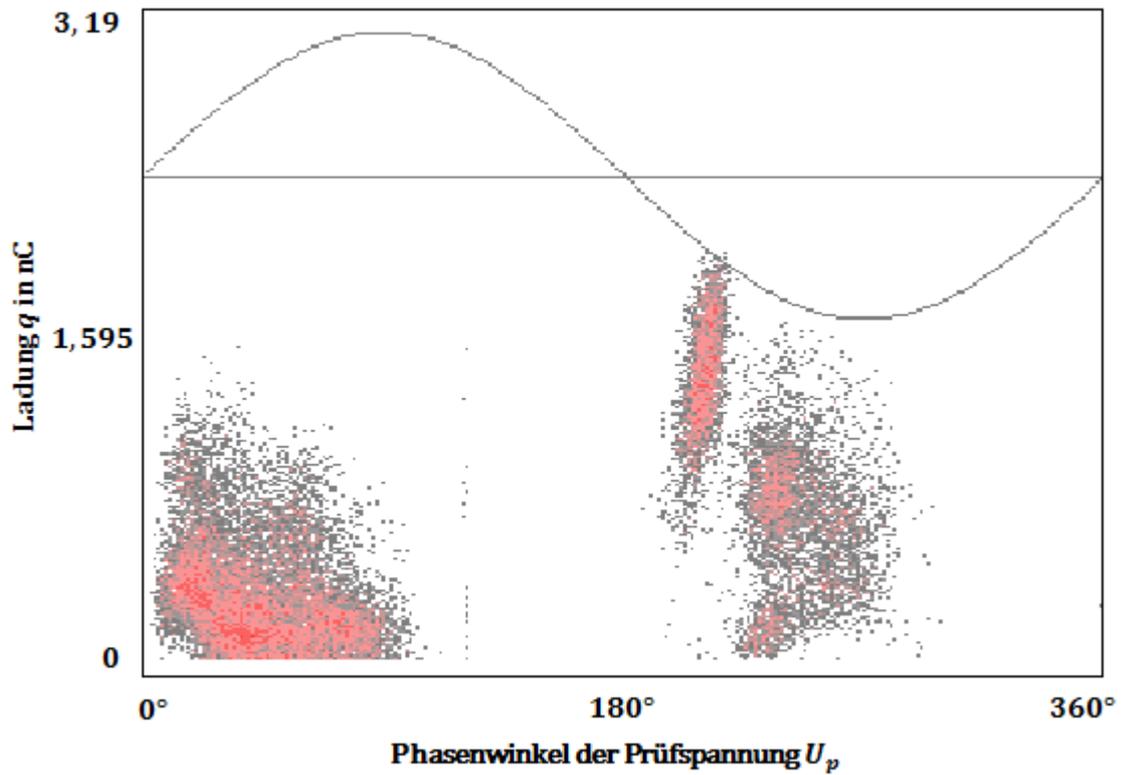


Abbildung 10-28: TE-Pattern der dritten Anordnung ( $C_p = 3$ ; Kabelprüfling mit einer Kegelbohrung) bei einer Prüfspannung von  $U_p = 10 \text{ kV}$

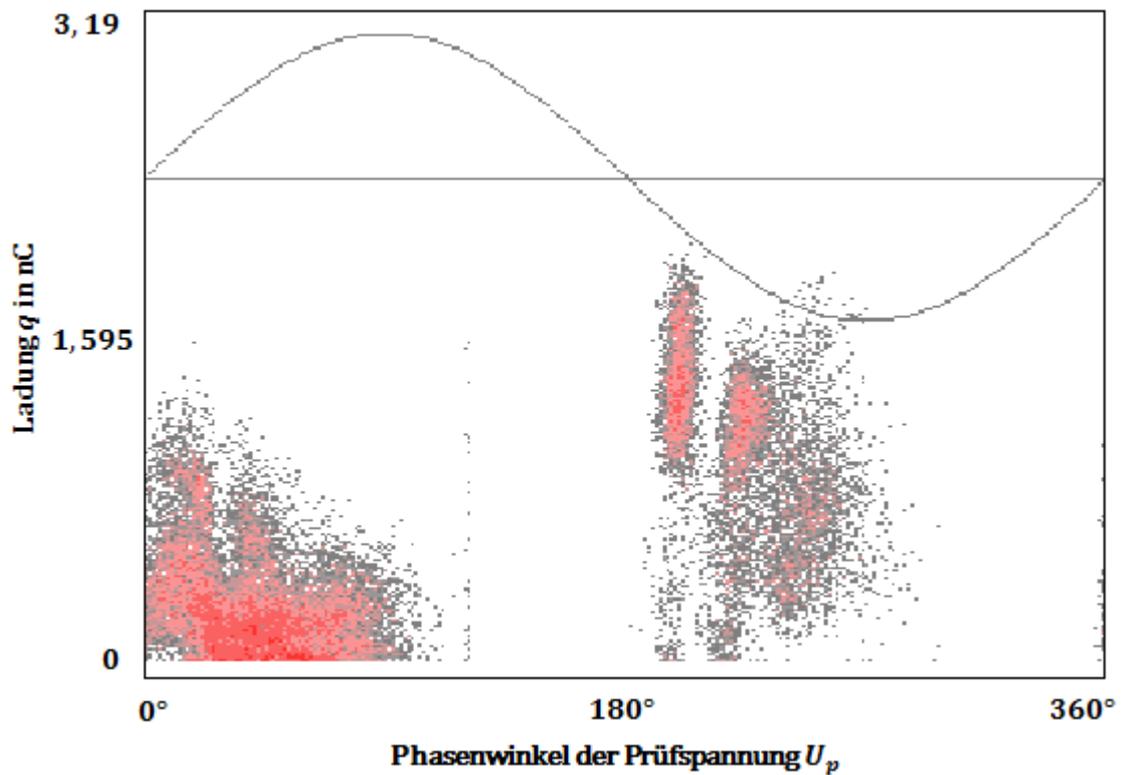


Abbildung 10-29: TE-Pattern der dritten Anordnung ( $C_p = 3$ ; Kabelprüfling mit einer Kegelbohrung) bei einer Prüfspannung von  $U_p = 12 \text{ kV}$

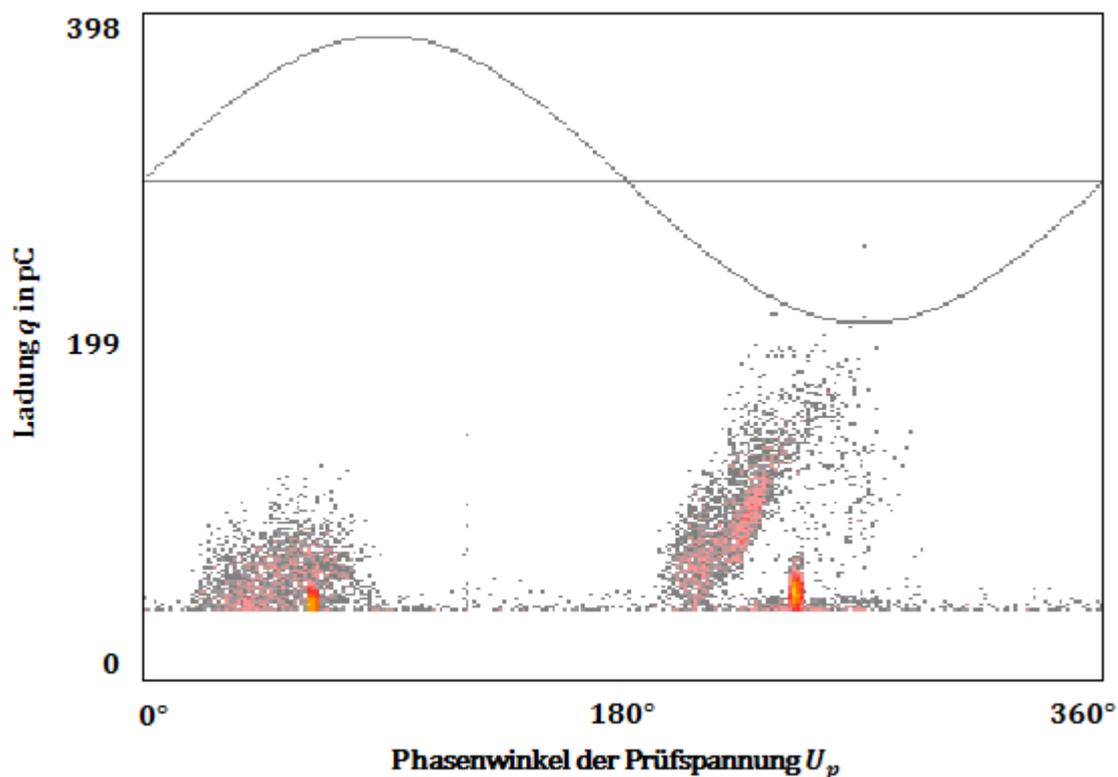


Abbildung 10-30: TE-Pattern der vierten Anordnung ( $C_p = 4$ ; Kabelprüfling mit Schaden an der äußeren Leitschicht, am leitfähigen Band und am Schirm) bei einer Prüfspannung von  $U_p = 8 \text{ kV}$

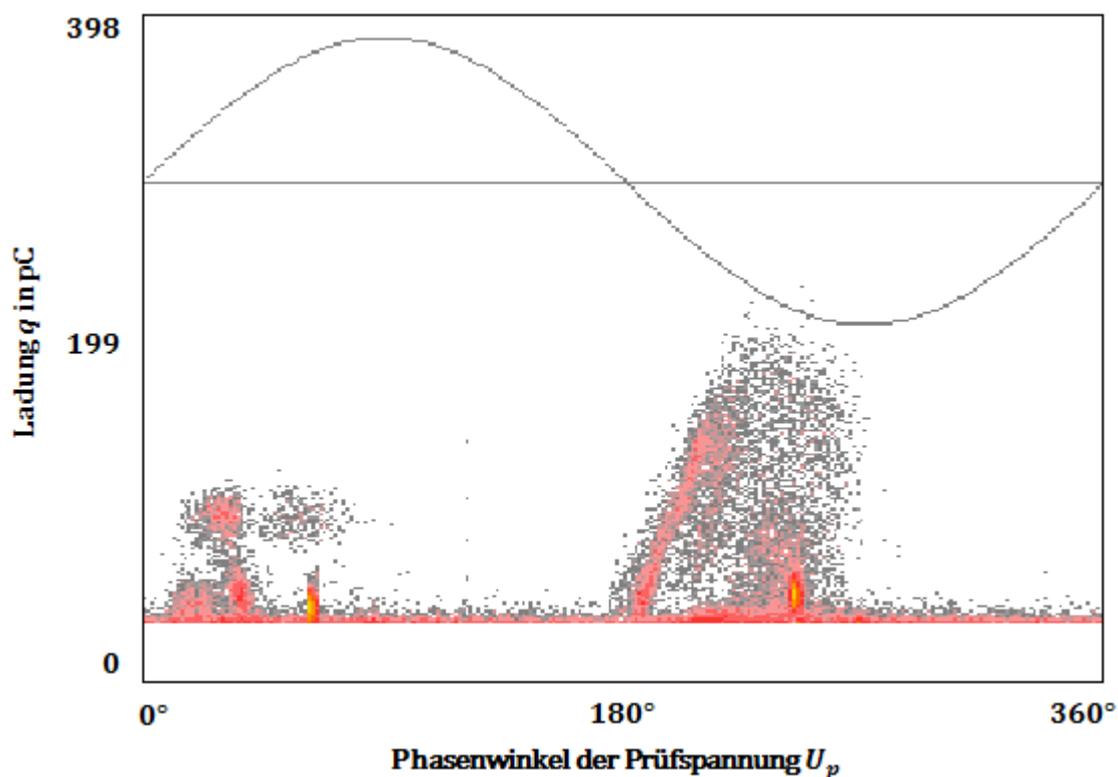


Abbildung 10-31: TE-Pattern der vierten Anordnung ( $C_p = 4$ ; Kabelprüfling mit Schaden an der äußeren Leitschicht, am leitfähigen Band und am Schirm) bei einer Prüfspannung von  $U_p = 10 \text{ kV}$

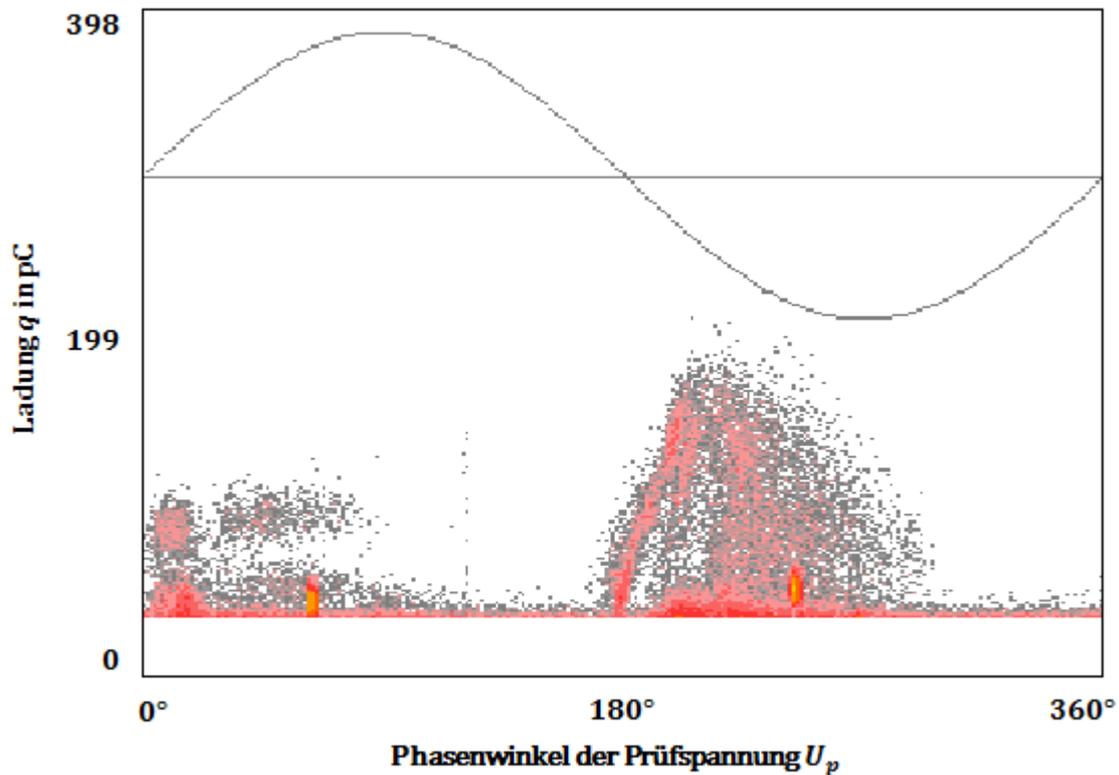


Abbildung 10-32: TE-Pattern der vierten Anordnung ( $C_p = 4$ ; Kabelprüfling mit Schaden an der äußeren Leitschicht, am leitfähigen Band und am Schirm) bei einer Prüfspannung von  $U_p = 12 \text{ kV}$

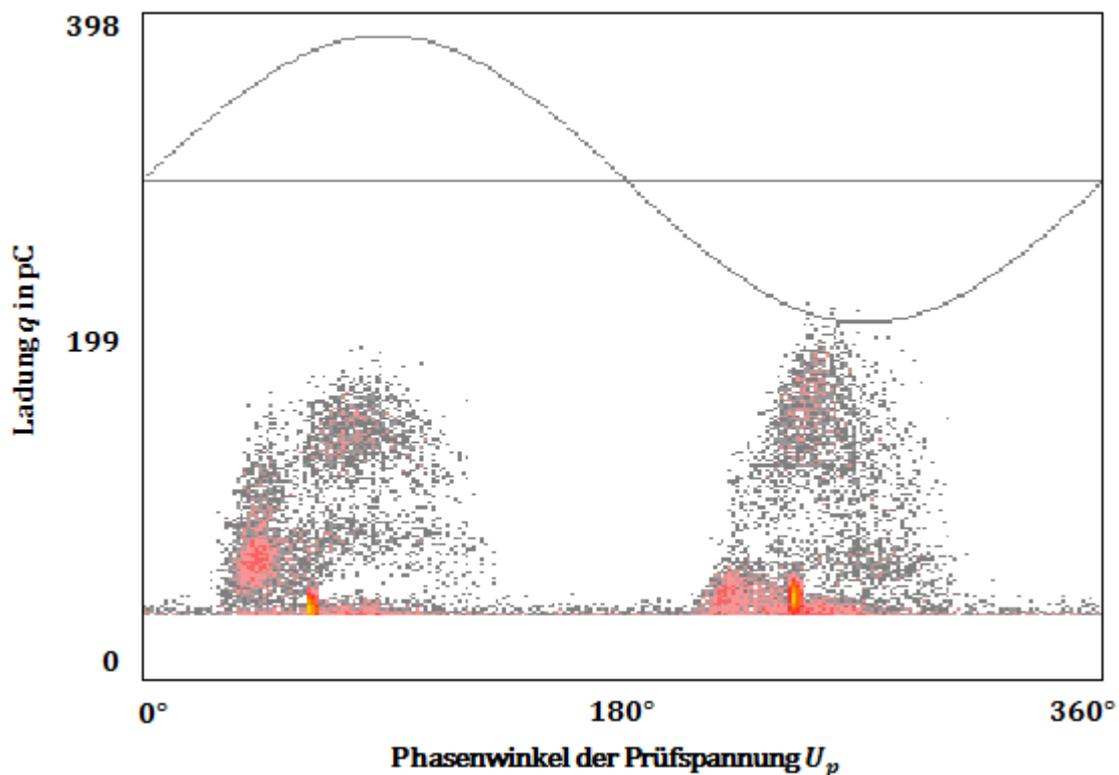


Abbildung 10-33: TE-Pattern der fünften Anordnung ( $C_p = 5$ ; Kabelprüfling mit Resten der äußeren Leitschicht unter einem Endverschluss) bei einer Prüfspannung von  $U_p = 12 \text{ kV}$

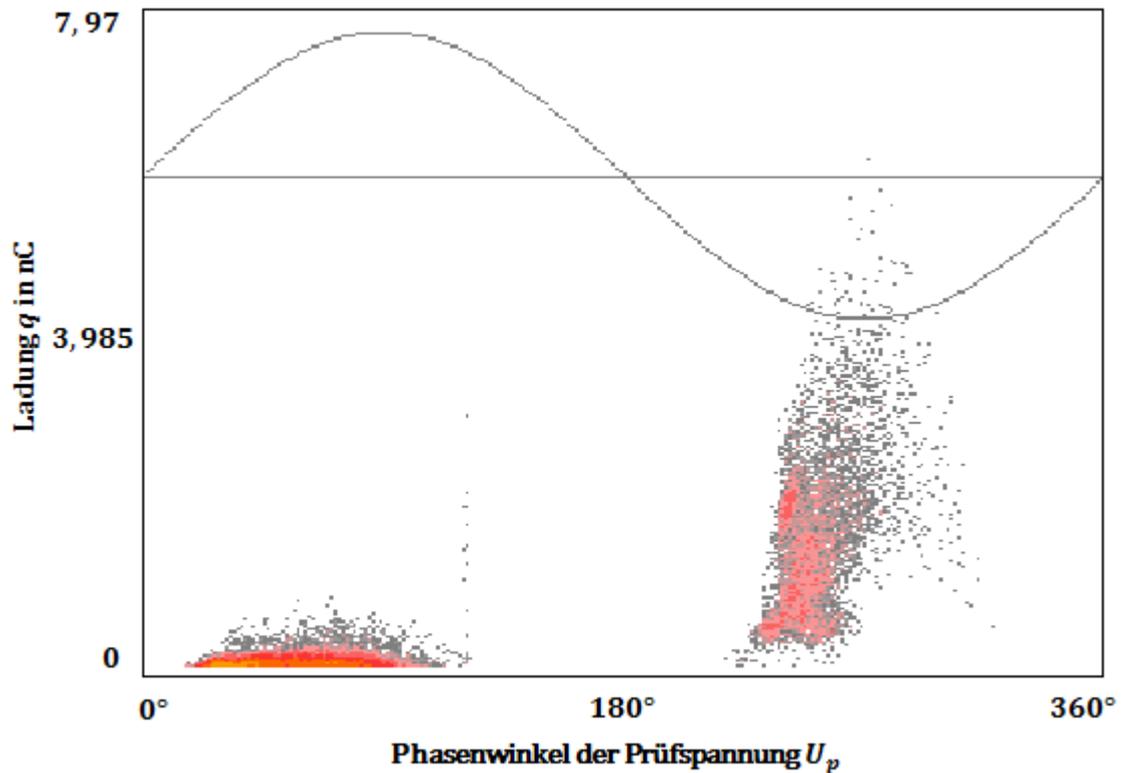


Abbildung 10-34: TE-Pattern der sechsten Anordnung ( $C_p = 6$ ; Kabelprüfling, dessen Endverschluss einseitig entfernt wurde) bei einer Prüfspannung von  $U_p = 8 \text{ kV}$

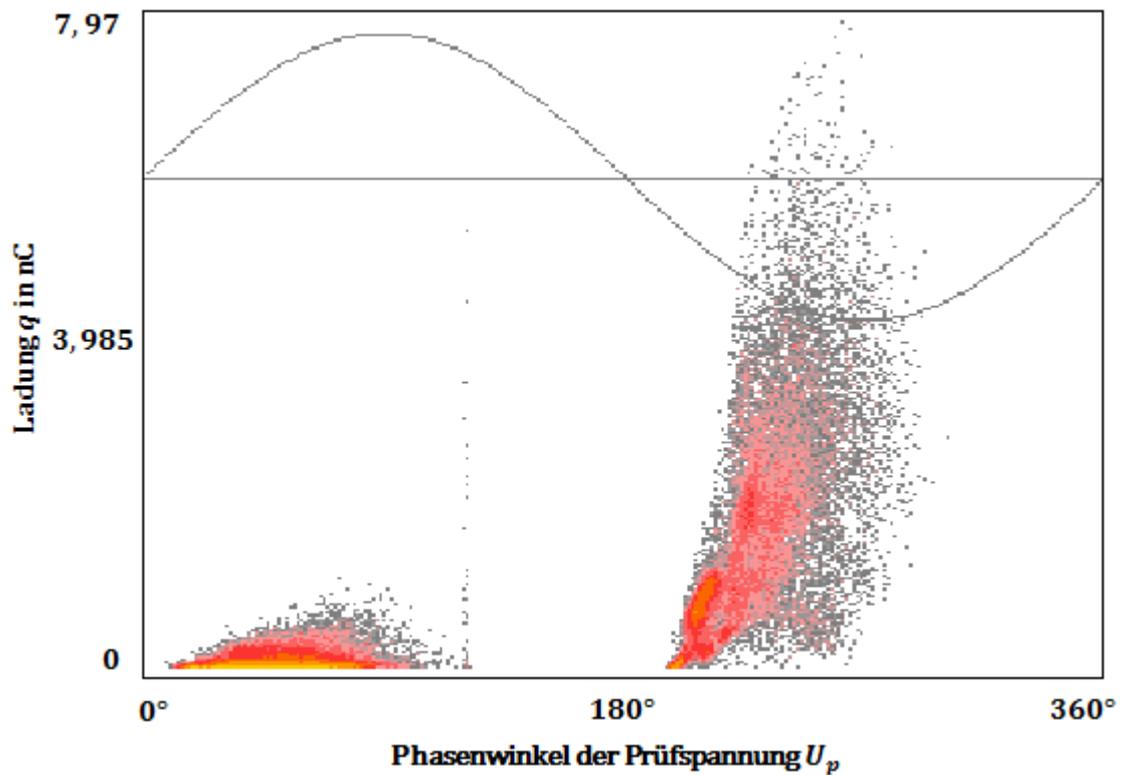


Abbildung 10-35: TE-Pattern der sechsten Anordnung ( $C_p = 6$ ; Kabelprüfling, dessen Endverschluss einseitig entfernt wurde) bei einer Prüfspannung von  $U_p = 10 \text{ kV}$

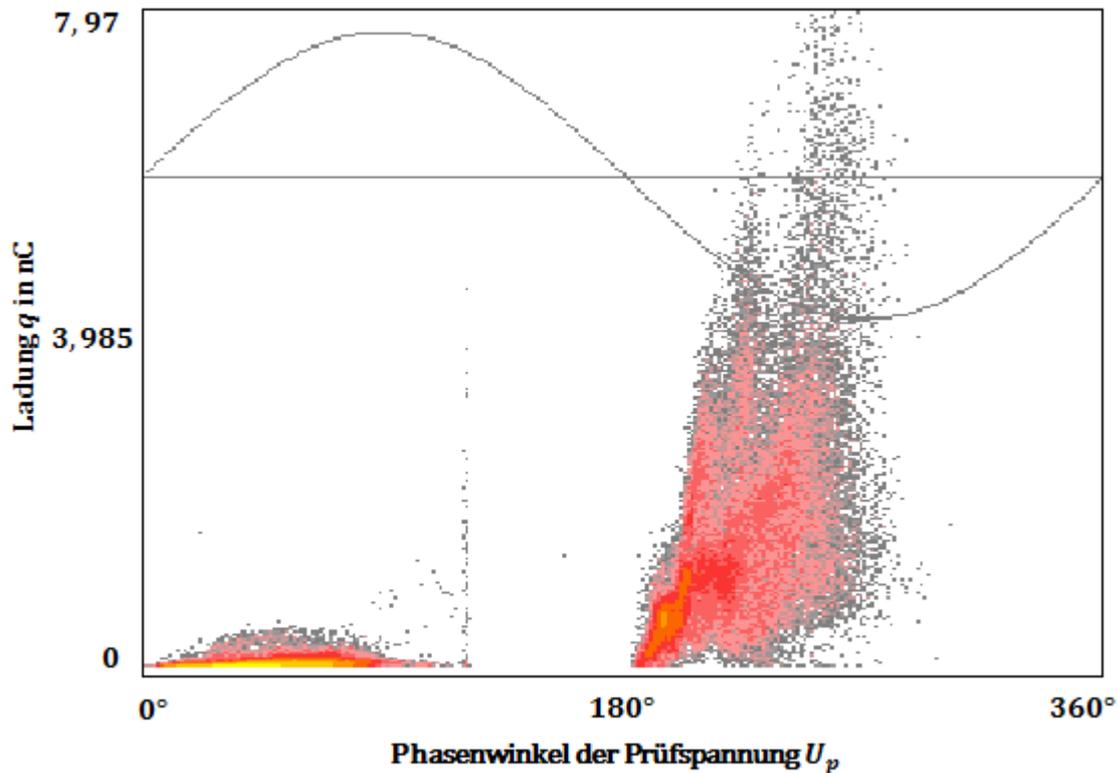


Abbildung 10-36: TE-Pattern der sechsten Anordnung ( $C_p = 6$ ; Kabelprüfling, dessen Endverschluss einseitig entfernt wurde) bei einer Prüfspannung von  $U_p = 12 \text{ kV}$

## 10.5 SNR-Pattern der untersuchten BPL-Verbindungen der NS-Ebene

Das vollständige SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 1$  ist Abbildung 4-3 dargestellt.

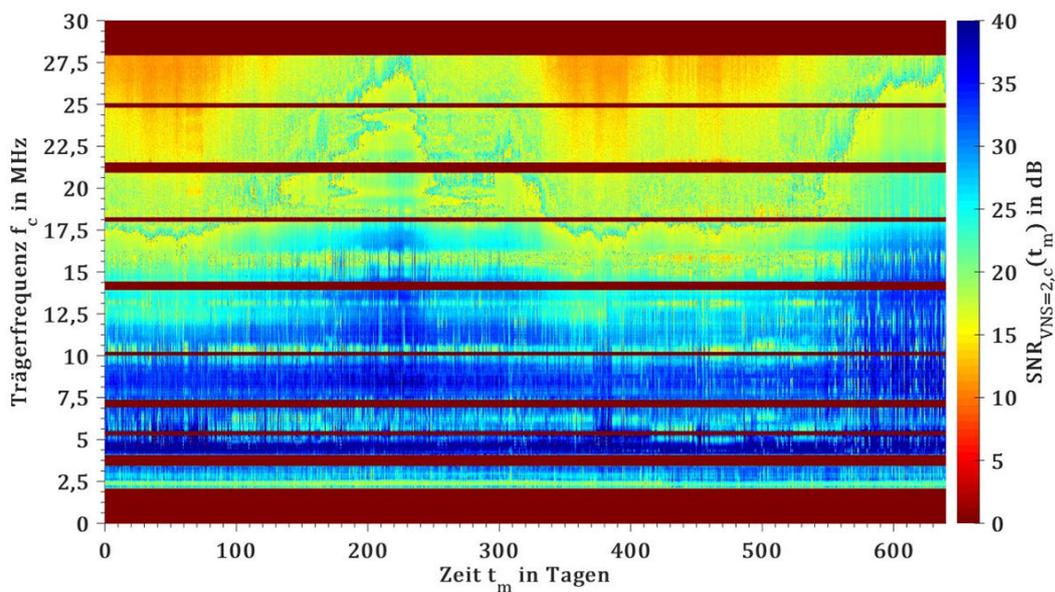
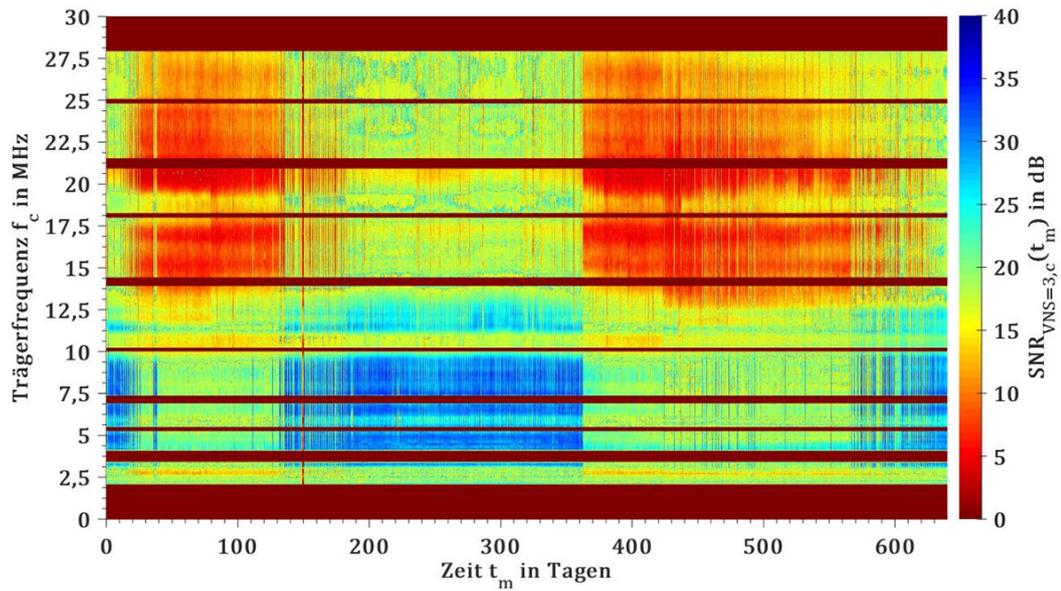
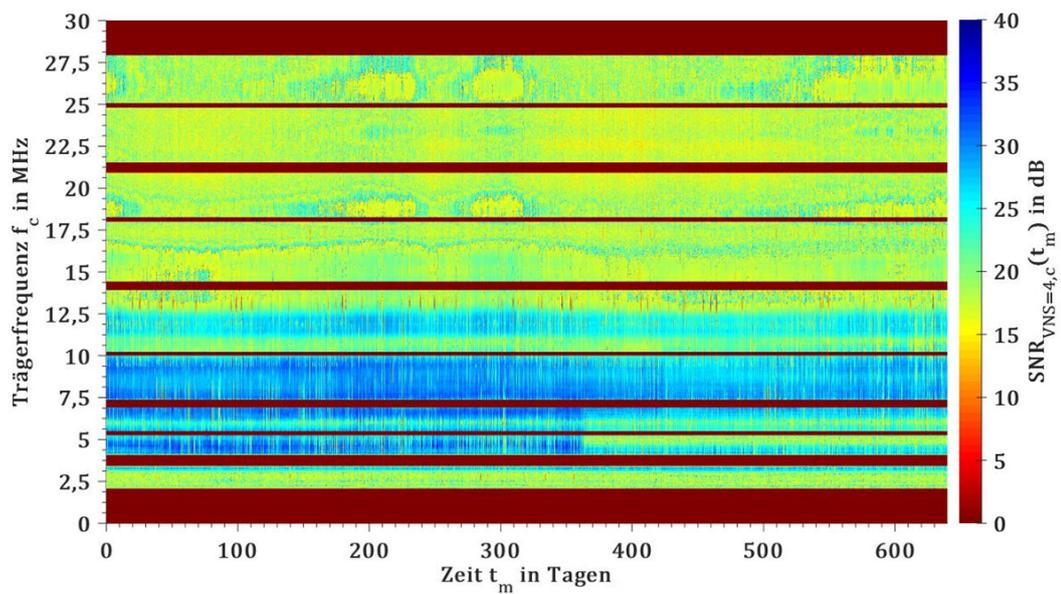
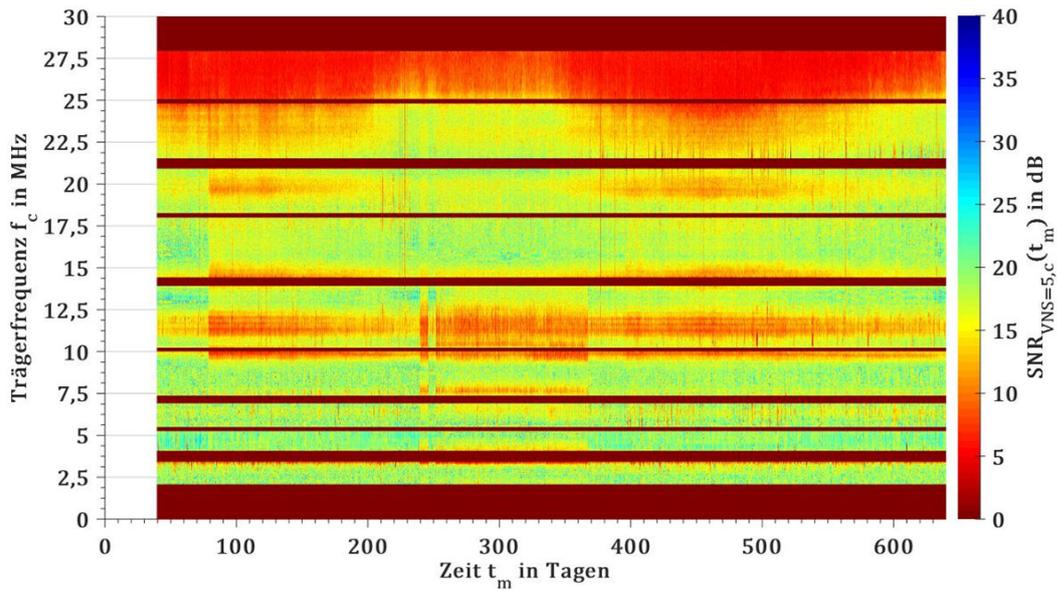
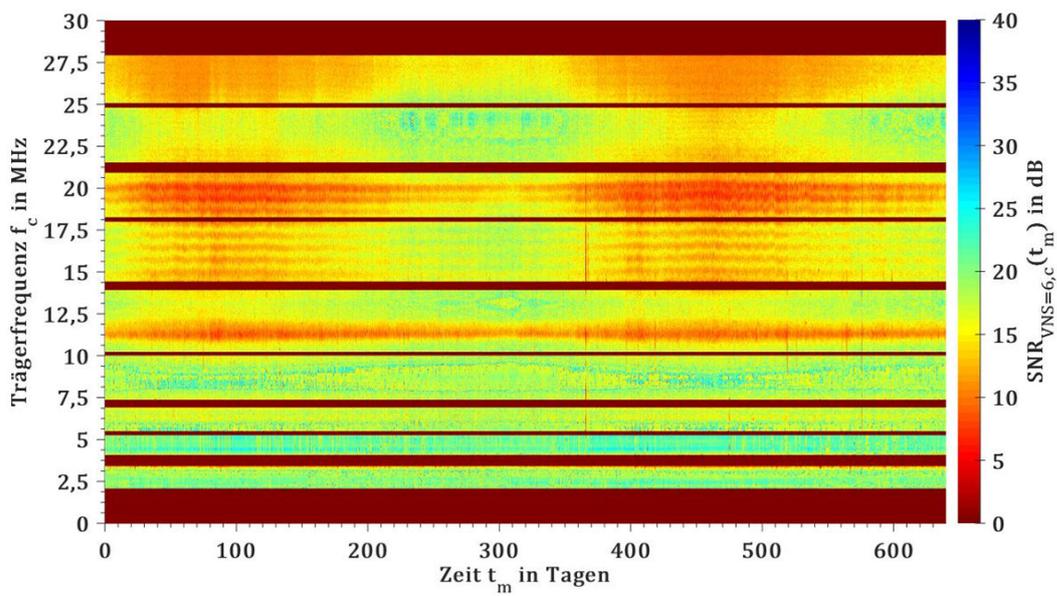


Abbildung 10-37: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 2$

Abbildung 10-38: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 3$ Abbildung 10-39: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 4$

Abbildung 10-40: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 5$ Abbildung 10-41: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 6$

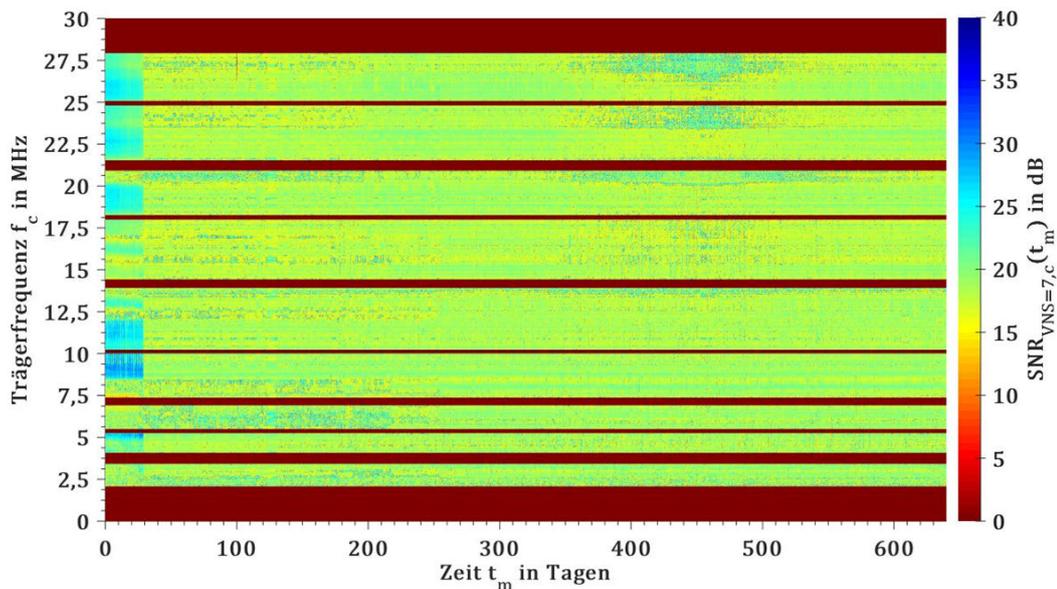


Abbildung 10-42: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 7$

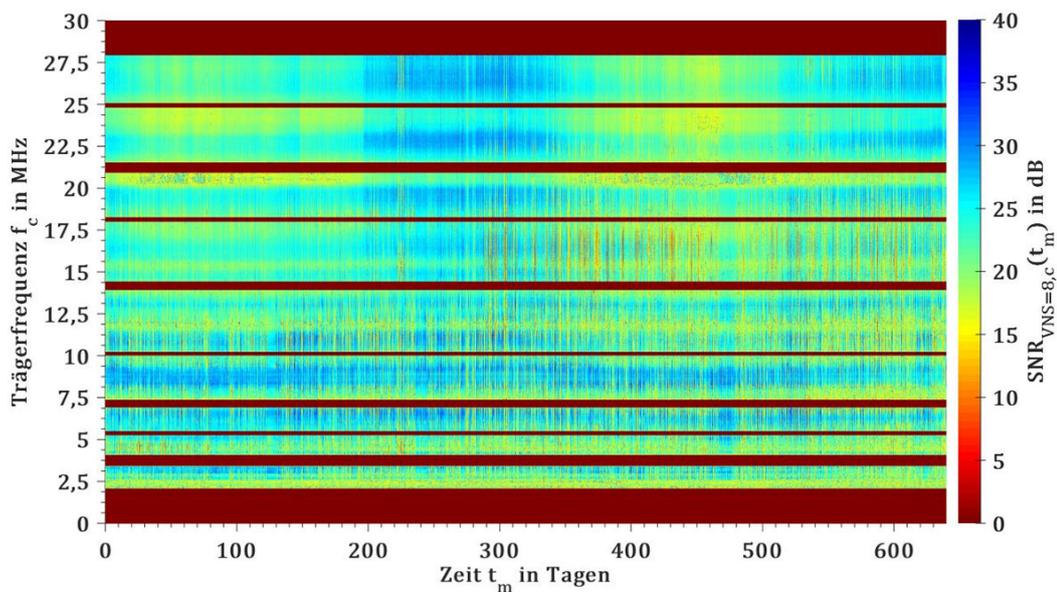
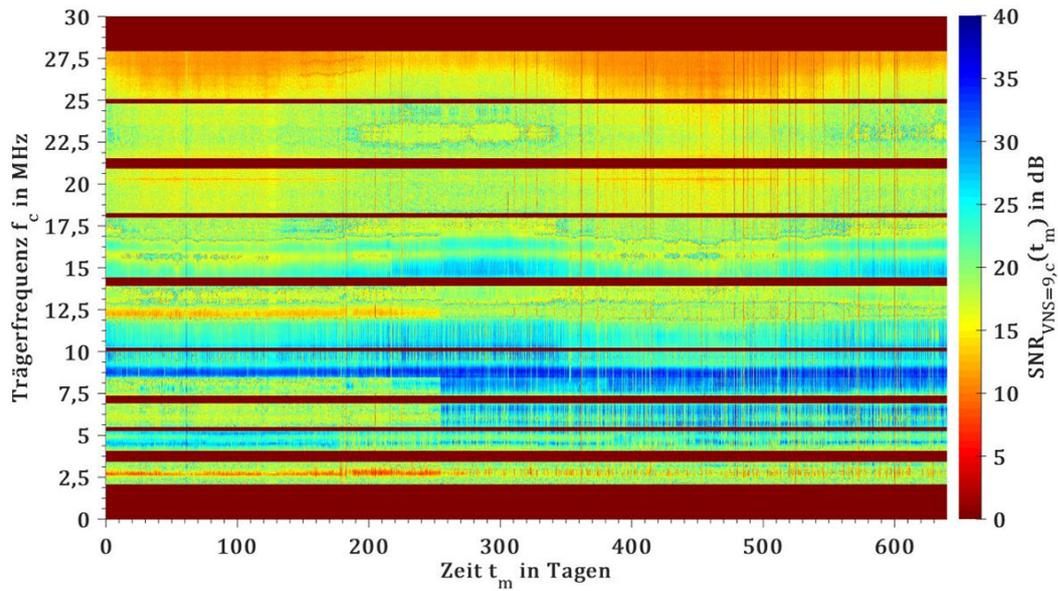
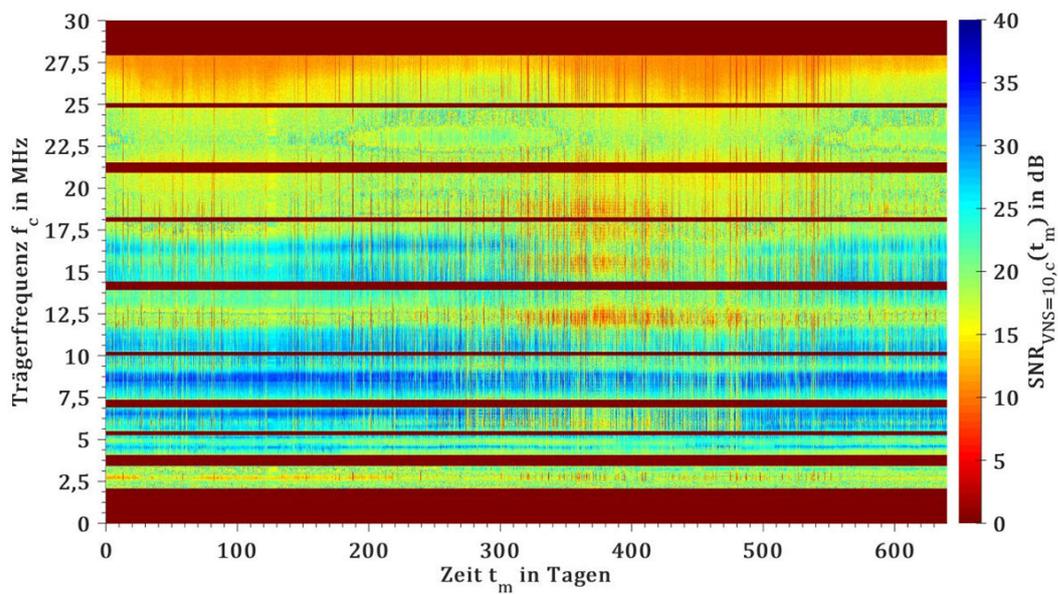


Abbildung 10-43: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 8$

Abbildung 10-44: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 9$ Abbildung 10-45: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 10$

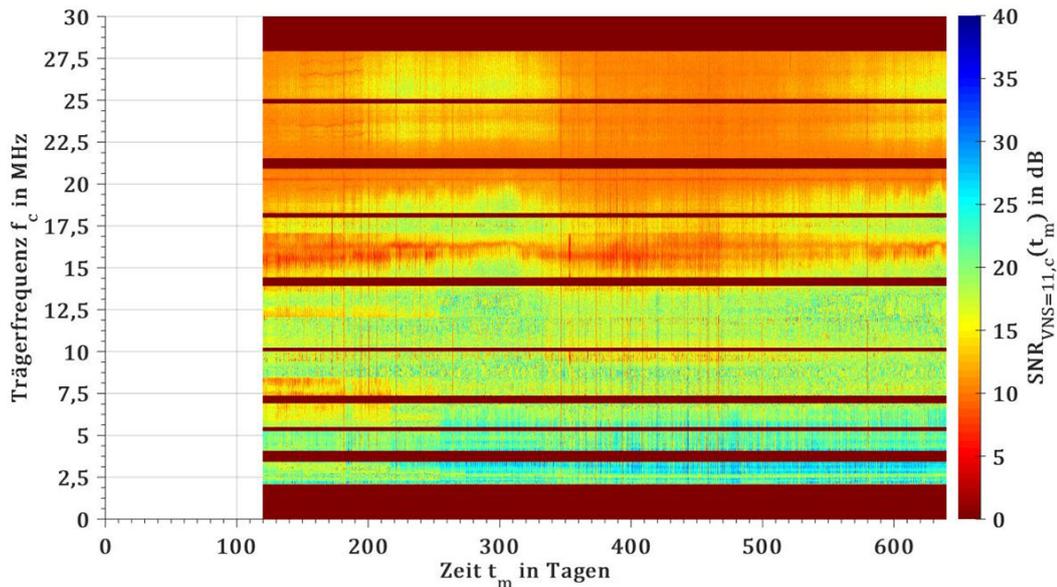


Abbildung 10-46: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 11$

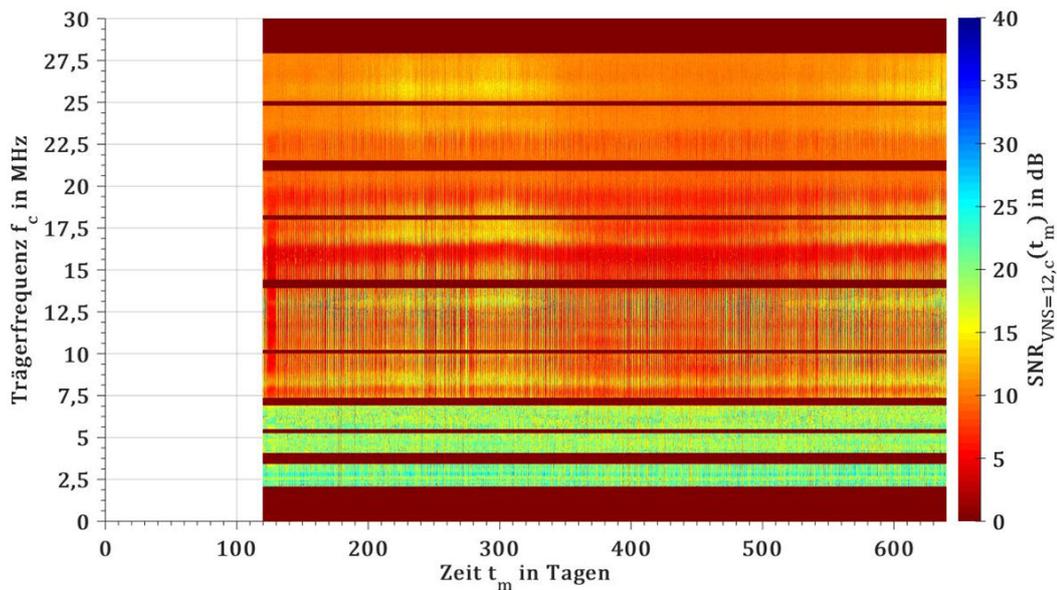
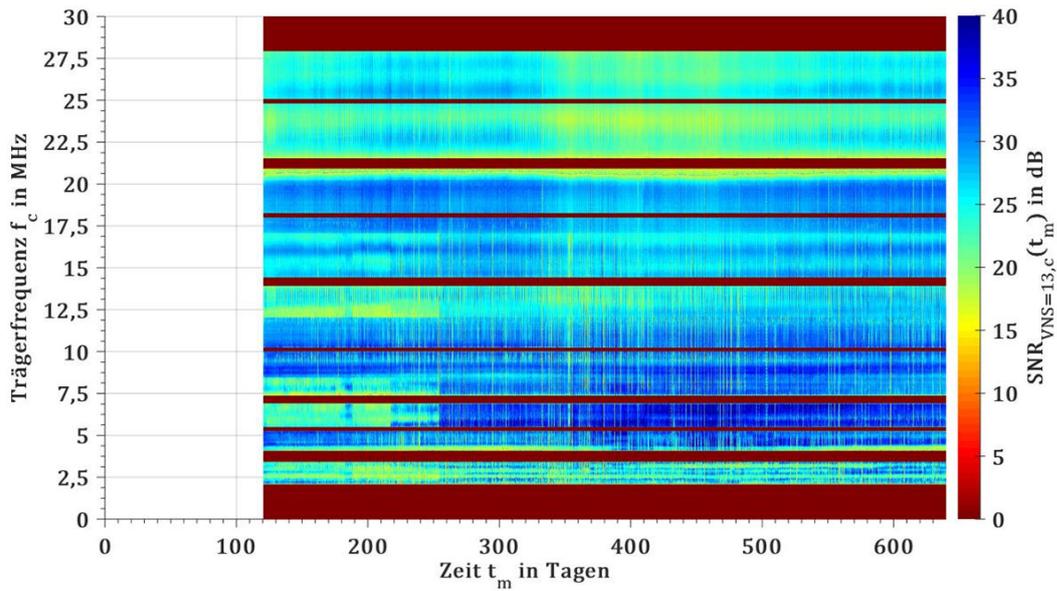
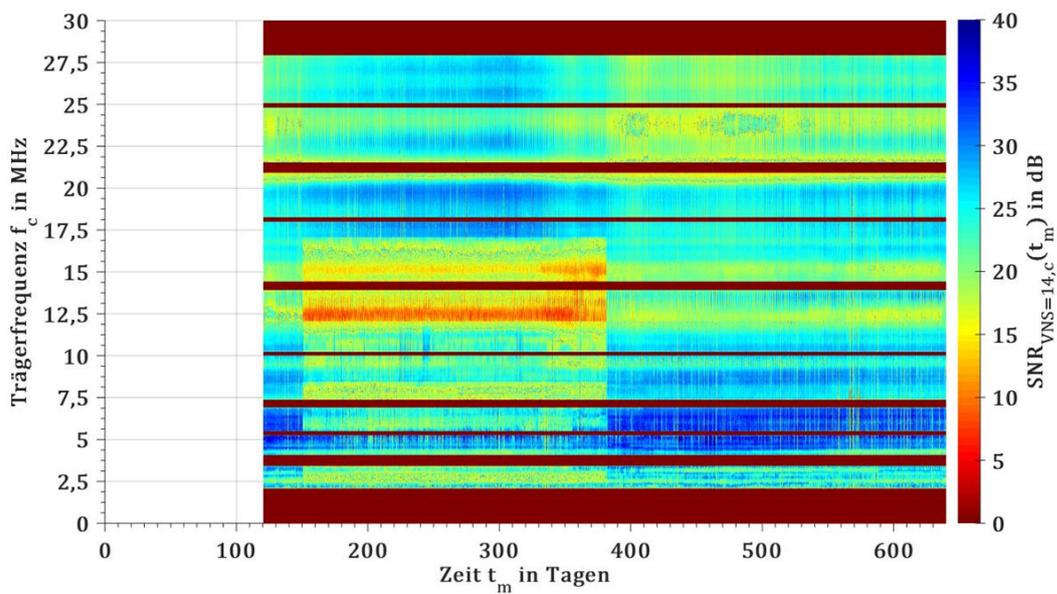
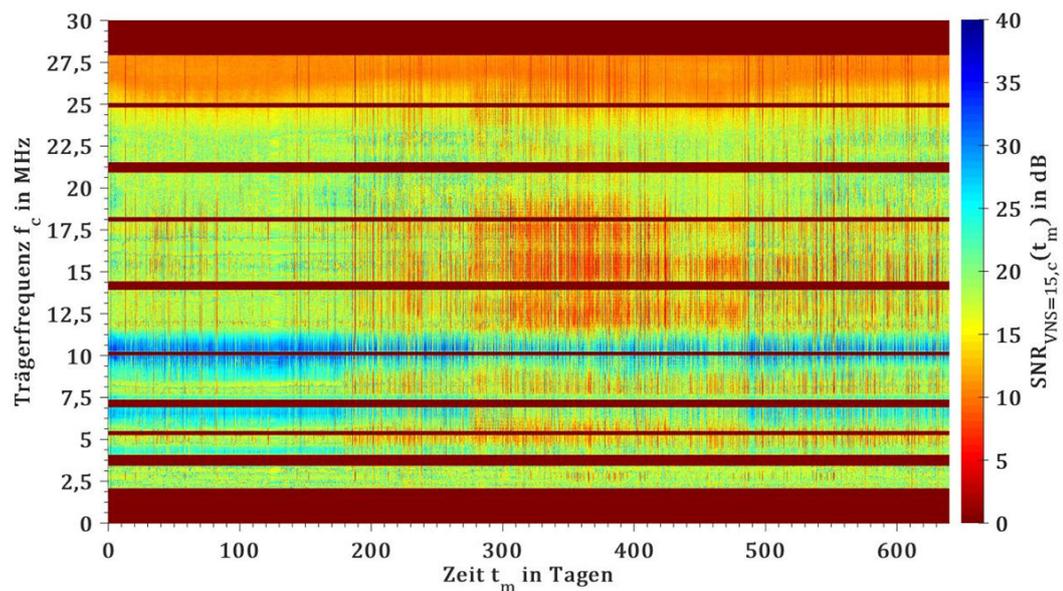
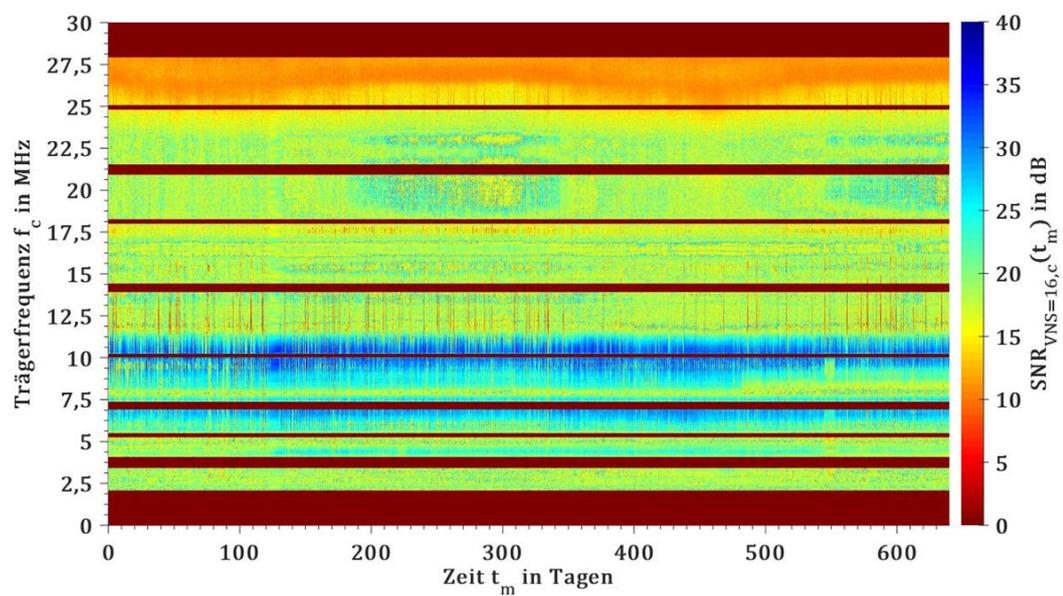
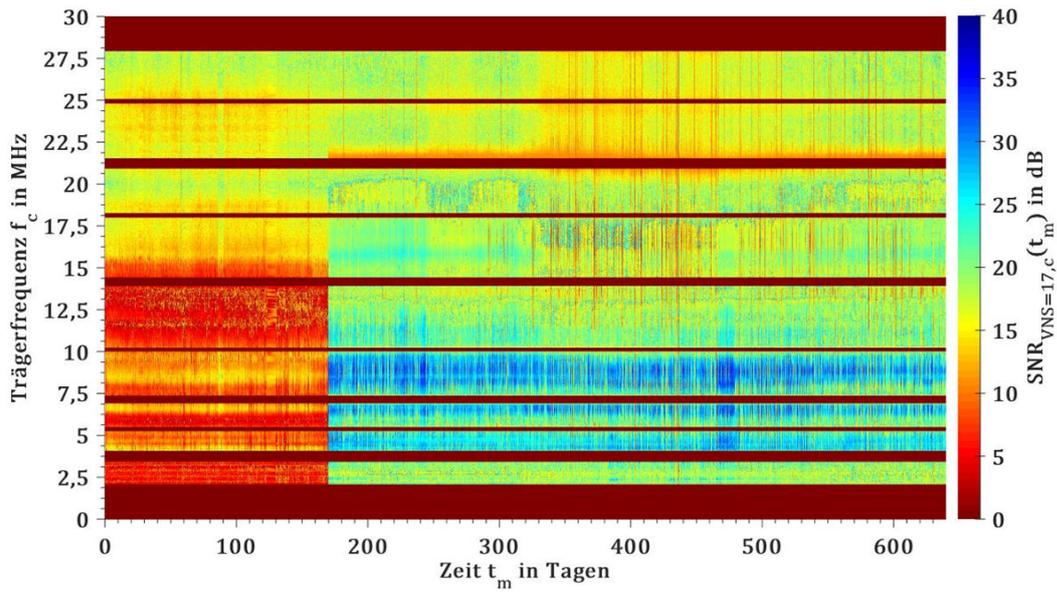
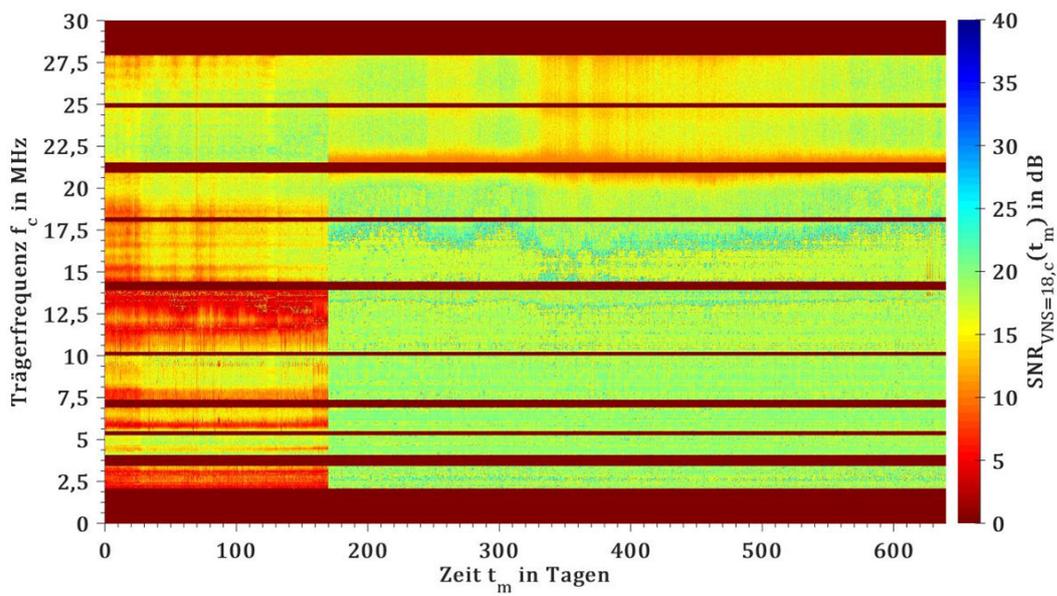


Abbildung 10-47: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 12$

Abbildung 10-48: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 13$ Abbildung 10-49: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 14$

Abbildung 10-50: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 15$ Abbildung 10-51: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 16$

Abbildung 10-52: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 17$ Abbildung 10-53: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 18$

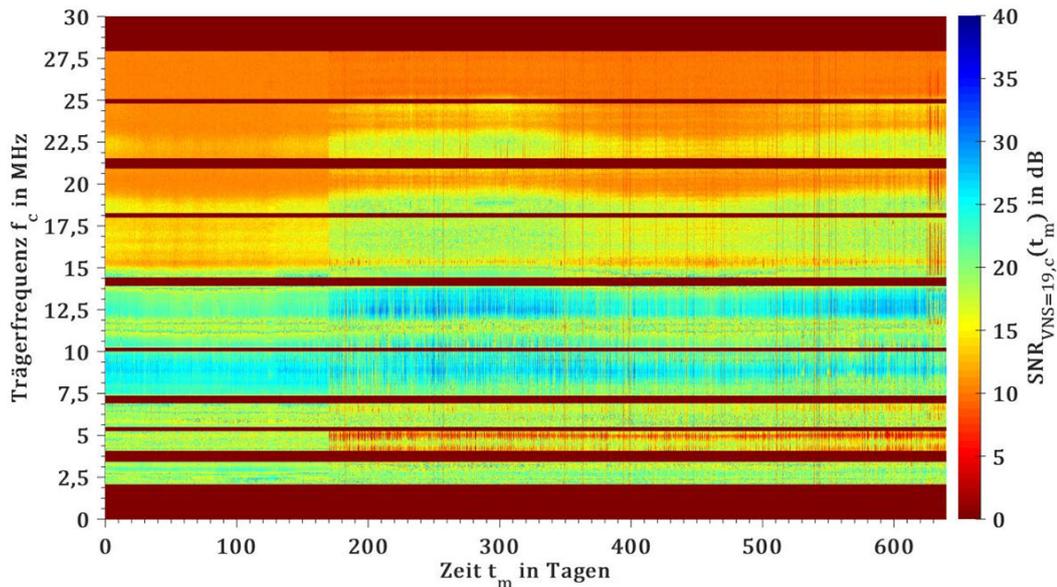


Abbildung 10-54: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 19$

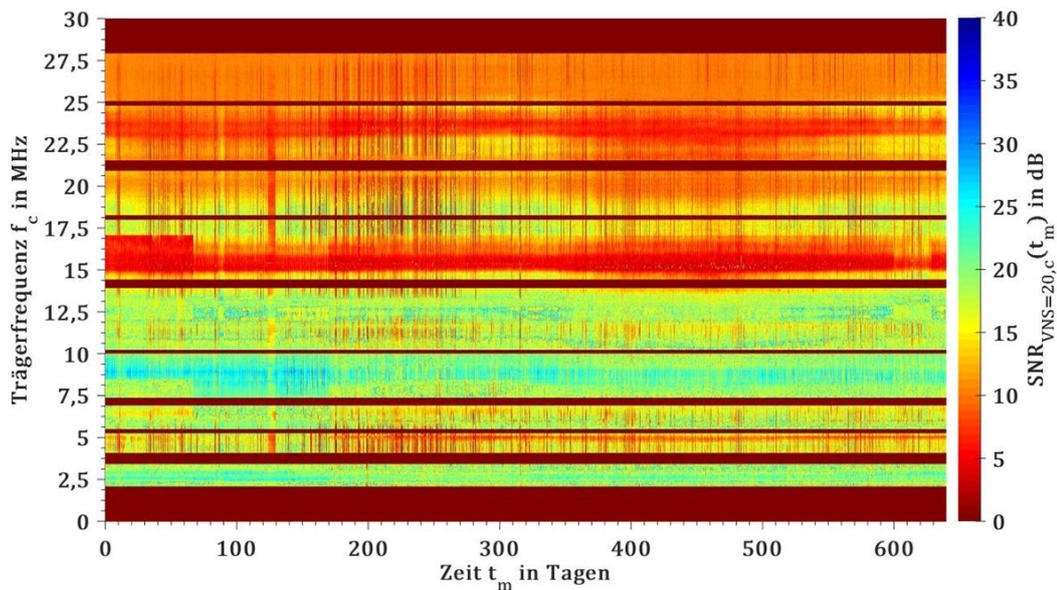
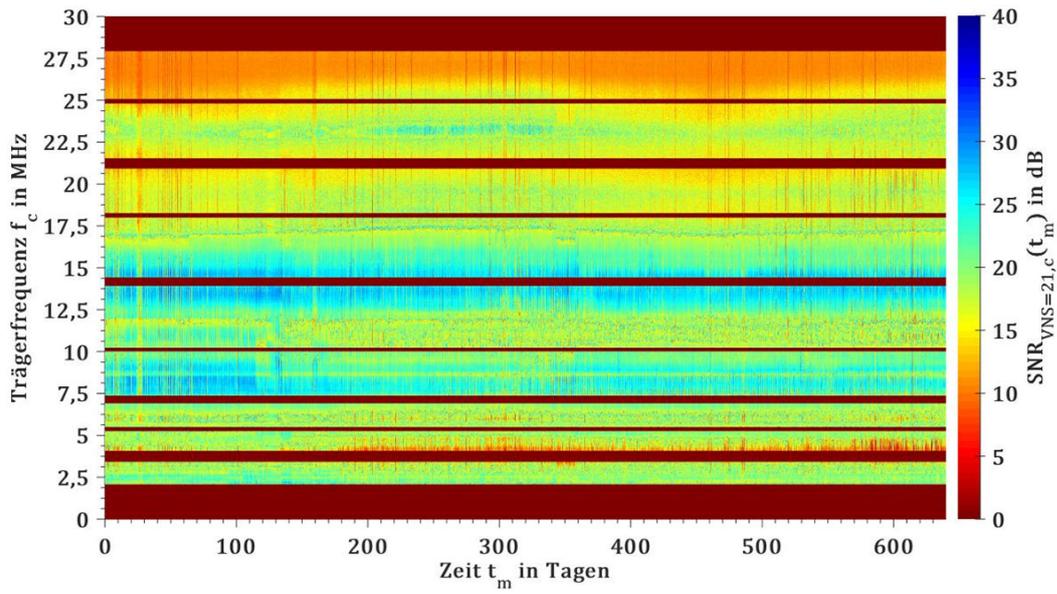
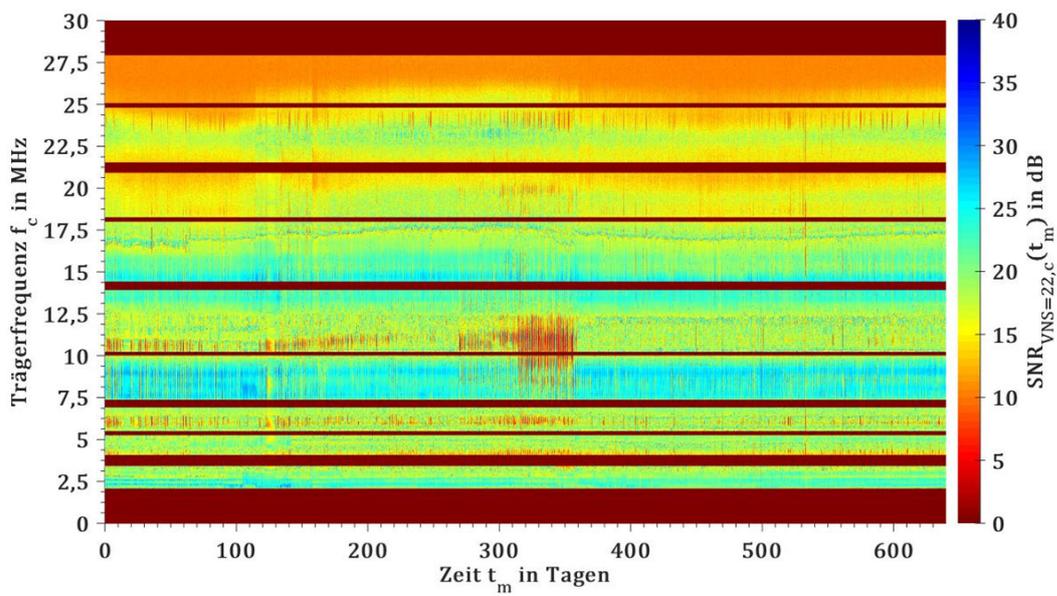
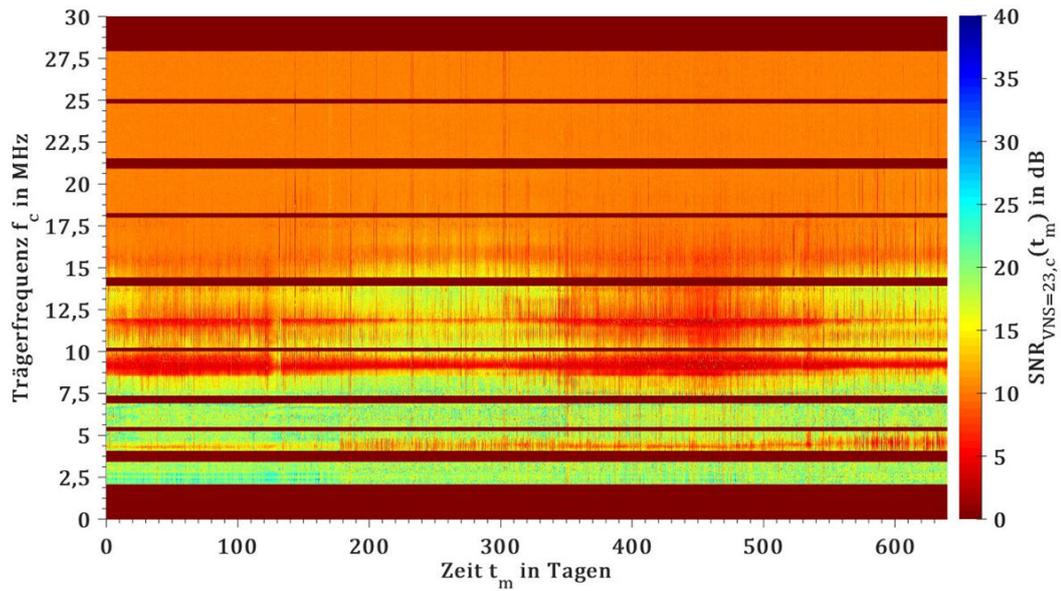
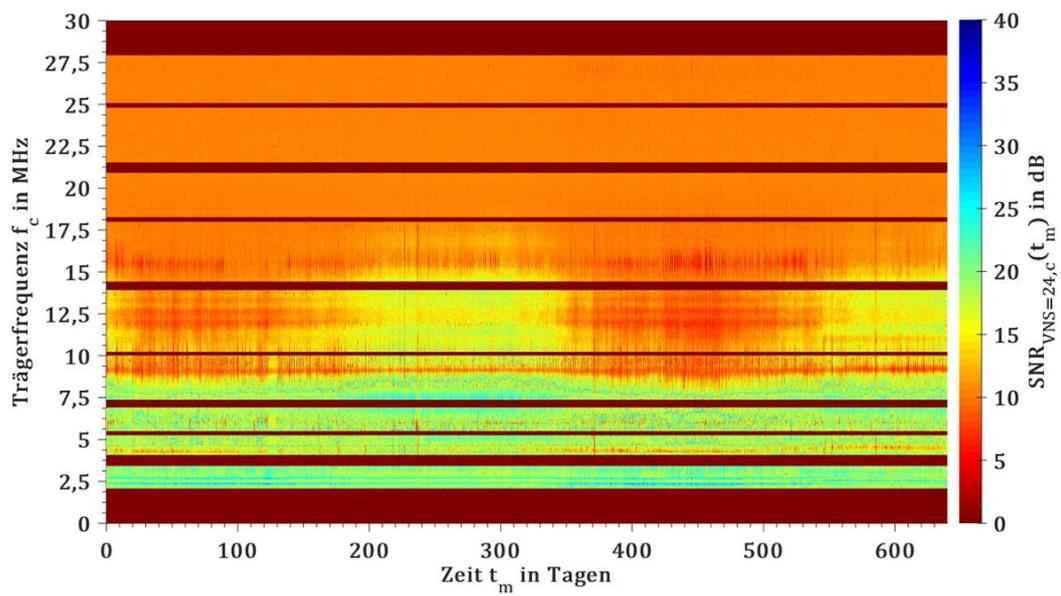
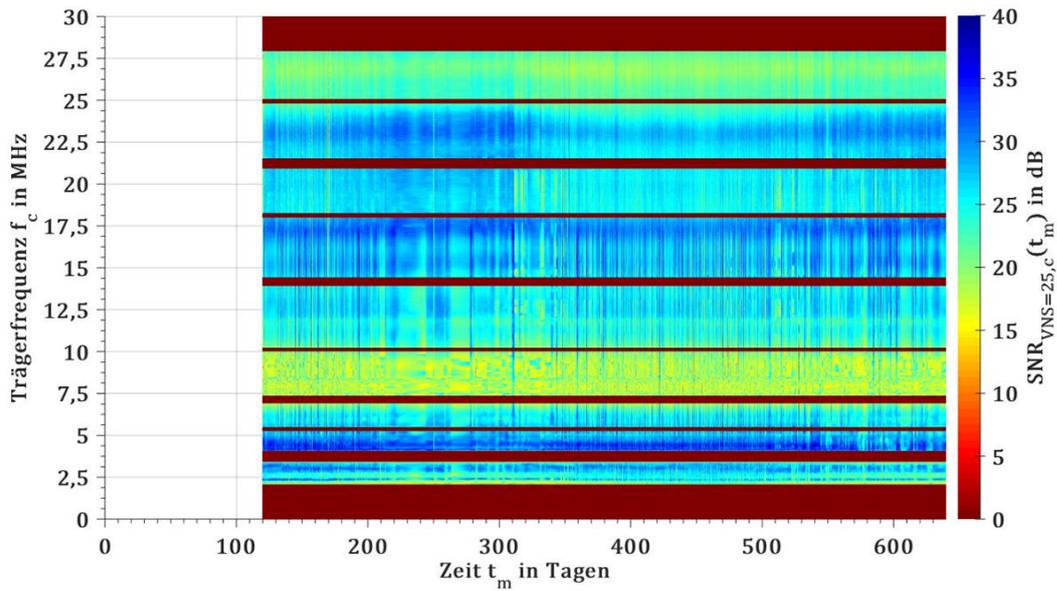
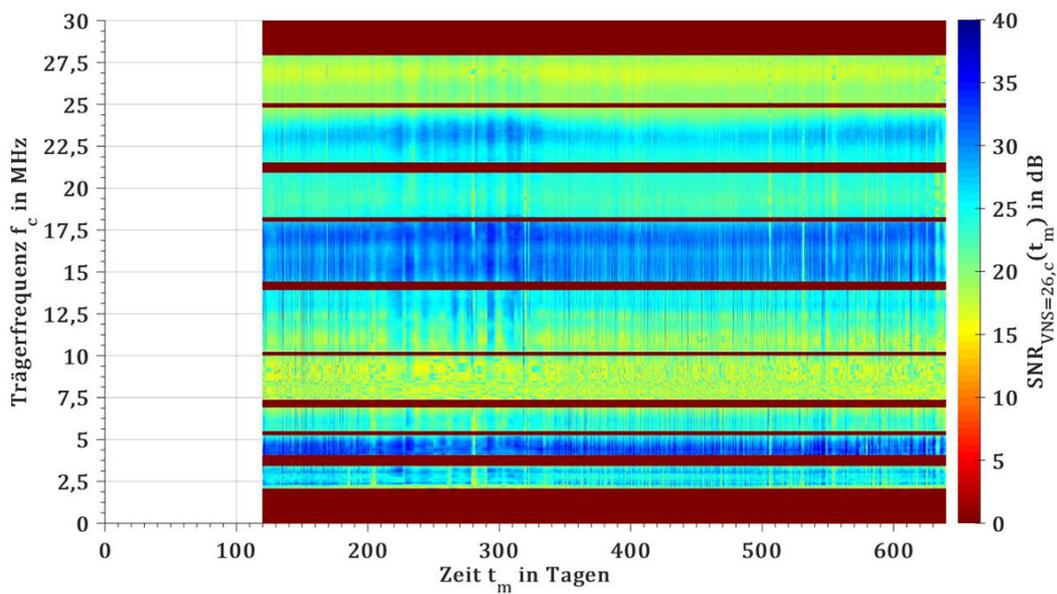


Abbildung 10-55: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 20$

Abbildung 10-56: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 21$ Abbildung 10-57: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 22$

Abbildung 10-58: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 23$ Abbildung 10-59: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 24$

Abbildung 10-60: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 25$ Abbildung 10-61: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 26$

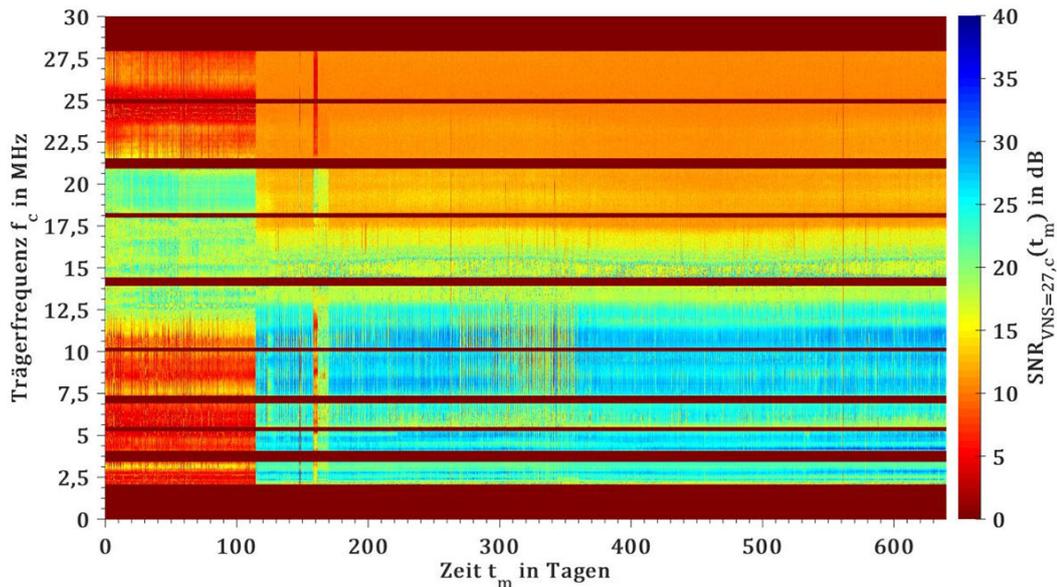


Abbildung 10-62: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 27$

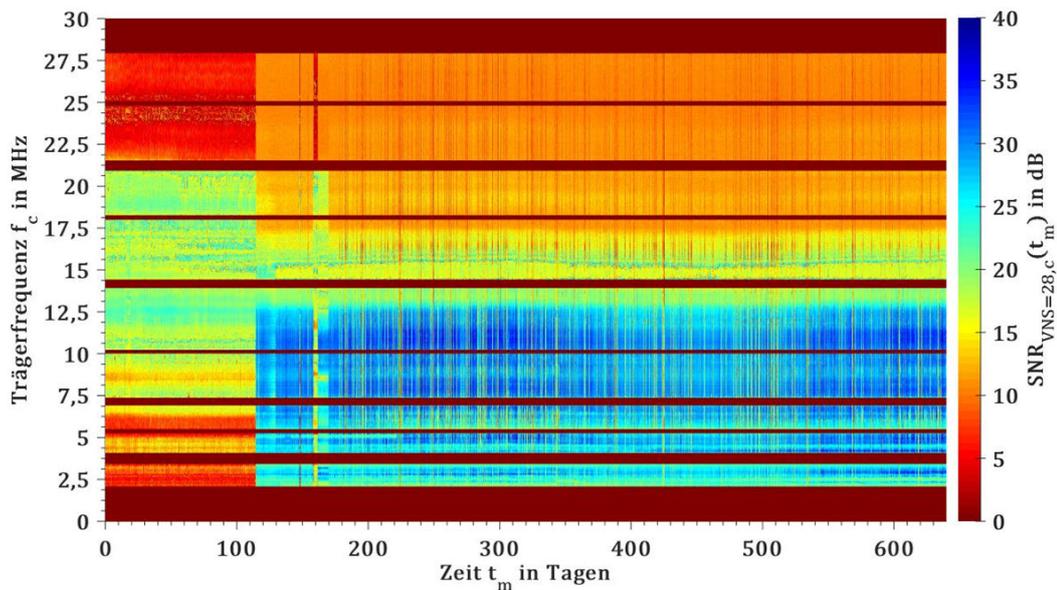
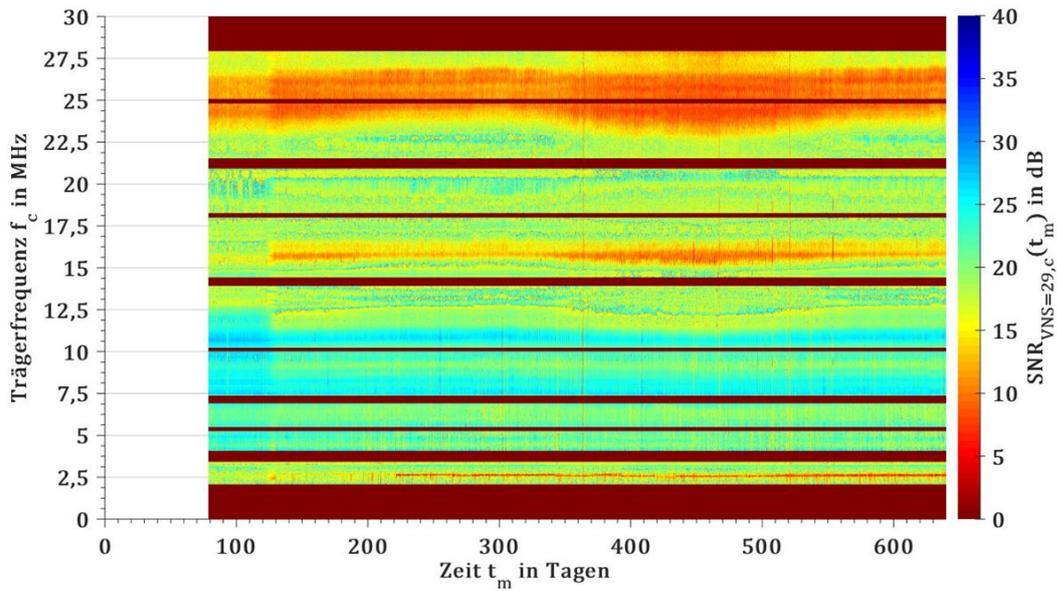
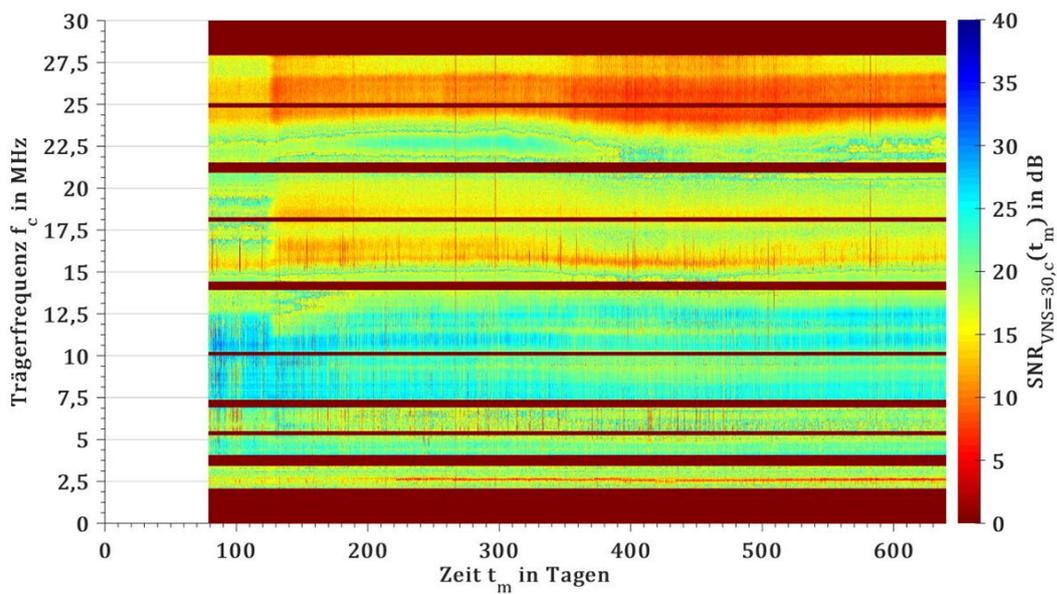


Abbildung 10-63: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 28$

Abbildung 10-64: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 29$ Abbildung 10-65: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 30$

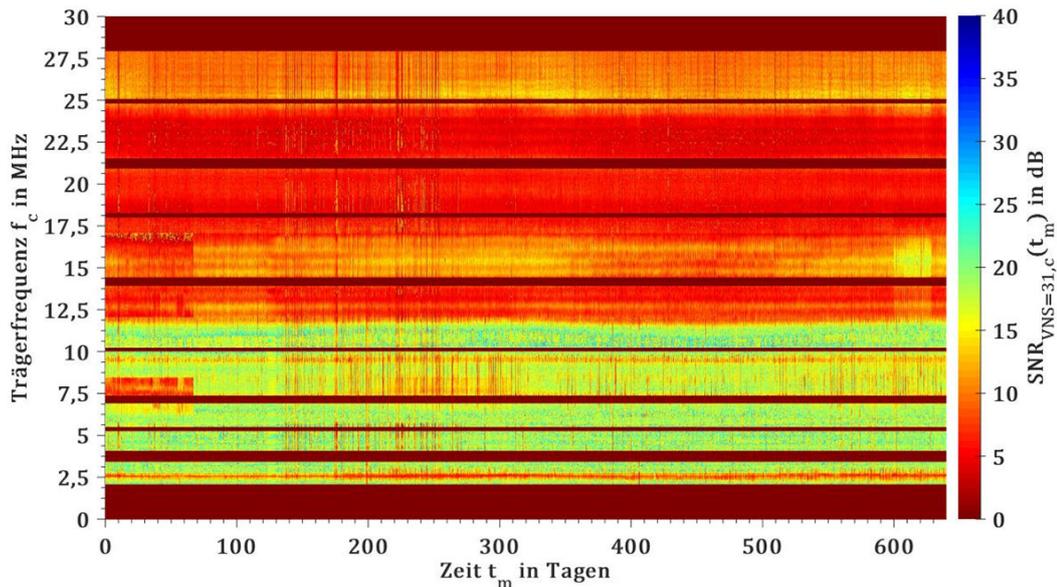


Abbildung 10-66: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 31$

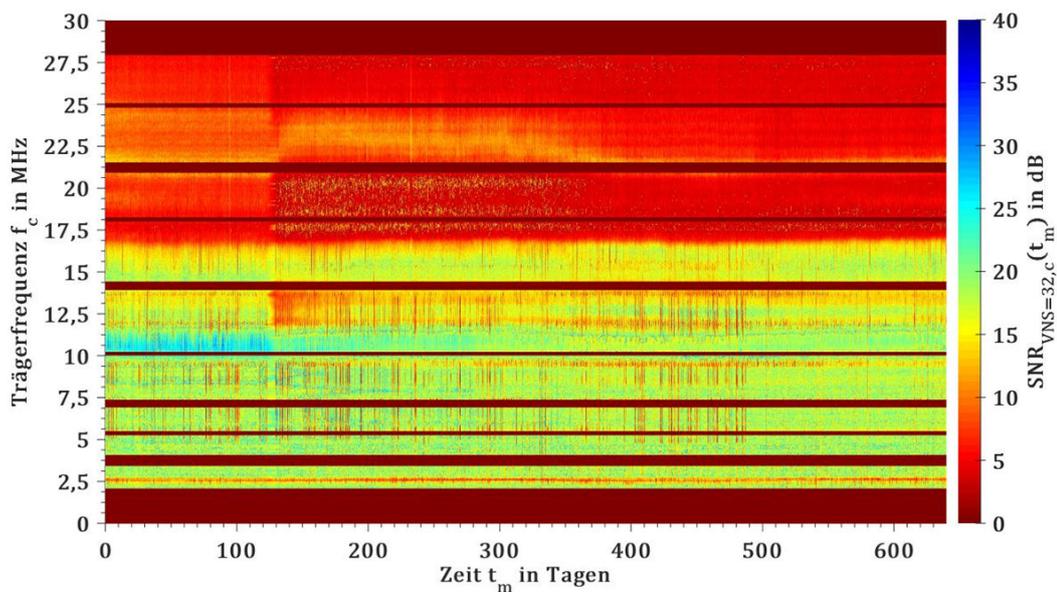
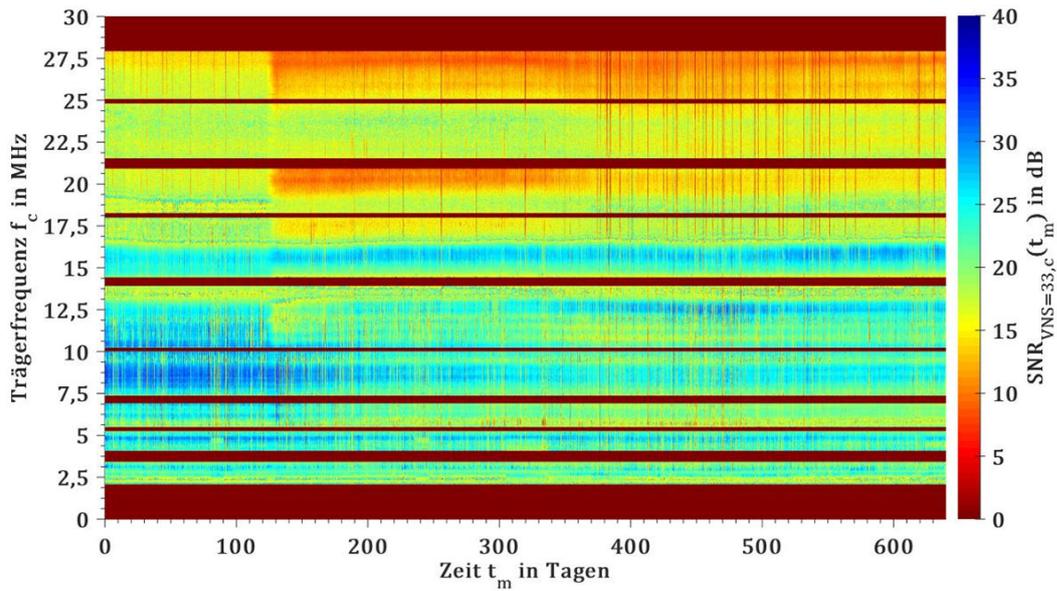
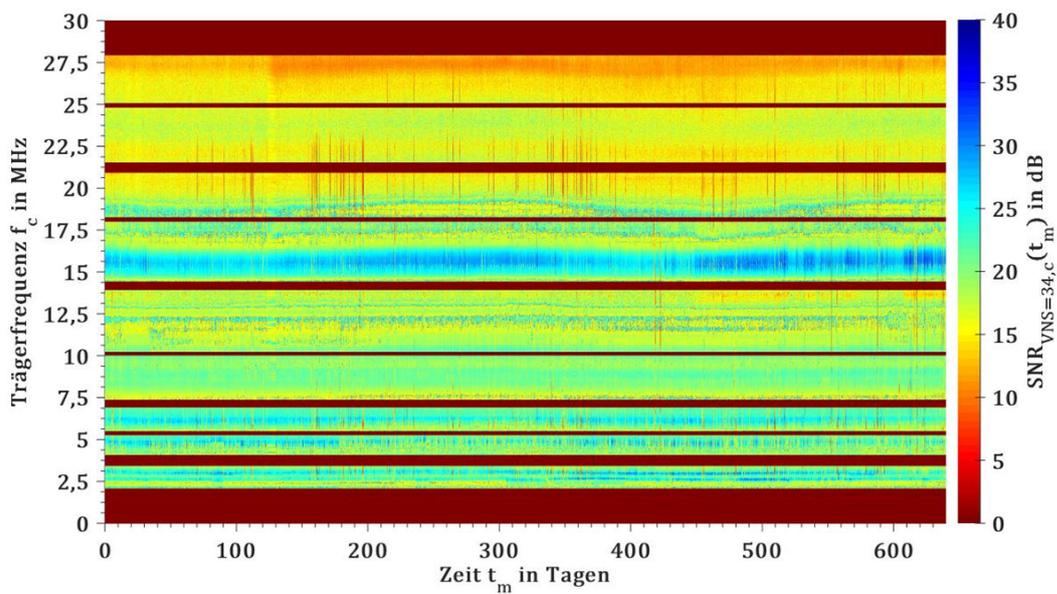


Abbildung 10-67: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 32$

Abbildung 10-68: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 33$ Abbildung 10-69: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 34$

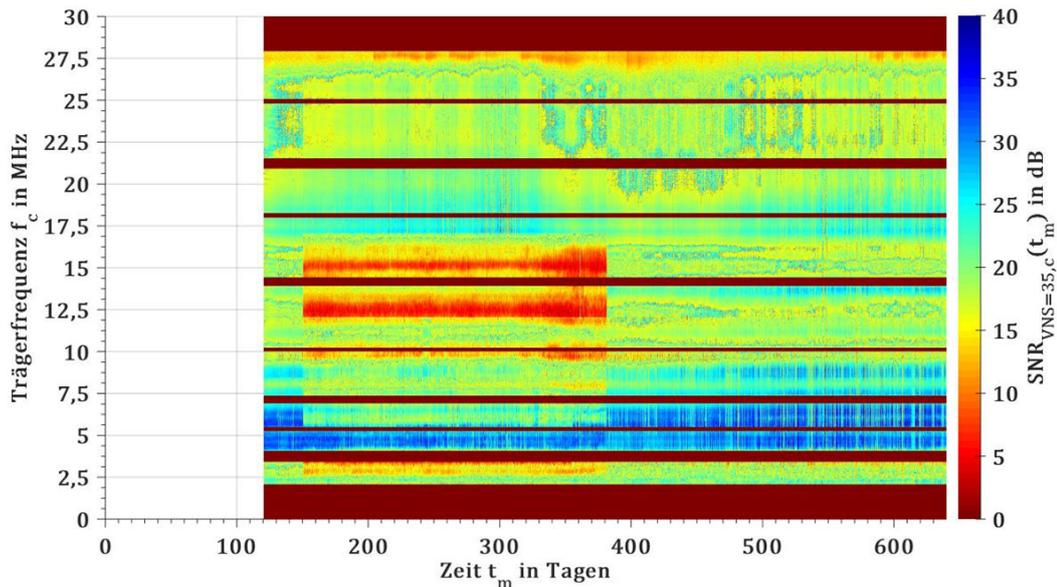


Abbildung 10-70: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 35$

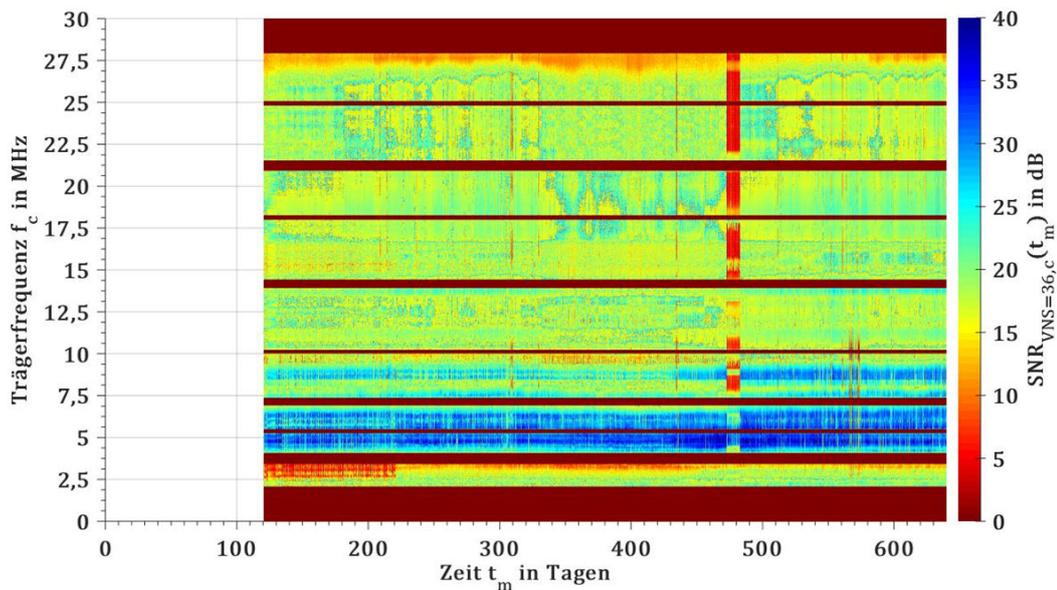
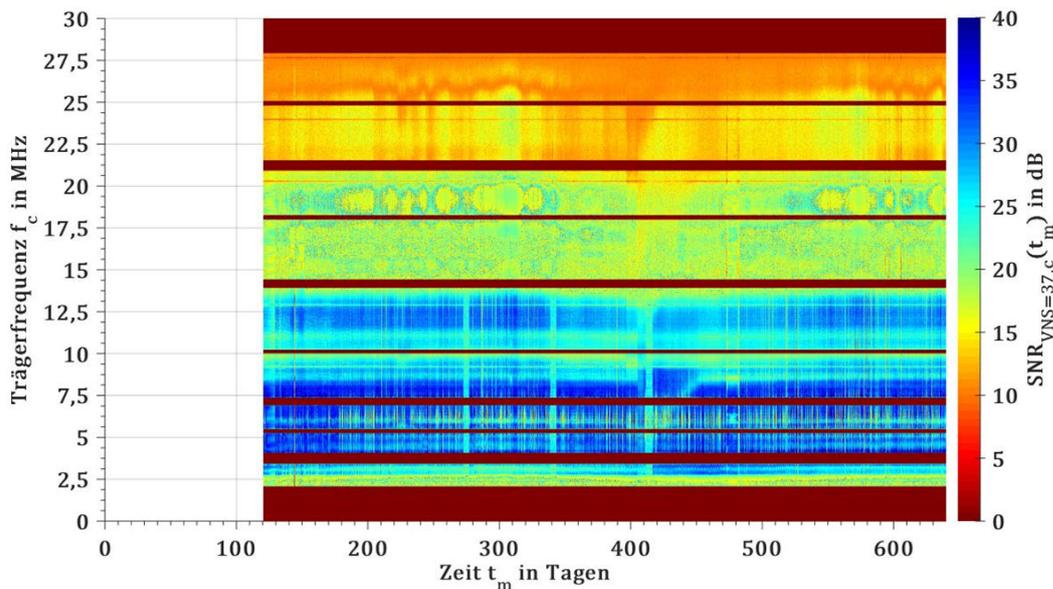
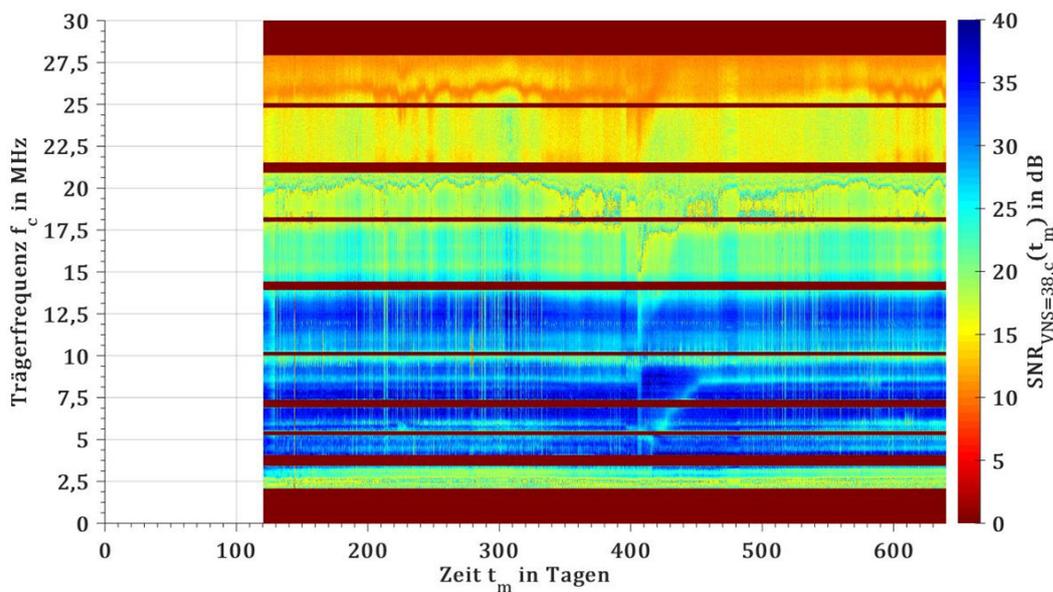


Abbildung 10-71: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 36$

Abbildung 10-72: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 37$ Abbildung 10-73: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 38$

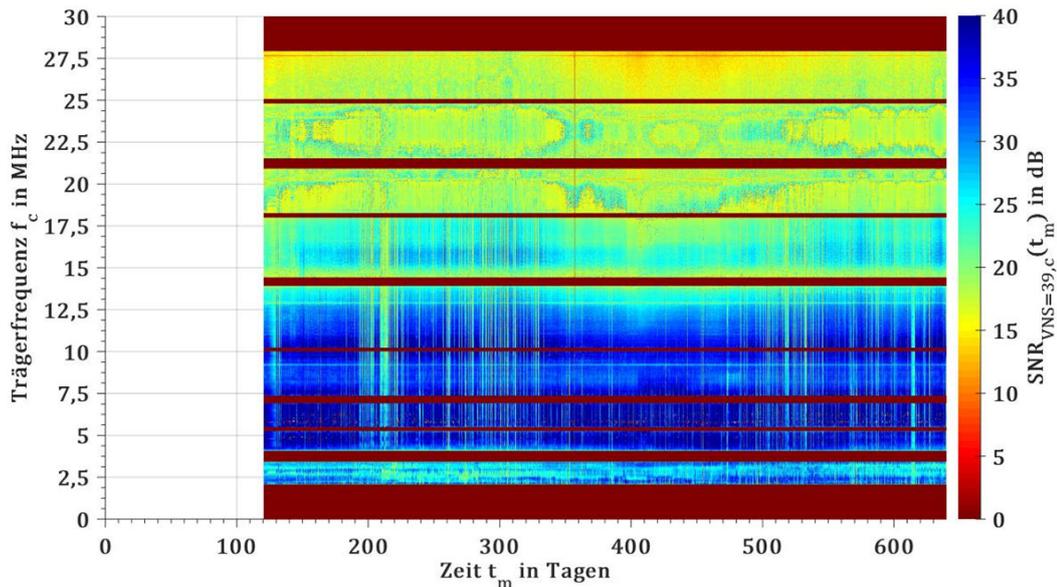


Abbildung 10-74: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 39$

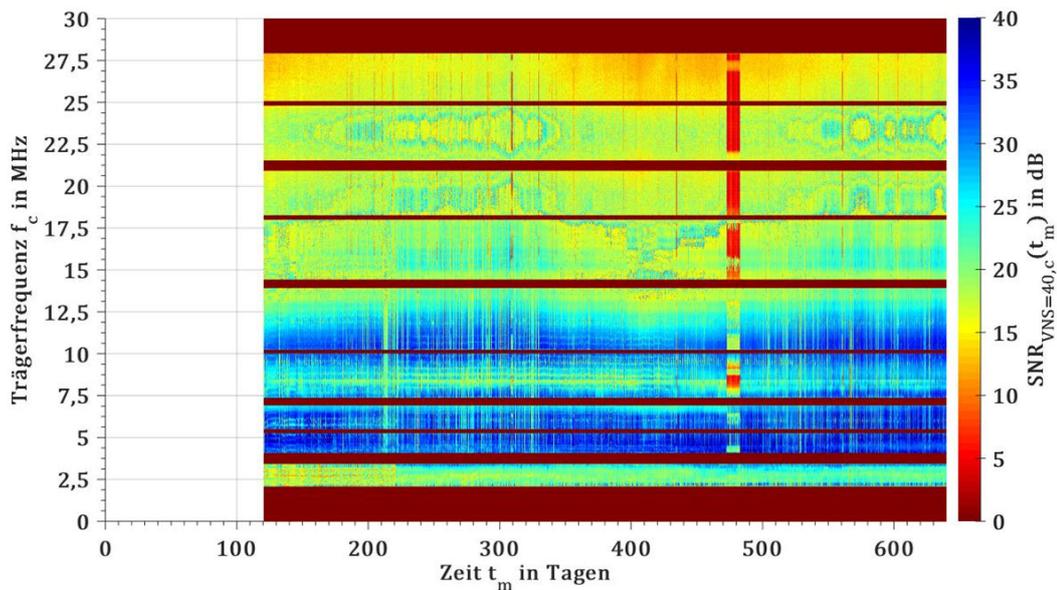
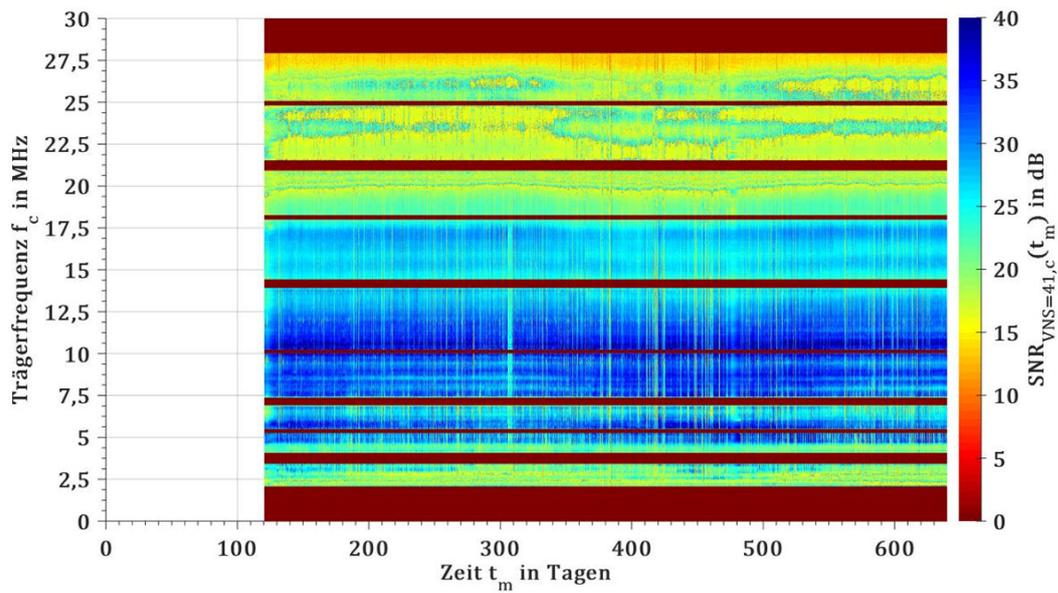
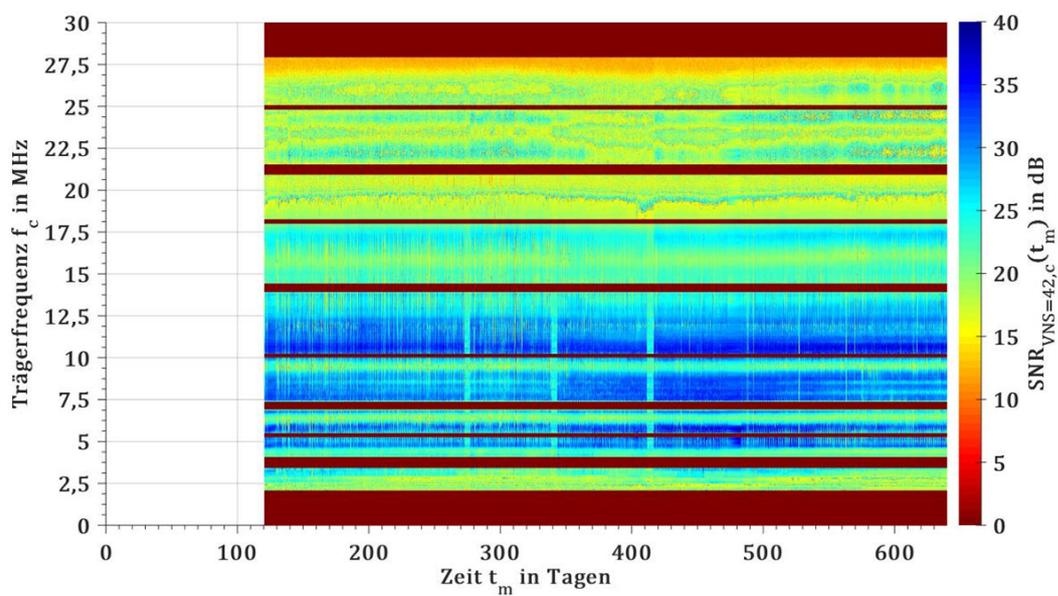
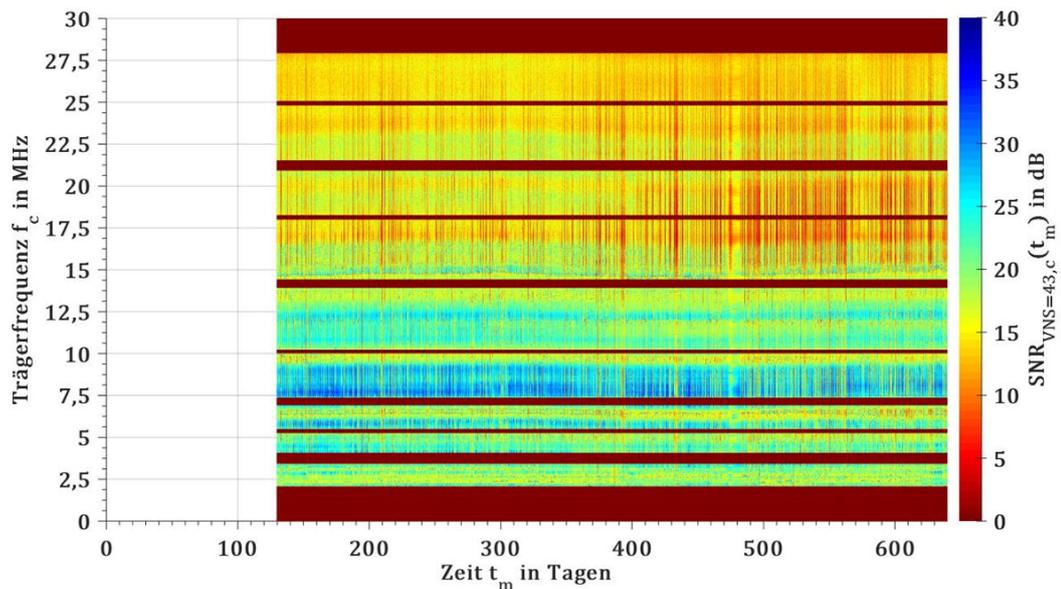
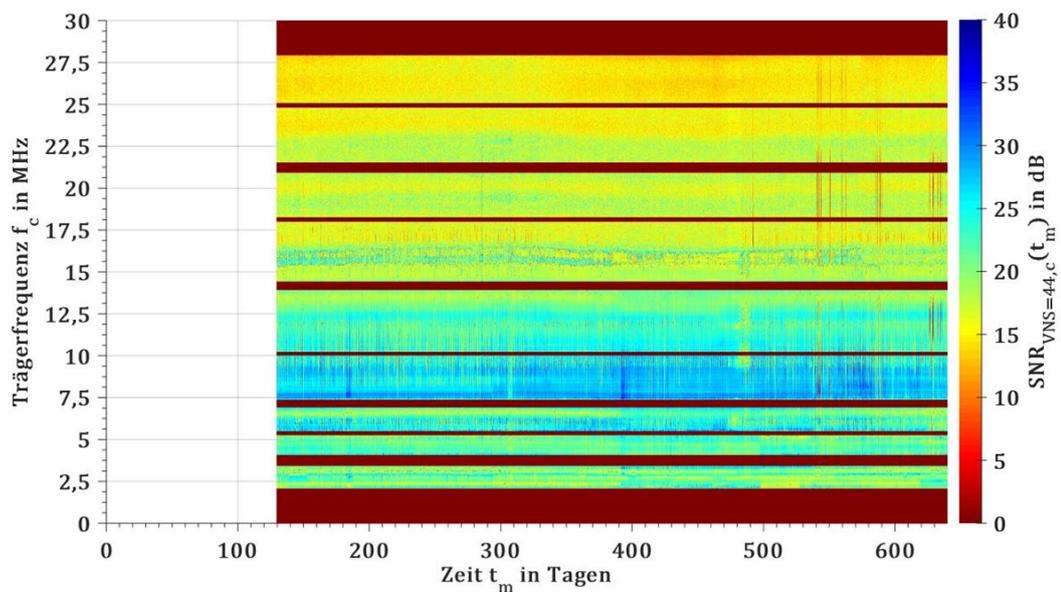


Abbildung 10-75: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 40$

Abbildung 10-76: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 41$ Abbildung 10-77: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 42$

Abbildung 10-78: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 43$ Abbildung 10-79: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VNS = 44$ 

## 10.6 SNR-Pattern der untersuchten BPL-Verbindungen der MS-Ebene

Das vollständige SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VMS = 1$  ist Abbildung 4-2 dargestellt.

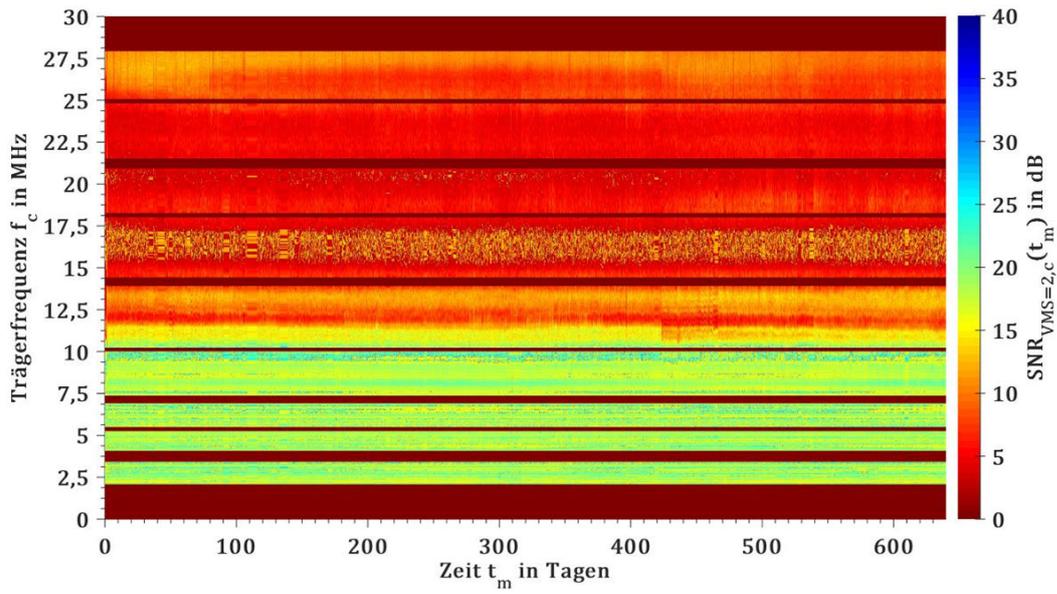


Abbildung 10-80: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VMS = 2$

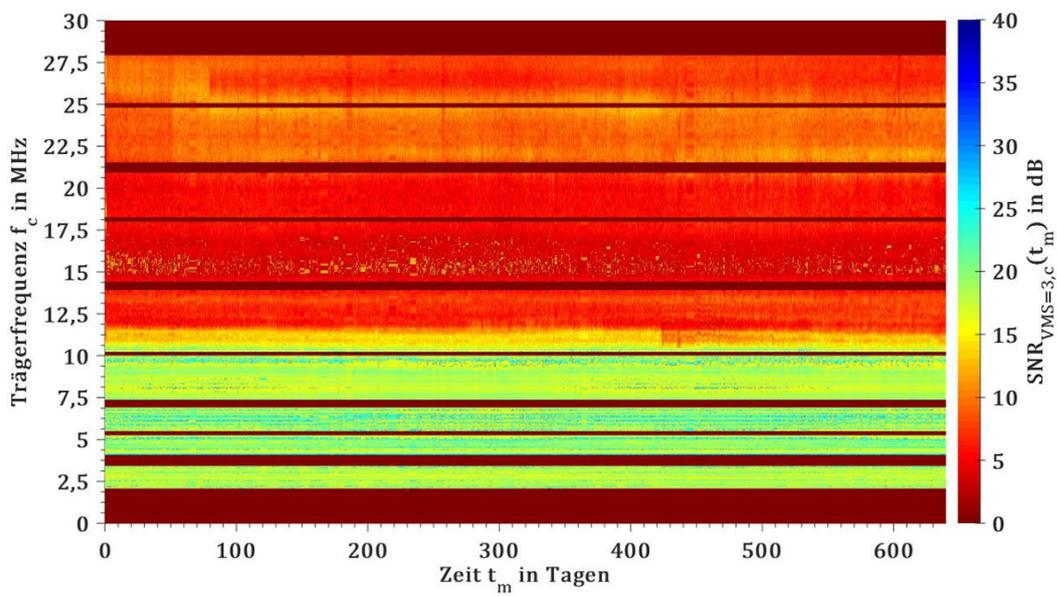
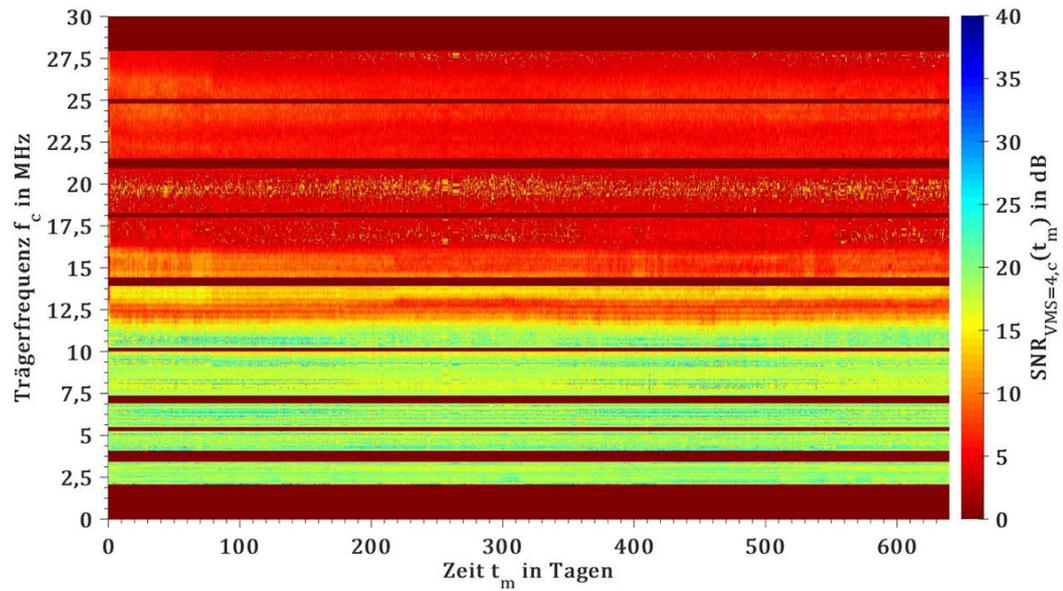
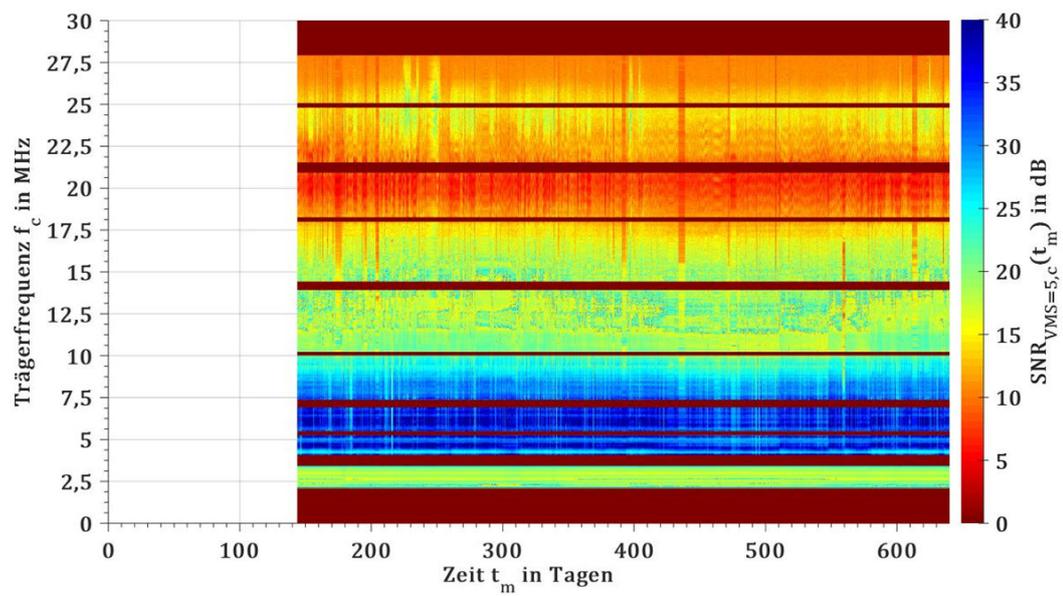
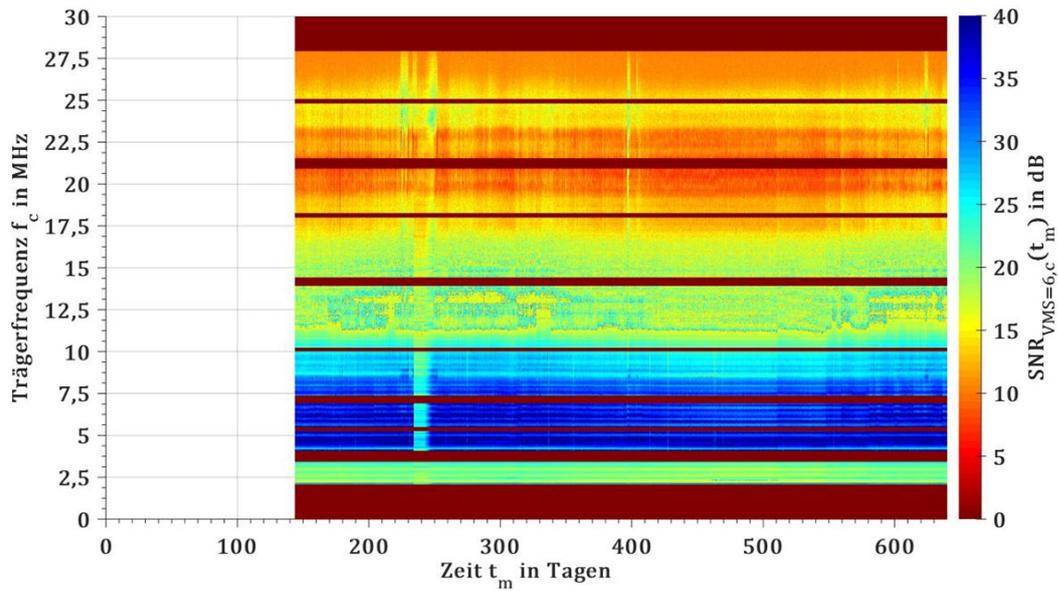
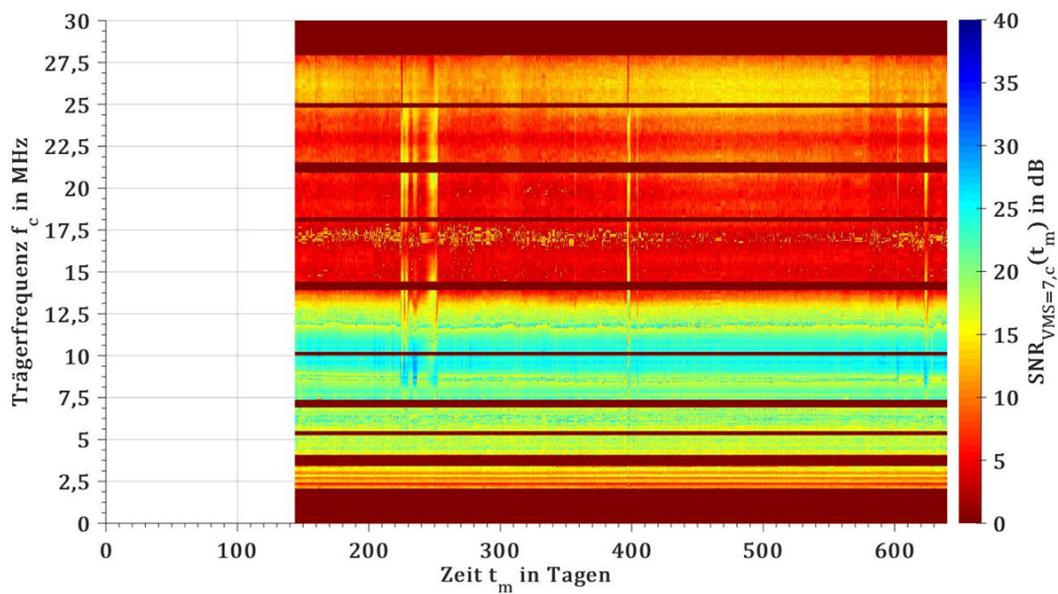
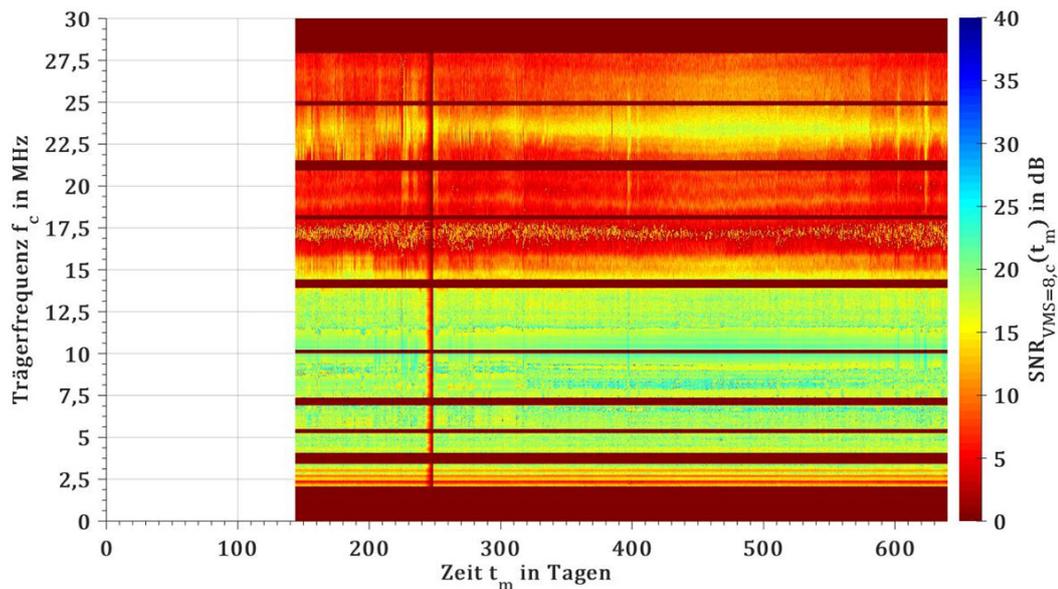
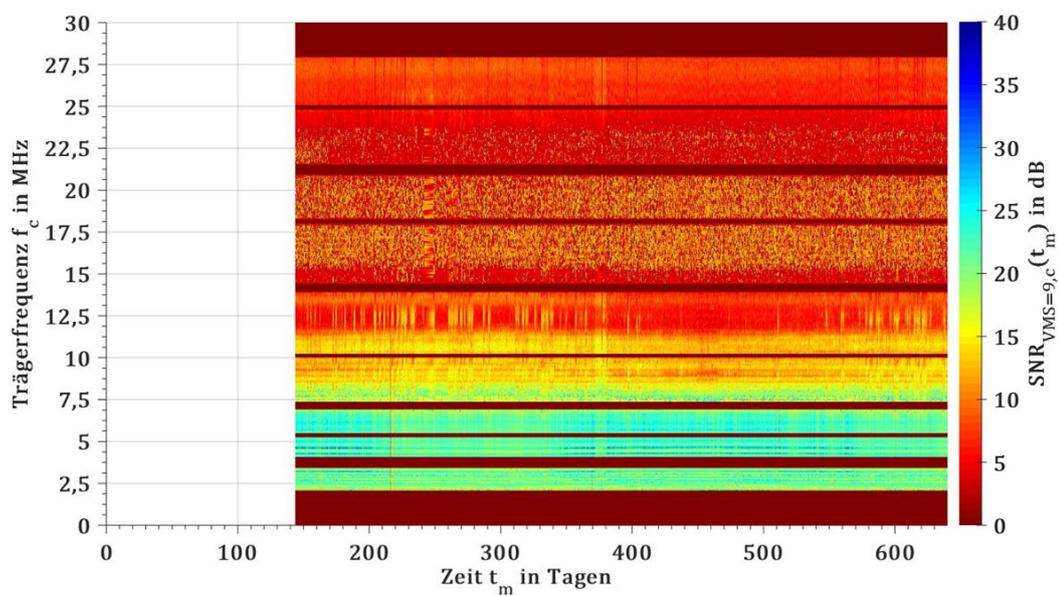


Abbildung 10-81: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VMS = 3$

Abbildung 10-82: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VMS = 4$ Abbildung 10-83: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VMS = 5$

Abbildung 10-84: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VMS = 6$ Abbildung 10-85: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VMS = 7$

Abbildung 10-86: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VMS = 8$ Abbildung 10-87: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VMS = 9$

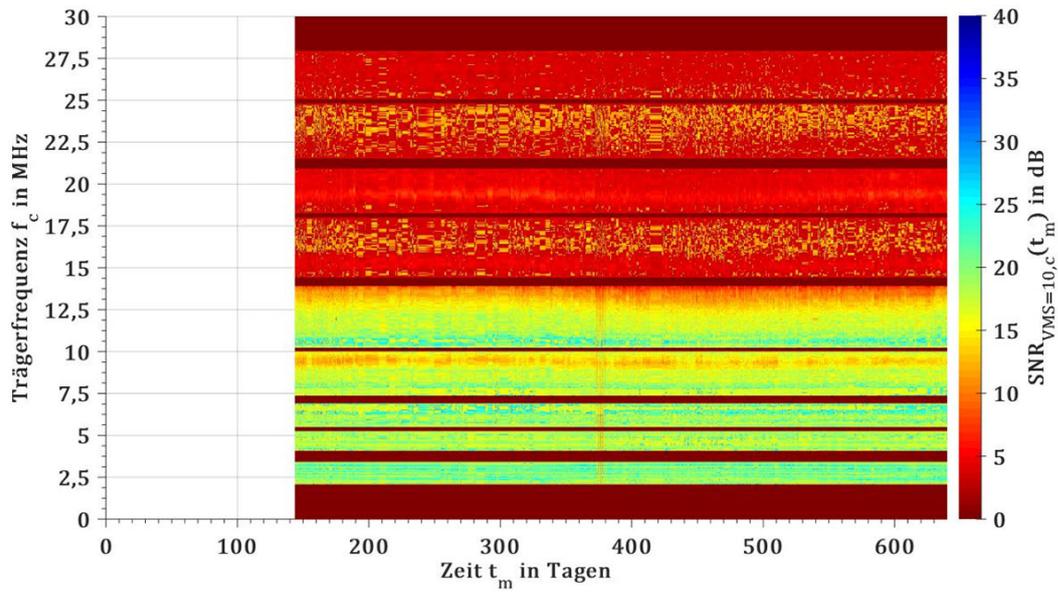


Abbildung 10-88: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VMS = 10$

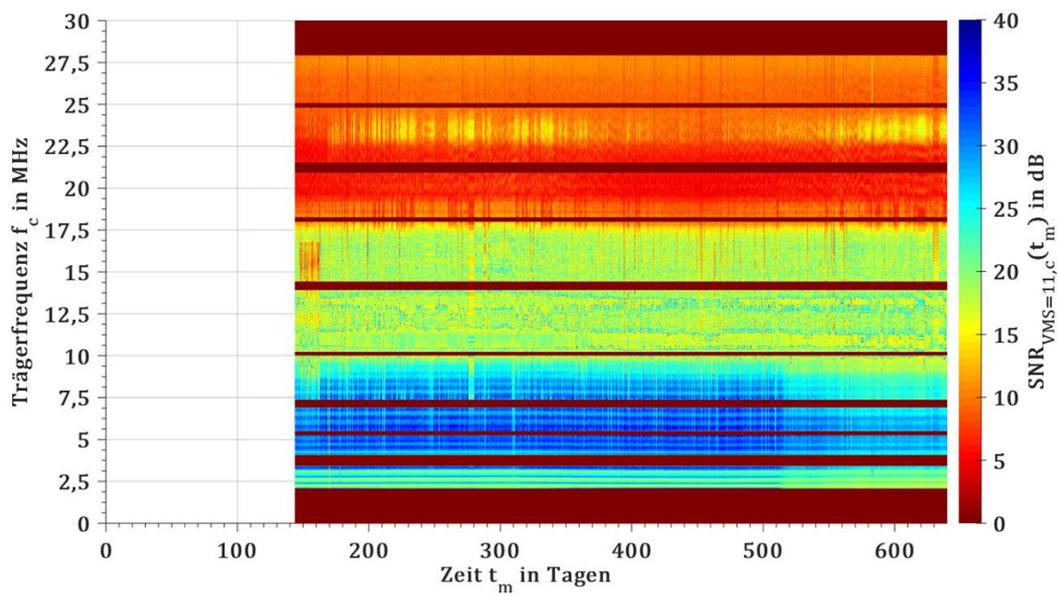


Abbildung 10-89: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VMS = 11$

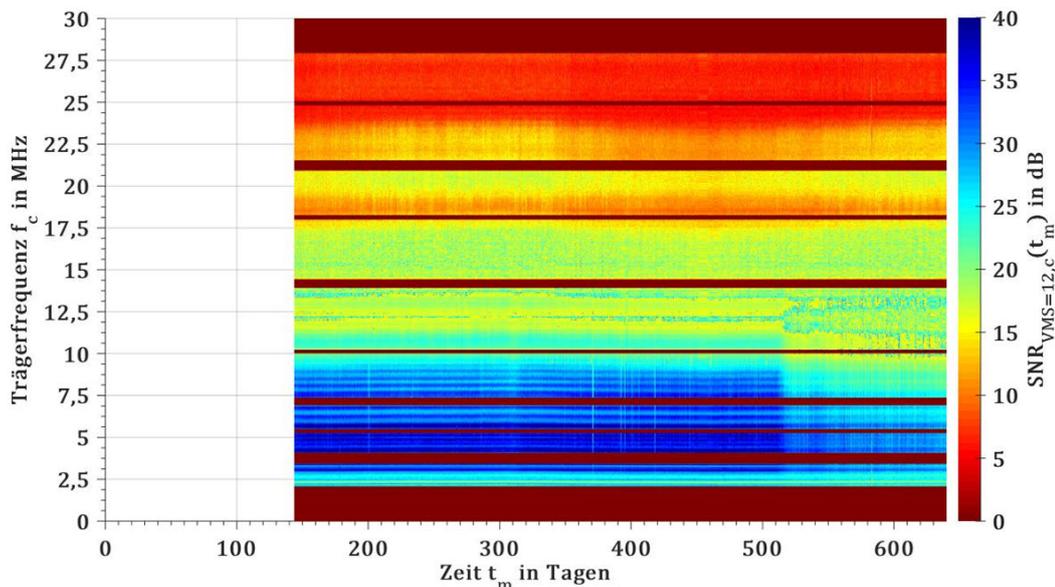


Abbildung 10-90: SNR-Pattern der BPL-Verbindung  $VMS = 12$

### 10.7 TE-Pattern aus dem Feldtest

Eine allgemeine Erläuterung zu TE-Pattern ist in Abschnitt 10.4 enthalten. Bei sämtlichen MS-Kabelstrecken wurden im Rahmen des Feldtests keine TE festgestellt, sodass die TE-Pattern lediglich Grundrauschen aufzeigen, welches folgende Abbildung 10-91 exemplarisch zeigt.

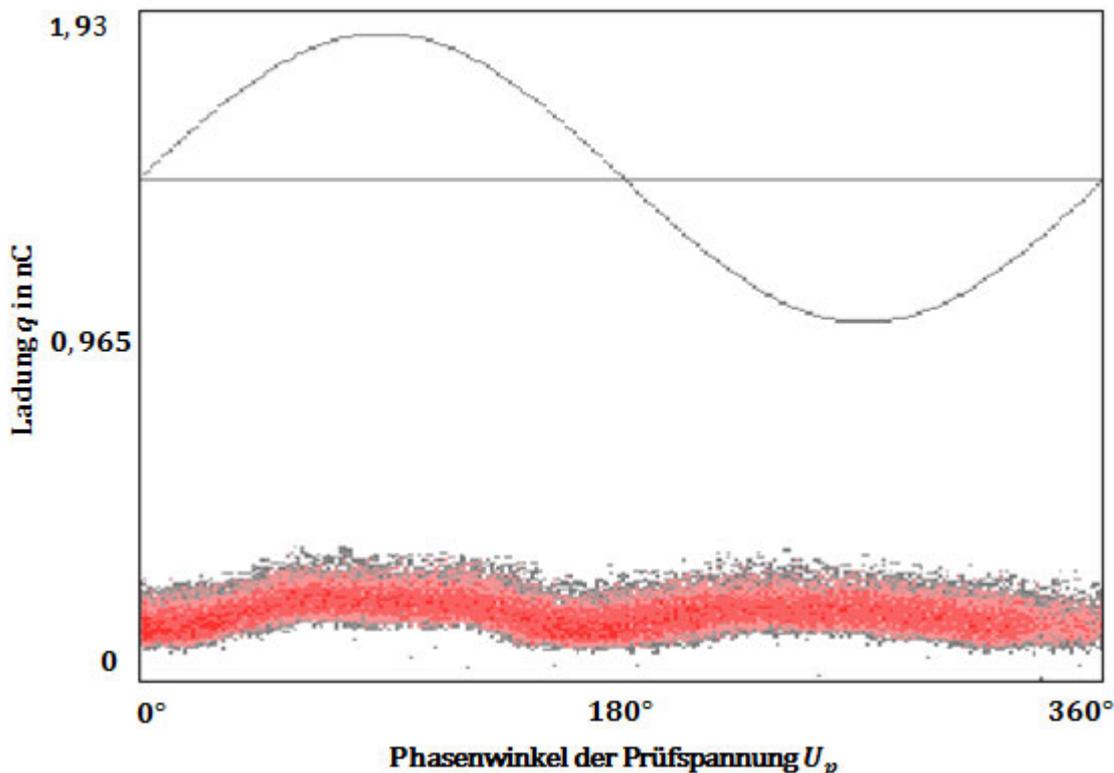


Abbildung 10-91: TE-Pattern der konventionellen TE-Messung der MS-Kabelstrecke, die von den BPL-Verbindungen  $VMS = 1$  und  $VMS = 2$  als Übertragungsmedium genutzt wird

