

Neue Methoden zur Dämpfung schneller transienter Überspannungen in gasisolierten Schaltanlagen

Von der Fakultät Informatik, Elektrotechnik und Informationstechnik
der Universität Stuttgart zur Erlangung der Würde eines
Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.) genehmigte Abhandlung

vorgelegt von
Simon Burow
aus Nördlingen

Hauptberichter: Prof. Dr.-Ing. S. Tenbohlen
Mitberichter: Prof. Dr. rer. nat. Christian M. Franck

Tag der mündlichen Prüfung:
02.07.2015

Institut für Energieübertragung und Hochspannungstechnik der
Universität Stuttgart

2015

Neue Methoden zur Dämpfung schneller transienter Überspannungen in gasisolierten Schaltanlagen

Copyright © 2015 by Simon Burow. All rights reserved.

D93 (Dissertation Universität Stuttgart)

Printed by
CPI buchbücher.de GmbH, Birkach, Germany

ISBN 978-3-00-051656-6

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Energieübertragung und Hochspannungstechnik der Universität Stuttgart.

Mein aufrichtiger Dank gilt Herrn Prof. Dr.-Ing. Stefan Tenbohlen, dem Leiter des Instituts, für die Anregung zu dieser Arbeit und seinem stetigen Interesse an deren Fortgang.

Herrn Prof. Dr. rer. nat. Christian M. Franck vom Institut für Elektrische Energieübertragung und Hochspannungstechnik der Eidgenössischen Technischen Hochschule Zürich danke ich für sein Interesse an dieser Arbeit und für die Übernahme des Mitberichters.

Dem ehemaligen Leiter des Hochspannungslabors in Nellingen, Herrn Dr. Wolfgang Köhler, gilt mein besonderer Dank für die fachliche Unterstützung und fruchtbaren Diskussionen, die zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.

Der ABB AG danke ich für die Finanzierung dieses Forschungsprojektes. Vor allem den Herren Dr. Uwe Richert, Dr. Ueli Straumann, Michael Boesch und Dr. Alexander Tröger möchte ich für die vertrauensvolle und gute Zusammenarbeit danken.

Großer Dank gilt auch meinen Nellinger Kollegen Dr. Peter Müller, Anne Strotmann, Jens Hohloch, Dr. Dennis Burger, Manuel Wild und Christian Suttner sowie allen Vaihinger Kollegen für die zahlreichen Fachdiskussionen und den kameradschaftlichen Umgang. Aber auch Michael Herdtle, Rudolf van de Weyer, Herbert Kaußen und die Kollegen der Zentralwerkstadt in Vaihingen, die mich bei meiner Arbeit stets unterstützt haben, möchte ich in diesen Dank mit einbeziehen. Renate Kinski, Hermine Lwowski, Nicole Schärli und Dr. Ulrich Schärli danke ich für die Unterstützung in allen organisatorischen Angelegenheiten. Meinen Studenten, die im Rahmen ihrer wissenschaftlichen Arbeiten oder hilfswissenschaftlichen Tätigkeiten zum Gelingen meiner Arbeit beigetragen haben, bin ich ebenfalls sehr dankbar.

Nicht zuletzt möchte ich mich auch ganz besonders bei meiner Frau und meiner Familie für die Unterstützung und das entgegengebrachte Vertrauen bedanken.

Kurzfassung

In den letzten Jahrzehnten ist der Bedarf der Übertragung von immer größeren Mengen elektrischer Energie über immer weitere Strecken kontinuierlich gestiegen. Um dieser Entwicklung Rechnung zu tragen und um die Übertragung der Energie möglichst wirtschaftlich und verlustoptimiert zu gestalten, wurden die Betriebsspannungen, mit der Übertragungsnetze betrieben werden können, stetig erhöht. Die aktuell höchste Nennspannung eines Übertragungsnetzes, das in China in Betrieb genommen wurde, beträgt 1100 kV. Gasisolierte Schaltanlagen (GIS) können zentrale Elemente dieser Übertragungsnetze sein. Allerdings können Schaltvorgänge und Fehler, die einen Überschlag zwischen spannungsführenden und geerdeten Teilen einer GIS verursachen, zu sehr hohen transienten Überspannungen führen. Die Dämpfung dieser sogenannten Very Fast Transient Overvoltages (VFTs) ist Ziel der Arbeit, da dadurch das Isolationssystem der GIS und angrenzender Betriebsmittel sehr stark beansprucht werden. Darüber hinaus können die Amplituden der VFTs bei entsprechend hohen Betriebsspannungen die Bemessungs-Blitzstoßspannung überschreiten. Dies kann dazu führen, dass die VFT-Amplituden zum maßgebenden Kriterium für die dielektrische Auslegung einer GIS werden. Mit Hilfe von Dämpfungsmaßnahmen kann dem entgegengewirkt und damit aufwendigere, kostenintensive dielektrische Designs der GIS vermieden werden. Ebenso kann damit weiterhin die hohe Zuverlässigkeit von GIS gewährleistet werden. Im Rahmen dieser Arbeit wurden drei neue Methoden, mit denen die Amplituden der VFTs gedämpft werden können, entwickelt und analysiert.

Für die Untersuchung der Dämpfungseigenschaften kommen eine GIS und ein Messsystem zum Einsatz, mit denen Hochspannungsversuche mit VFT-Amplituden von bis zu rund 800 kV durchgeführt werden können. Zur Messung der transienten Überspannungen wird ein Messsystem entwickelt, das aus kapazitiven Sensoren besteht, die in der GIS installiert werden. Mit einem Burch-Abschluss am Ende der Messleitung kann eine konstante Übertragungsfunktion des Messsystems bis zu einer Frequenz von rund 100 MHz sichergestellt werden. Als Versuchsanlage wird eine aus mehreren Segmenten zusammengesetzte GIS verwendet, die in der Standardausführung rund 8,4 m lang ist. Über eine Hochspannungsdurchführung ist die Versuchsanlage an einen Stoßspannungsgenerator angeschlossen. Die Stoßspannung führt an einer Kugelfunkstrecke unter SF₆-Atmosphäre innerhalb der GIS zu einem Überschlag, durch den die VFTs initiiert werden. In Abhängigkeit

der Amplitude der Stoßspannung, des SF₆ - Drucks und des Abstands der Kugelfunkstrecke können sowohl die Steilheit als auch die Amplitude der VFTs variiert werden. Durch eine mögliche Verbindung des Innenleiters mit der geerdeten GIS-Kapselung kann die Resonanzfrequenz der Versuchsanlage variiert werden. Verschiedene Dämpfungsmethoden können in den Aufbau integriert werden, so dass der Einfluss der VFT-Parameter auf die Dämpfungseigenschaften analysiert werden kann.

Mit der Entwicklung eines SPICE-Modells, das die VFTs der Versuchsanlage hinreichend genau abbildet, wird die Grundlage für die Simulation der einzelnen Dämpfungsmethoden gelegt. Modelle des jeweiligen Ansatzes werden in das SPICE-Modell integriert und ermöglichen die Darstellung und Analyse der Dämpfungsmechanismen.

Bei den betrachteten Dämpfungsansätzen kann die geringste Dämpfung mit einem Hohlraumresonator erzielt werden. Schirmelektroden, die in GIS zur Homogenisierung des elektrischen Felds zum Einsatz kommen, werden dafür so angepasst, dass sie als Hohlraumresonator fungieren und durch die VFTs angeregt werden. In einem Widerstand wird Energie aus dem Resonator absorbiert und dadurch die VFTs gedämpft. In Versuchen konnte gezeigt werden, dass diese Dämpfungsmethode sehr frequenzselektiv ist. VFTs mit Grundfrequenzen, die von der Resonanzfrequenz des Resonators abweichen, werden nicht gedämpft. Ebenso können die ersten Spitzen der VFTs nicht gedämpft werden. Erst nach wenigen 100 ns kann eine leichte Dämpfung der VFTs festgestellt werden.

Mit einem spiralförmig geschlitzten Innenleiterstück und Metalloxidvaristoren kann in Versuchen eine Dämpfung der ersten Spitze um bis zu 40 % erzielt werden. Das speziell geformte Innenleiterstück stellt aufgrund der spiralförmigen Schlitzung eine Induktivität von nur wenigen Mikrohenry dar. Die Metalloxidvaristoren sind im Inneren des geschlitzten Leiters parallel zur Induktivität angeordnet. Durch die hochfrequenten VFTs fällt über der Induktivität des geschlitzten Innenleiters und damit auch über den parallel angeordneten Metalloxidvaristoren Spannung ab. Übersteigt diese Spannung die Bemessungsspannung der Varistoren, werden diese leitfähig und absorbieren die Energie der VFTs. Dies führt zur Dämpfung der VFTs. Bei der typischen Betriebsfrequenz von 50 Hz stellt die Induktivität hingegen nur eine vernachlässigbare Impedanz dar. Der Nennstrom wird dadurch nicht beeinflusst. Es konnte gezeigt werden, dass die Dämpfung dieser Methode nur geringfügig von den Parametern der VFTs beeinflusst wird.

Eine noch bessere Dämpfung der transienten Überspannungen kann mit nanokristallinen Ringbandkernen, die um den Innenleiter angeordnet sind, erzielt werden. Diese Ringe bestehen aus sehr dünnen Bändern einer auf Eisen basierenden Legierung. Durch ihre speziellen Eigenschaften stellen sie auch im gesättigten Zustand eine ausreichend Impedanz für die Dämpfung der VFTs dar. Bei der Untersuchung des Materialverhaltens unter VFT-Beanspruchung konnte gezeigt werden, dass Ringbandkerne mit einer hohen Permeabilität eine bessere Dämpfung erzielen als niederpermeable. Durch den Einsatz von mehr Ringbandkernen kann die VFT-Dämpfung nahezu linear gesteigert werden und eine nahezu vollständige Dämpfung der VFTs erzielt werden. Im Rahmen dieser Arbeit wurde eine Messmethode entwickelt, mit der die Impedanz der Ringbandkerne bei VFT-Beanspruchung bestimmt werden kann.

Zusammenfassend lässt sich feststellen, dass von den drei vorgestellten Ansätzen nanokristalline Ringbandkerne das größte Dämpfungspotential besitzen. Darüber hinaus lassen sich die Ringbandkerne relativ einfach in GIS integrieren und die Dämpfung kann mittels einer einfachen Simulation hinreichend genau berechnet werden.

Abstract

During the last decades, the global electrical energy demand has continuously risen. In the same way, the distance of transmission increased. In order to realise an efficient transmission of energy, the operating voltage of the power grids was raised step by step. Today, the highest operating voltage of 1100 kV is used in a Chinese transmission network. By means of such voltages, the transmission loss is reduced and the economic efficiency is increased. Gas insulated switchgears (GIS) can be central elements of such power grids. Unfortunately, very fast transient overvoltages (VFTs) can originate from switching operations inside the GIS. Also faults with a breakdown under SF₆-atmosphere of a GIS can cause such overvoltages. VFTs are high stress for the insulation system of the GIS itself and of the connected equipment. For suitable high operating voltages, the amplitudes of VFTs can exceed the rated lightning surge voltage. In that case, the dielectric design of a GIS has to be adapted to these amplitudes. New methods of VFT-attenuation who allow to control these problems and avoid expensive and complex GIS-designs are investigated in this work. The most promising methods the author has developed are presented in the following chapters.

For the investigation of the damping characteristics, a high voltage GIS setup was used and a special measurement system was developed. The measurement system basically consists of a capacitive voltage sensor and a Burch termination of the measurement cable. Together, a precise measurement of the VFTs with voltages of about 800 kV and frequency components up to 100 MHz can be ensured. The high voltage test setup mainly consists of several GIS-sections with a total length of 8.4 m. The VFTs are generated by a breakdown in a spark gap inside the GIS. For this purpose, a standard HV impulse generator feeds a surge voltage via a bushing inside the GIS. The spark gap consists of two spherical electrodes and is situated in an SF₆ atmosphere. As soon as the surge voltage reaches the breakdown voltage of the spark gap, a sparkover occurs between the contacts and initiates the VFTs. It is possible to control the breakdown voltage of the spark gap and, therefore, the amplitude of the resulting VFT as well, by means of adjusting the SF₆ pressure and the width of the spark gap. Two possibilities to terminate the GIS at the bus duct end enable an investigation of the damping characteristics at two different resonant frequencies. On the one hand, it is open terminated. On the other hand, the inner conductor is connected to the grounded enclosure and forms a shorted termination.

The different reflection factors lead to different resonant frequencies. All three attenuation methods were installed inside this test setup and their damping characteristics were investigated.

A SPICE-model of the test setup was created. It enables a simulation of the VFTs with satisfactory accuracy. This model serves a frame for the investigation of the attenuation methods. Models of each method were developed and integrated in the frame model of the GIS setup. By using those integrated models, the attenuation mechanics of the different methods were analysed and illustrated.

The smallest attenuation was achieved by a special radio frequency (RF) resonator inside the GIS. The resonator is formed by adapted shielding parts which are stimulated by VFTs. A suitable resistor absorbs the energy of the VFTs and, thereby, the VFTs get attenuated. Different experiments indicate a strong frequency dependency of this attenuation method. A reduction of the VFT amplitude was achieved with this setup only if the resonance frequency of the resonator fits the main frequency component of the VFT very well. Furthermore, the first peaks of a VFT could not be attenuated with this method. After some 100 ns, only a slight attenuation of the VFTs could be verified.

A good damping effect was achieved by means of a helical sliced GIS conductor and metal oxide surge arresters. Up to 40 % of the first VFT peak could be attenuated. The helical part forms an inductance of some micro henry. In parallel, a surge arrester stack is connected inside the conductor. Due to the high-frequency components of the VFTs, an inductive voltage drop across the arrangement occurs and the arresters become conductive. Therefore, energy is absorbed and the VFTs are damped. The investigation of this method shows a vast independency of the VFT characteristics.

The most efficient damping was achieved by means of nanocrystalline rings. They are located on the inner conductor of the GIS and consist of a very thin tape of an iron based alloy. These rings have a very specific characteristic and even in a magnetically saturated state, they form a sufficient impedance to attenuate VFTs. The investigations show that rings with a high permeability achieve a greater attenuation effect. Due to an application of a higher number of rings, an approximately linear increasing attenuation can be achieved and an almost entire attenuation of the VFTs can be reached. It is difficult to determine the impedance of the rings during VFT exposure. Therefore, a measuring method was developed which bases on the determination of the VFT reflection coefficient.

Summing up, nanocrystalline rings are the most efficient attenuation method. Besides the best damping effect of all methods tested, its integration into a GIS is relatively uncomplicated and the attenuation can be reliably calculated by using a simple simulation.

Inhaltsverzeichnis

Vorwort	I
Kurzfassung	III
Abstract	VI
Inhaltsverzeichnis	IX
Abkürzungen und Formelzeichen	XII
1 Einleitung und Ziel der Arbeit	1
1.1 Gasisolierte Schaltanlagen im UHV-Bereich	2
1.2 Ziel der Arbeit	3
1.3 Gliederung der Arbeit	4
2 Grundlagen	7
2.1 Durchschlagsentwicklung in SF ₆	7
2.1.1 Entladungseinsatz und Streamerentwicklung	8
2.1.2 Streamer-Leader-Übergang und Leaderwachstum	9
2.1.2.1 Precursor-Mechanismus	10
2.1.2.2 Hochfrequenzmechanismus	11
2.2 Very Fast Transients	11
2.2.1 Der Schaltvorgang eines Trennschalters	14
2.3 Bestehende Strategien zur Reduzierung von VFT	16
2.3.1 Vorwiderstände in Trennschaltern	16
2.3.2 Ferritringe	18
2.3.3 Optimierung der Parameter eines Trennschalters	19
2.3.4 Layout der GIS	19
3 Messtechnik, Versuchsaufbau und Simulationsmodell	21
3.1 Messung von VFT	21
3.1.1 Theoretische Grundlagen und Aufbau des Messsystems	21
3.1.2 Eigenschaften des Messsystems	25
3.1.2.1 Simulation der Übertragungseigenschaften	25
3.1.2.2 Sprungantwort des Messsystems	26
3.1.3 Kalibrierung des Messsystems	28
3.1.4 Durchführung und Auswertung der Messungen	29
3.2 GIS – Versuchsaufbau	31
3.2.1 Standardaufbau	31
3.2.2 Variationen des Versuchsaufbaus	35

3.2.2.1	Änderung der Resonanzfrequenz der Anlage	35
3.2.2.2	Änderung der Messpunkte.....	36
3.2.2.3	Aufbau für Resonatorversuche	37
3.3	Simulationsmodell des Versuchsaufbaus	38
3.3.1	Gesamtmodell der SPICE-Simulation	38
3.3.2	Bausteine des Simulationsmodells	40
3.3.2.1	Spannungsquelle zur Nachbildung des Stoßspannungsgenerators	40
3.3.2.2	Durchführung	41
3.3.2.3	GIS-Element	41
3.3.2.4	Funkenstrecke	42
3.3.2.5	Kurzschluss am Ende der GIS.....	42
3.3.2.6	Sensoren	42
4	Neue Strategien zur Dämpfung von VFTs	43
4.1	Hohlraumresonatoren.....	43
4.1.1	Theoretische Überlegungen und Grundlagen von Hohlraumresonatoren...44	44
4.1.2	Anpassung der Resonanzfrequenz des Resonators.....	46
4.1.2.1	Erstes Resonatormodell zur Dämpfung von VFTs.....	47
4.1.2.2	Maßnahmen zur Frequenzanpassung	49
4.1.2.2.1	Änderung der Kapazität des Resonators	49
4.1.2.2.2	Änderung der Induktivität des Resonators	50
4.1.2.2.3	Bewertung der Parameteränderung des Resonators.....	50
4.1.2.3	Zweites Resonatormodell mit angepasster Resonanzfrequenz	51
4.1.2.4	Bemerkung zur Anpassung der Resonanzfrequenz	52
4.1.3	Energieabsorption und Dämpfung	53
4.1.3.1	Einfluss des Hohlraumresonators auf die VFT-Form	53
4.1.3.2	Lichtbogen und Kurzschluss im Spalt des Hohlraumresonators	54
4.1.3.3	Widerstände im Spalt des Hohlraumresonators.....	55
4.1.3.4	Einfluss der Resonanzfrequenz	58
4.1.4	Simulationsmodell eines Hohlraumresonators.....	59
4.1.5	Bewertung der Hohlraumresonatoren	62
4.2	Spiralförmig geschlitzter Innenleiter mit Metalloxidvaristoren	62
4.2.1	Theoretische Überlegungen und Grundlagen eines spiralförmig geschlitzten Innenleiters mit Metalloxidvaristoren	63
4.2.1.1	Metalloxidvaristoren	63
4.2.1.2	Funktionsweise des spiralförmig geschlitzten Innenleiters mit Metalloxidvaristoren	64
4.2.2	Vorstudie mit gewickelter Induktivität.....	65
4.2.2.1	Messergebnisse mit gewickelter Induktivität.....	66
4.2.2.2	Bewertung der Ergebnisse mit gewickelter Induktivität.....	69
4.2.3	Untersuchung des geschlitzten Innenleiters als Induktivität.....	70
4.2.3.1	Eigenschaften des spiralförmig geschlitzten Innenleiters	70

4.2.3.2	Versuchsmodell mit geschlitztem Innenleiter und Varistoren	72
4.2.3.3	Messergebnisse mit geschlitztem Innenleiter	73
4.2.3.3.1	Einfluss der Bemessungsspannung der Varistoren	73
4.2.3.3.2	Einfluss einer reduzierten Induktivität	74
4.2.3.3.3	Einfluss der Flankensteilheit	75
4.2.3.3.4	Einfluss der VFT-Grundfrequenz	77
4.2.3.4	Auswertung der Ergebnisse mit geschlitztem Innenleiter	78
4.2.4	Simulationsmodell eines spiralförmig geschlitzten Innenleiters mit Metalloxidvaristoren	79
4.2.5	Bewertung des spiralförmig geschlitzten Innenleiters und Metalloxidvaristoren	84
4.3	Nanokristalline Ringbandkerne.....	85
4.3.1	Theoretische Überlegungen und Grundlagen von nanokristallinen Ringbandkernen	85
4.3.1.1	Grundlagen weichmagnetischer Materialien	86
4.3.1.2	Herstellung nanokristalliner Ringbandkerne	87
4.3.1.3	Materialeigenschaften.....	89
4.3.1.4	Verlustmechanismen in nanokristallinen Bändern	91
4.3.1.5	Bestimmung der Permeabilität.....	93
4.3.2	Eigenschaften bei VFT-Beanspruchung	96
4.3.2.1	Theoretische Betrachtung der Reflektion an Ringbandkernen.....	96
4.3.2.2	Messung der Eigenschaften bei VFT-Beanspruchung.....	97
4.3.3	Experimentelle Untersuchungen der Dämpfung	100
4.3.3.1	Einfluss der Anzahl verwendeter Ringbandkerne	101
4.3.3.2	Einfluss der Permeabilität	102
4.3.3.3	Einfluss des Durchmessers der Ringbandkerne	103
4.3.3.4	Einfluss der Position und Anordnung der Ringbandkerne	104
4.3.3.5	Einfluss unterschiedlicher VFT-Parameter.....	107
4.3.3.6	Verluste der Ringbandkerne bei hohen Strömen mit Netzfrequenz	108
4.3.3.7	Teilentladungen bei Einsatz von Ringbandkernen	108
4.3.3.8	Alterung der Ringbandkerne	110
4.3.4	Simulationsmodell nanokristalliner Ringbandkerne	111
4.3.5	Bewertung der nanokristallinen Ringbandkerne	113
4.4	Vergleich der untersuchten Dämpfungsstrategien.....	114
4.4.1	Dämpfungspotential der untersuchten Methoden	115
4.4.2	Technische Umsetzbarkeit der untersuchten Methoden	117
5	Zusammenfassung.....	119
6	Literaturverzeichnis	123

Abkürzungen und Formelzeichen

$(E/p)_0$	Kritische Feldstärke
μ	Magnetische Permeabilität
μ'	Realteil der Permeabilität
μ''	Imaginärteil der Permeabilität
μ_0	Magnetische Feldkonstante
μ_r	Permeabilitätszahl eines Materials
$\mu_r @ 10 \text{ kHz}$	Permeabilitätszahl eines Materials bei 10 kHz
3D	Dreidimensional
A	Fläche
ABB	Asea Brown Boveri, ABB Ltd, Zürich
AC	Wechselspannung
A_{Fe}	Kernquerschnitt
B	Bandbreite
B	Bor
B	Magnetische Induktion
BNC	Art eines Steckverbinders
C	Kapazität
c	Lichtgeschwindigkeit
C'	Kapazitiver Leitungsbelag
C_1	Streukapazität zwischen Leiterplatine und Innenleiter
C_2	Kapazität der Leiterplatine
C_B	Kapazität des Burch-Abschlusses
C_{DF}	Kapazität der Durchführung
C_{GIS}	Kapazität der GIS
C_K	Kapazität eines Kabels
Cu	Kupfer
d	Dicke des Dielektrikums
D	Durchmesser
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
f	Frequenz
Fe	Eisen
fF	Femtofarad

f_R	Resonanzfrequenz
FR ₄	Epoxidharz getränkte Glasfasermatte
$f_{R\text{Hohlraum}}$	Resonanzfrequenz des Hohlraumresonators
f_{RVFT}	Grundfrequenz der VFTs
GIS	Gasisolierte Schaltanlage
H	Magnetisches Feld
IEC	International Electrotechnical Commission
L	Induktivität
L'	Induktiver Leitungsbelag
l_{Fe}	Mittlere Eisenweglänge eines Ringbandkerns
ln	Natürlicher Logarithmus
L_s	Serielle Induktivität
L _{line}	Verlustbehaftetes Leitungsmodell in SPICE
M	Magnetisierung
M_s	Spontane Magnetisierung
M_x	x-Komponente der Magnetisierung
M_y	y-Komponente der Magnetisierung
N	Windungszahl
Nb	Niob
p. u.	per unit
R	Ohm'scher Widerstand
r	Reflektionsfaktor
R'	Ohm'scher Leitungsbelag
R_A	Abschlusswiderstand
r_a	Außenradius eines Rohrs
R_B	Widerstand des Burch-Abschlusses
R_{Band}	Bandwiderstand zwischen Spannungsgenerator und GIS
r_i	Innenradius eines Rohrs
R_{line}	Ohm'scher Leitungsbelag in SPICE
R_{mess}	Messwiderstand in SPICE
R_s	Serieller Widerstand
R_{Spalt}	Widerstand am Resonatorspalt in SPICE
s	Wegstrecke
SF ₆	Schwefelhexafluorid
Si	Silizium

SMD	surface-mounted device
SPICE	Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis
T_d	Kabelllaufzeit in SPICE-Modellen
TE	Teilentladung
Tline	Leitungsmodell in SPICE
U'_2	Spannung an Kapazität C_s
U_1	Spannung zwischen Innenleiter und geerdeter Kapselung
U_2	Ausgangsspannung am Messsystem
U_B	Bemessungsspannung
UHV	Ultra high voltage
U_{Netz}	Netzspannung
V_1	Spannungsquelle 1 in SPICE-Modellen
V_2	Spannungsquelle 2 in SPICE-Modellen
V_3	Spannungsquelle 3 in SPICE-Modellen
VFT	Very fast transient overvoltage
w	Resultierende Spannung der überlagerten Welle
w_h	Spannung der hinlaufenden Welle
w_r	Spannung der rücklaufenden Welle
z.B.	zum Beispiel
Z_R	Impedanz der nanokristallinen Ringbandkerne
Γ	Wellenimpedanz
Γ_1	Wellenimpedanz der GIS
Γ_2	Summe aus Γ_1 und Z_R
Γ_K	Wellenimpedanz eines Kabels
ε	Permittivität
ε_0	Elektrische Feldkonstante
ε_r	Relative Permittivität eines Dielektrikums
λ	Wellenlänge
π	Kreiszahl Pi
τ_K	Kabelllaufzeit

1 Einleitung und Ziel der Arbeit

Ohne die kontinuierliche und sichere Verfügbarkeit elektrischer Energie ist eine moderne, innovative und erfolgreiche Gesellschaft heutzutage nicht mehr vorstellbar. Wirtschaftlicher Erfolg und soziale Entwicklung hängen ebenso wie der gewohnte Wohlstand unmittelbar von dem Vorhandensein einer leistungsfähigen, unterbrechungsfreien und günstigen Versorgung mit Elektrizität ab. Während sich die hierzu nötige Infrastruktur in zahlreichen Entwicklungs- und Schwellenländern noch im Auf- und Ausbaustadium befindet, passen zahlreiche Industrienationen ihre Infrastruktur an neue Ziele wie Klimaschutz oder den Ausstieg aus der Kernkrafttechnologie an.

Beide Entwicklungen führen dazu, dass große Mengen elektrischer Energie über immer weitere Strecken übertragen werden müssen. In Ländern wie China, Indien oder Brasilien werden beispielsweise riesige Stauseen und Wasserkraftanlagen zur Erzeugung von Elektrizität errichtet, um den stetig wachsenden Energiebedarf zahlreicher Metropolen zu decken. Die Erzeugungskapazitäten liegen dabei oft viele hundert oder gar tausende Kilometer von den Lastzentren entfernt. In Europa hingegen entstehen klimaschonende „Kraftwerke“ wie Windkraft- oder Photovoltaikanlagen vermehrt dort, wo möglichst ideale Bedingungen herrschen. Als Beispiel hierfür seien große Offshore-Windkraftanlagen in der Nord- und Ostsee genannt. Auch hier muss die klimaschonend erzeugte Energie oft viele hundert Kilometer zu industriellen Zentren - wie beispielsweise in Süddeutschland - übertragen werden.

In den vergangenen Jahren zeichnete sich die Entwicklung zweier unterschiedlicher Technologien ab, um die elektrische Energie möglichst effizient über lange Distanzen zu übertragen. So wurde die Betriebsspannung klassischer Wechselspannungssysteme stetig erhöht. Spannungsebenen von mindestens 550 kV Nennspannung werden nach den IEC-Standards als „ultra high voltage“ (UHV) bezeichnet. Die momentan höchste Betriebsspannung kommt derzeit in China zum Einsatz. Ein rund 600 km langes Versuchsnetz mit einer Nennspannung von 1100 kV und drei Schaltanlagen in Jingmen, Nanjang und Jing Don Nan ist seit 2008 in Betrieb [Holaus, 2008]. Alternativ zur Wechselspannungsübertragung werden vermehrt Gleichspannungssysteme in Betracht gezogen. Dabei beschränkt sich der Einsatz von Gleichspannung nicht nur auf Direktverbindungen mit einem Start- und einem Endpunkt. Vor allem die Entwicklungen im Bereich der Leistungselektronik, aber auch die Lösung weiterer technologischer Probleme wie beispielsweise Gleichspannungsleistungsschalter ermöglichen in naher Zukunft einen verlustarmen Transport

großer Mengen elektrischer Energie in vermaschten Gleichspannungsnetzen [Riechert, 2014].

Der Einsatz von gasisolierten Schaltanlagen (GIS) in elektrischen Energienetzen hat sich seit vielen Jahren bewährt. Aufgrund der hohen Isolationsfestigkeit und guten Lichtbogenlösseigenschaften kommt vor allem Schwefelhexafluorid (SF_6) als Isoliergas zum Einsatz. Besonders der geringe Raumbedarf, die hohe Betriebssicherheit, der sichere Berührungsschutz, die lange Lebensdauer und der geringe Wartungsaufwand zeichnen eine moderne GIS aus. Sie können vom Bereich der Mittelspannung bis hin zu Betriebsspannungen im UHV-Bereich mit Nennspannungen von 1100 kV zum Einsatz kommen und eignen sich nicht nur für spezielle Einsatzgebiete in großen Höhen, schmutzigen Umgebungen oder engen Platzverhältnissen [Kämpfer, 2011].

Auch für die oben beschriebenen Technologien zum Transport der elektrischen Energie über große Distanzen spielt die SF_6 -Technik eine bedeutende Rolle. Erste mit SF_6 isolierte Anlagen kommen in Gleichspannungssystemen bereits zum Einsatz. Um dies weiter zu optimieren, werden aktuell zahlreiche Forschungsaktivitäten angestrengt [Riechert, 2014]. Der Einsatz von GIS bei Wechselspannungen im UHV-Bereich bringt ebenfalls spezielle Anforderungen und notwendige Maßnahmen mit sich. Diese werden im folgenden Abschnitt erläutert.

1.1 Gasisolierte Schaltanlagen im UHV-Bereich

Um die Übertragungsverluste über große Distanzen zu verringern, können UHV-Wechselspannungssysteme zum Einsatz kommen. Durch eine Erhöhung der Spannung von 550 kV auf 1100 kV können die Verluste näherungsweise um den Faktor vier reduziert werden [Holaus, 2008].

Hochspannungsbetriebsmittel müssen nach IEC-Standards abhängig von ihrer Nennbetriebsspannung bestimmte Überspannungen unbeschadet überstehen. Typische Prüfgrößen sind dabei z.B. die Bemessungs-Kurzzeit-Wechselspannung oder die Bemessungs-Blitzstoßspannung. Die Prüfroutine, die Form und die Amplitude dieser Prüfspannungen werden unter anderem in der IEC 60071-1 oder speziellen Gerätenormen vorgeschrieben. Die Amplitude der Bemessungs-Blitzstoßspannung ist in der Regel die höchste zu prüfende Spannung [Küchler, 2009].

Bei Schalthandlungen und anderen Überschlägen innerhalb der GIS treten transiente Überspannungen – so genannte Very Fast Transient Overvoltages (VFTs) – auf.

Diese Überspannungen, deren Amplituden ein Mehrfaches der Betriebsspannung erreichen können, beanspruchen das Isoliersystem der GIS stark und können zu Störungen oder Fehlfunktionen in der GIS oder in angeschlossenen Betriebsmitteln führen. Die Anstiegszeiten der VFT-Flanken liegen im Bereich von wenigen Nanosekunden (siehe Kapitel 2.2). Da die VFT-Amplituden näherungsweise proportional zur Betriebsspannung sind, wird die Differenz zwischen den Amplituden der VFTs und der Bemessungs-Blitzstoßspannung mit steigender Betriebsspannung geringer. Bei UHV-Anlagen mit Nennspannungen über 800 kV besteht die Gefahr, dass die Amplituden der VFTs höher als die Bemessungs-Blitzstoßspannung der Anlage sind. In diesem Fall müssen Maßnahmen zur Reduzierung der VFT-Amplituden getroffen werden, um Schäden an der GIS und anderen Betriebsmittel zu vermeiden [CIGRÉ, 2011].

1.2 Ziel der Arbeit

Das Auftreten von VFTs kann bei Schalthandlungen in einer GIS prinzipiell nicht verhindert werden. Daher ist es von großer Bedeutung, die Auswirkungen der transienten Überspannungen auf die Isoliersysteme der GIS und anderer Betriebsmittel zu beherrschen. Dazu beitragen kann, neben dem dielektrischen Design der Anlage und den Eigenschaften der Schalter, vor allem auch eine gezielte Dämpfung der VFTs. Besonders im Bereich der UHV-GIS, in dem die VFT-Amplituden die Bemessungs-Blitzstoßspannung überschreiten können, ist die Dämpfung der VFTs zielführend, um den Anforderungen der Isolationskoordination zu entsprechen. Daher wurden bereits Konzepte für die Dämpfung transientser Überspannungen in GIS entwickelt. Diese Konzepte sind jedoch meist sehr aufwendig, steigern dadurch den Aufwand für Wartung und Instandhaltung und führen zu deutlich höheren Kosten.

Das Ziel dieser Arbeit ist es, innovative und zuverlässige Konzepte zur Dämpfung von VFTs zu erforschen, bei denen auf anfällige und wartungsintensive Konstruktionen verzichtet werden kann. Dabei soll mit den entwickelten Methoden mindestens eine Reduzierung der VFT-Amplituden auf ein Niveau unterhalb der Bemessungs-Blitzstoßspannung möglich sein. Dieses übergeordnete Ziel soll in drei Schritten erreicht werden. Zunächst muss ein Versuchsstand entwickelt und aufgebaut werden, an dem VFTs erzeugt und Dämpfungsmethoden untersucht werden können. Die Anforderungen an den Versuchsstand sind VFTs mit Amplituden von mehreren 100 kV und eine genaue Reproduzierbarkeit der Spannungsverläufe. Mit einer geeigneten Messtechnik muss sichergestellt werden, dass die VFTs exakt vermes-

sen werden können. Im zweiten Schritt sollen verschiedene Möglichkeiten zur Dämpfung der VFTs entwickelt und untersucht werden. Sie sollen den eingangs erwähnten Ansprüchen genügen. Die Modellierung der Dämpfungskonzepte rundet schließlich die Arbeit ab.

1.3 Gliederung der Arbeit

In Kapitel 2 werden zunächst wichtige Grundlagen vorgestellt. Die physikalischen Vorgänge des Durchschlagsmechanismus in SF_6 sind seit rund zwei Jahrzehnten bekannt und verursachen einen sehr schnellen Spannungszusammenbruch. Die daraus folgenden Ausgleichsvorgänge breiten sich als Wanderwellen in der GIS aus. Die Entstehung und die Charakteristika der VFTs werden ebenfalls in diesem Kapitel zusammengefasst. Abschließend werden verschiedene existierende Ansätze zur Dämpfung von VFTs erläutert.

Die Schwerpunkte des 3. Kapitels liegen auf der Beschreibung der entwickelten Messtechnik, des verwendeten Versuchsaufbaus und den Grundzügen eines Simulationsmodells. Der Versuchsaufbau, an dem die unterschiedlichen Dämpfungsmethoden getestet werden, besteht aus einer 8,4 m langen GIS. Mit Hilfe dieser Versuchsanlage können VFTs mit Amplituden von mehreren 100 kV generiert werden. Dazu verfügt er über eine Funkenstrecke in SF_6 und ist über eine Durchführung mit einem Stoßspannungsgenerator verbunden. Um VFTs messen zu können, ist ein breitbandiges Messsystem notwendig, das transiente Spannungen von mehreren 100 kV zuverlässig erfassen kann. Dies kann mit Hilfe eines kapazitiven Teilers realisiert werden. Zur Simulation der VFT-Dämpfung wird ein SPICE-Modell präsentiert. Das vorgestellte Grundmodell der Simulation beschreibt die Versuchsanlage und kann mit den Modellen der einzelnen Dämpfungsmethoden ergänzt werden. Die Verifizierung des Modells wird anhand verschiedener Messungen durchgeführt.

Insgesamt drei innovative Methoden zur Dämpfung von VFTs werden in Kapitel 4 untersucht. Neben dem Funktionsprinzip der jeweiligen Methode werden auch Ergebnisse aus Messungen und Simulationen beschrieben. Für jede der Methoden wurde mindestens ein Versuchsmodell erstellt und das Dämpfungspotential experimentell nachgewiesen. Der erste Ansatz besteht aus Hohlräumen innerhalb der GIS, die zu Resonatoren geformt werden. Bei einer entsprechenden Anpassung der Resonanzfrequenz und mit Hilfe von Verlust erzeugenden Widerständen im Resonator kann die VFT-Amplitude reduziert werden. Für den zweiten Ansatz muss der GIS-Innenleiter spiralförmig geschlitzt werden. Der dadurch entstandenen

Induktivität werden Metalloxidvaristoren parallel geschaltet, die den VFTs Energie entziehen und dadurch zur Dämpfung der Überspannungen beitragen. Die dritte Dämpfungsmethode besteht aus nanokristallinen Ringbandkernen, die um den Innenleiter angeordnet werden. Die Eigenschaften dieses Materials ermöglicht trotz magnetischer Sättigung eine Dämpfung der VFTs.

Abschließend wird in Kapitel 4 ein Vergleich der drei Strategien zur Dämpfung von VFTs angestellt. Dabei wird neben dem Dämpfungspotential der einzelnen Methoden auch deren Umsetzung und Integration in einer GIS betrachtet.

2 Grundlagen

Das Phänomen sehr schneller transienter Überspannungen in gasisolierten Schaltanlagen ist bereits seit vielen Jahrzehnten bekannt. In zahlreichen Forschungsarbeiten und Veröffentlichungen wurden die Entstehung, die Eigenschaften und die Auswirkungen dieser VFTs mannigfaltig untersucht [Fujimoto, 1982], [Boggs, 1982], [Meppelink, 1989]. Der schnelle Durchschlagsmechanismus in SF₆ ist für die Entstehung dieser transienten Überspannungen verantwortlich. Durch das Verstehen der physikalischen Zusammenhänge konnten weitreichende Erkenntnisse über diesen Vorgang gewonnen werden. So führen sich teils wiederholende Teilvorgänge zu einem Durchschlag der gesamten Isolationsstrecke [Hiesinger, 1991], [Buchner, 1995]. Auch Maßnahmen zur Reduzierung von VFTs wurden bereits entwickelt. Als Beispiele seien an dieser Stelle der Einsatz von Ferritmaterialien oder Vorwiderständen in Trennschaltern erwähnt. Jedoch sind die bisher bekannten Dämpfungsmechanismen in ihrer Wirkung begrenzt, verursachen einen hohen technischen Aufwand oder befinden sich noch im Entwicklungsstadium [Riechert, 2012].

In diesem Kapitel wird zunächst der Durchschlagsmechanismus in SF₆ vorgestellt. Anschließend werden neben dem Entstehungsmechanismus und der Ausbreitung der VFTs auch die Eigenschaften dieser transienten Überspannungen beschrieben. Als die häufigste Ursache für die Entstehung der VFTs wird vor allem der Schaltvorgang eines Trennschalters näher erläutert. Abschließend werden die wichtigsten Dämpfungsmethoden für VFTs, die bereits angewandt oder entwickelt werden, vorgestellt.

2.1 Durchschlagsentwicklung in SF₆

Die Mechanismen eines Durchschlags in SF₆ wurden bereits vor über 20 Jahren in zahlreichen Forschungsprojekten untersucht und beleuchtet. Als Beispiele dafür können die Dissertationen von [Hiesinger, 1991] und [Buchner, 1995] angeführt werden. An dieser Stelle sollen daher die wichtigsten Vorgänge eines SF₆-Durchschlags zusammengefasst werden.

Nach [Hiesinger, 1991] und [Buchner, 1995] kann die Durchschlagsentwicklung in SF₆ in mehrere Teilvorgänge untergliedert werden, die teilweise mehrfach nacheinander ablaufen:

- Entladungseinsatz
- Streamerentwicklung
- Streamer-Leader-Übergang
- Leaderwachstum

Vor allem bei stark inhomogenen Feldanordnungen kann dieser Prozess mehrfach durchlaufen werden und schließlich zu einem vollkommenen Durchschlag der Isolationsstrecke führen. Die einzelnen Teilprozesse werden in den nächsten Absätzen beschrieben.

2.1.1 Entladungseinsatz und Streamerentwicklung

Für den Einsatz von Entladungen in einem SF₆-Isolationssystem müssen zwei Bedingungen gleichzeitig erfüllt sein. Zum einen muss die bezogene kritische Feldstärke von 8,9 kV/mm·bar an einer beliebigen Stelle überschritten sein. Zum anderen ist ein freies Anfangselektron notwendig, das in diesem kritischen Bereich mit erhöhter Feldstärke vorhanden ist [Buchner, 1995], [Heers, 1995]. Die Wahrscheinlichkeit, dass ein freies Elektron in diesem Bereich zur Verfügung steht, ist abhängig von der anliegenden Feldstärke und kann durch das so genannte Volumen-Zeit-Gesetz [Boeck, 1983] abgeschätzt werden.

Im elektrischen Feld werden die freien Elektronen beschleunigt und lösen durch Stoßionisation weitere Elektronen aus ihren Bindungen heraus. Ebenso lagern sich die freien Elektronen auch relativ schnell wieder an Molekülen an. Ist die druckabhängige kritische Feldstärke überschritten, überwiegen die Ionisationsprozesse die Anlagerungsvorgänge und es kommt zu einer Ladungsträgervermehrung. In den dadurch entstehenden Ladungsträgerlawinen bilden sich positive und negative Raumladungszonen aus, durch die das anliegende Feld verzerrt wird. Eine stetige Zunahme der Ionisationsprozesse führt schließlich zu einer kritischen Menge freier Elektronen im Lawinenkopf, durch die das elektrische Feld vor der Elektronenlawine stark angehoben und eine intensive Strahlungsemission verursacht wird. Durch Photoionisation werden weitere Anfangselektronen erzeugt, die zu weiteren Lawinen führen. Der sich so ausbildende Entladungskanal kann auch als Streamer bezeichnet werden [Buchner, 1995].

Nur in homogenen oder quasihomogenen Feldanordnungen kann sich ein Streamer über die gesamte Isolationsstrecke ausbreiten und so zu einem vollständigen Durchschlag führen. In stark inhomogenen Anordnungen ist die kritische Feldstärke dagegen nur in kleinen Bereichen vor einer Elektrode überschritten. Somit sind die oben beschriebenen Vorgänge und damit das Streamerwachstum nur auf diesen

Bereich beschränkt. Der Streamer kann daher nicht die gegenüberliegende Elektrode erreichen und keinen Durchschlag verursachen. Jedoch kann sich aus dem Streamerbereich ein sogenannter Leader entwickeln, der die Isolationsstrecke in mehreren Schritten überwinden und dadurch einen Durchschlag verursachen kann.

2.1.2 Streamer-Leader-Übergang und Leaderwachstum

Als Leader wird ein hoch leitfähiger Kanal im SF₆ bezeichnet, der eine Feldstärke von nur wenigen kV/cm aufweist und in dem das SF₆ dissoziiert ist. Um diesen Zustand zu erreichen, muss der Kanal auf rund 2500 K erhitzt werden. Dazu tragen die oben beschriebenen Vorgänge der Streamerentwicklung bei, die zunächst zu einer lokalen Erhöhung der Temperatur führen. Ab etwa 1000 K verliert SF₆ seine thermische Stabilität und beginnt zu dissoziieren. Die dabei entstehenden Produkte führen zum Einsatz von Thermoionisation, so dass sich schnell ein hochleitfähiger Kanal bildet. Der Übergang vom Zustand mit hoher Feldstärke zu einem leitfähigen Kanal mit wenigen kV/cm kann als Streamer-Leader-Übergang bezeichnet werden [Hiesinger, 1991].

In einer inhomogenen Anordnung kann ein Leader nur in dem Bereich entstehen, in dem die kritische Feldstärke überschritten ist. Somit sind mehrere Leaderschritte und die Wiederholung der oben beschriebenen Vorgänge nötig, um die ganze Schlagweite einer Isolationsstrecke zu überbrücken. Da der Spannungsabfall in einem Leader sehr gering ist, liegen sowohl am Leaderende als auch an der Elektrode nahezu das gleiche Potential an. Dies führt erneut zu einer Erhöhung des elektrischen Feldes am Ende des Leaders. Es kommt zum Streameraufbau und schließlich entsteht aus dem Streamer ein neues Leaderstück. Der Leader wächst in diskreten Zeitschritten der gegenüberliegenden Elektrode entgegen.

Das letzte Stück zwischen vorwachsendem Leader und gegenüberliegender Elektrode wird durch den sogenannten „Final Jump“ geschlossen. Dabei wird ein hoher Stromfluss verursacht, durch den der Leader zu einem hochleitfähigen Plasmakanal mutiert und der Durchschlag über die Isolationsstrecke vollendet wird. Diese letzte Etappe des Leaders bestimmt die Steilheit des Spannungszusammenbruchs und löst die Wanderwellen aus, die sich in der GIS ausbreiten und als VFTs bezeichnet werden können.

Voraussetzung für den Übergang von einem Streamer zu einem Leader ist die Verfügbarkeit ausreichender Energie, die zum Aufheizen und zur Dissoziation der Moleküle im Kanal beiträgt. Die Vorgänge, durch die ausreichend Energie bereitge-

stellt und der Streamer-Leader-Übergang ermöglicht wird, können durch den Precursor- und den Hochfrequenzmechanismus beschrieben werden. Sie sind im Folgenden kurz erläutert.

2.1.2.1 Precursor-Mechanismus

Vor allem bei Blitzstoßspannungen, wie sie im Rahmen dieser Arbeit zur Erzeugung von VFTs eingesetzt wurden, kann der Durchschlagsprozess in SF₆ mit Hilfe des Precursor-Mechanismus beschrieben werden. Relativ lang anstehende Überspannungen führen zu einer Ladungstrennung im Feldraum, die schließlich den Übergang vom Streamer zum Leader verursacht.

Nachdem sich ein Streamer entwickelt hat, sind darin zunächst positive und negative Ionen nahezu gleich verteilt. Durch das externe Feld wandern die Ladungsträger jedoch in Richtung der Elektroden und im Kopf des Streamers entsteht eine dipolartige Raumladungsverteilung. Aufgrund der dadurch entstehenden lokalen Feldstärkerhöhung, die dem externen Feld überlagert ist, kommt es zu weiteren Ionisationsvorgängen. Die dadurch entstandenen Ionen driften entsprechend ihrer Polarisation wieder in Richtung der Elektroden und verstärken die dipolähnliche Raumladungsverteilung und die Ionisationsvorgänge. Durch einen intensiven Ladungsausgleich im Inneren des Dipols wird dieser Bereich schließlich aufgeheizt und ein Kanal mit verringerter Gasdichte entsteht. Dies führt zu einer erneuten Erhöhung der Feldstärke und weiteren Ionisationsprozessen. Die Abfolge von Ionisation der Moleküle und darauf folgendem Ladungsausgleich, der dem Kanal thermische Energie zufügt und zu einer Expansion dieses Bereichs führt, wiederholt sich nun mehrfach. Dabei wächst der so genannte Precursor in beide Richtungen. Da die Geschwindigkeit in Richtung Anode höher ist, wird diese zuerst erreicht. Ist sie erreicht, erhöht sich das elektrische Feld an der Spitze des Precursors und ein neues Streamergebiet bildet sich aus. Ein Stromimpuls durchströmt den Precursor, heizt ihn auf und führt zur Dissoziation des Gases im Kanal. Das so entstandene Leaderstück kann als Verlängerung der Elektrode betrachtet werden. Vor der Spitze des Leaders wird die kritische Feldstärke wieder überschritten und der Einsatz der Streamerentwicklung beginnt erneut [Buchner, 1995], [Heers, 1995].

Dieser Prozess kann sich mehrfach wiederholen und unterschiedlich viel Zeit benötigen. Der Leader wächst dabei mit jedem Schritt in Richtung der gegenüberliegenden Elektrode und kann schließlich die gesamte Schlagweite überbrücken.

2.1.2.2 Hochfrequenzmechanismus

Bei hochfrequenten Überspannungen wie beispielsweise VFTs ist der Hochfrequenzmechanismus der dominierende Prozess, der zum Streamer-Leader-Übergang führt. Dabei wird die nötige Energie dem Streamer durch einen hohen Verschiebungsstrom zugeführt. Typisch für eine hochfrequente Spannungsbeanspruchung inhomogener Anordnungen in SF_6 ist eine periodische Entwicklung des Leaders. Dabei wächst der Leader mit der Frequenz der Überspannung der gegenüberliegenden Elektrode entgegen. Der Streamer-Leader-Übergang findet jeweils im steilsten Bereich der ansteigenden Spannungsflanke statt.

Die Größe des Bereichs vor einer spitzen Elektrode, in dem die kritische Feldstärke überschritten wird und sich Streamer ausbilden können, ist von der anliegenden Spannung abhängig. Bei steigender Spannung vergrößert sich der Streamerbereich und wird mit dem Rückgang der Spannung wieder kleiner. Dadurch ändert sich auch die Kapazität des Streamerbereichs zur gegenüberliegenden Elektrode. Folglich unterliegen bei transienten Spannungen sowohl die anliegende Spannung als auch die Kapazität zur Gegenelektrode einer großen zeitlichen Änderung. Der daraus resultierende hochfrequente Verschiebungsstrom durch das Streamergebiet bewirkt das Aufheizen und schließlich die Dissoziation des Gases im Streamerkanal. Nachdem sich auf diese Weise aus dem Streamer ein Leader entwickelt hat, beginnt an der Leaderspitze das erneute Wachsen eines Streamerbereichs, der beim nächsten Anstieg der transienten Spannung zum Leader übergeht [Hiesinger, 1991], [Heers, 1995].

Mit jedem Spannungsanstieg wächst der Leader der gegenüberliegenden Elektrode entgegen und kann schließlich zum Durchschlag der Isolationsstrecke führen.

2.2 Very Fast Transients

Überschläge in einer GIS können aufgrund des in Kapitel 2.1 beschriebenen sehr schnellen Durchschlagsmechanismus in SF_6 zu transienten Überspannungen mit Anstiegszeiten von nur wenigen Nanosekunden führen. Diese so genannten Very Fast Transient Overvoltages (VFTs) können beispielsweise durch Überschläge zwischen den spannungsführenden Innenleitern und der geerdeten Kapselung verursacht werden. Während ein derartiger Überschlag nur im Fehlerfall auftritt, sind reguläre Trennschaltungen die häufigste Ursache für VFTs [Fujimoto, 1982], [Meppelink, 1989]. Dabei treten zwischen den sich aufeinander zu oder voneinander weg bewegenden Kontakten des Trennschalters zahlreiche Vor- bzw. Rückzündun-

gen auf. Pro Schaltvorgang kann sich dies bis zu 200 Mal wiederholen [Meppelink, 1989]. Auch Leistungsschalter können VFTs verursachen. Da der Schaltvorgang eines Leistungsschalters sehr viel schneller als der eines Trennschalters ist, entstehen aufgrund des schnellen Schaltens VFTs in einem wesentlich geringeren Umfang [CIGRÉ, 2011].

Die transienten Überspannungen breiten sich in den koaxialen Rohrleitungen einer GIS als Wanderwellen nahezu ungedämpft aus. In der Regel können die VFTs als leitungsgebundene TEM-Wellen angesehen werden [Küchler, 2009]. An Diskontinuitäten der Wellenimpedanz wie beispielsweise an Durchführungen, Kabelanschlüssen, Änderungen der Radien- oder Materialverhältnisse oder Verzweigungen werden die Wanderwellen gebrochen und reflektiert. Dadurch überlagern sich die Wanderwellen und es entstehen komplexe und breitbandige Wellenformen, die meist nach wenigen Mikrosekunden abgeklungen sind. Abhängig vom Anlagendesign und den Schaltbedingungen in der Anlage können Amplituden erreicht werden, die ein Vielfaches der Nennspannung der GIS betragen. Dies führt zu einer starken Beanspruchung der GIS-Isolation und muss bei der dielektrischen Auslegung berücksichtigt werden [Küchler, 2009].

Über die Durchführungen und andere Öffnungen der GIS-Kapselung können sich die transienten Überspannungen auch außerhalb der GIS ausbreiten. So entstehen transiente Überspannungen zwischen der GIS-Kapselung und der Massefläche. Zusammen mit abgestrahlten elektromagnetischen Wellen stellen diese Überspannungen vor allem für die Sekundärtechnik der GIS eine Gefahr dar [Meppelink, 1989]. Auch an die GIS angeschlossene Betriebsmittel wie Transformatoren oder Durchführungen sind durch VFTs gefährdet. Deren Isolationssystem kann durch die VFTs beschädigt oder zerstört werden. In ungünstigen Fällen können Resonanzen angeregt werden, die zu einer weiteren Spannungsüberhöhung führen [Meppelink, 1989], [Küchler, 2009].

Bei Betriebsspannungen einer GIS unterhalb etwa 800 kV sind die Amplituden der zu erwartenden VFTs niedriger als die genormte Bemessungs-Blitzstoßspannung. Mit steigender Betriebsspannung wird dieser Abstand jedoch immer geringer. So ist es möglich, dass die Amplituden der VFTs in UHV-Anlagen mit einer Nennspannung von über 800 kV die Bemessungs-Blitzstoßspannung erreichen oder gar überschreiten. Diesem Umstand muss bei der Entwicklung einer GIS Rechnung getragen werden und ggf. Dämpfungsmaßnahmen für die VFTs eingesetzt werden [CIGRÉ, 2011].

Abbildung 2-1 zeigt eine Übersicht über die Entstehung, Ausbreitung und Auswirkungen der transienten Überspannungen.

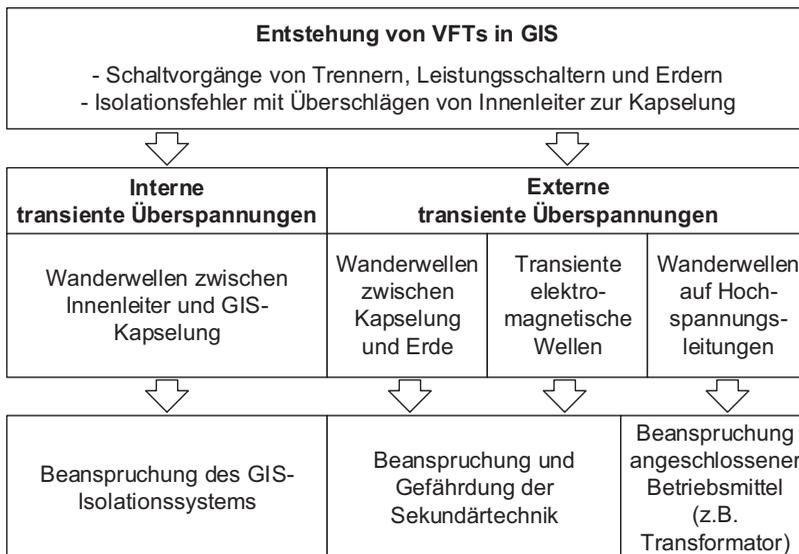


Abbildung 2-1: Entstehung, Ausbreitung und Auswirkungen transienter Überspannungen [Meppelink, 1989].

In [Grigsby, 2001] werden die charakteristischen Eigenschaften von VFTs wie folgt zusammen gefasst:

- Anstiegszeit: 4 bis 100 ns
- Frequenzanteile: 1 bis 50 MHz
- Maximale Amplitude: in der Regel bis zu 2 p.u., selten über 2,5 p.u.

Die häufigste Ursache für VFTs sind die oben erwähnten Trennerschaltungen. Abbildung 2-2 zeigt beispielhaft die Messung eines VFT-Spannungsverlaufs, wie er bei einer derartigen Schalthandlung entstehen kann. Dabei wurde ein leerlaufendes GIS-Segment mit dem spannungsführenden Teil der Schaltanlage verbunden. Die anliegende Spannung betrug bei dieser Messung 1000 kV und das zugeschaltete GIS-Segment war ohne Vorladung.

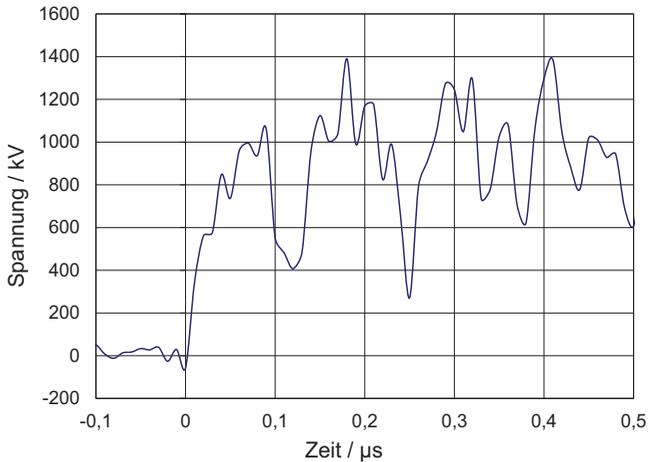


Abbildung 2-2: Exemplarischer Spannungsverlauf einer VFT bei einer Trennerschaltung
(Quelle: ABB)

Im folgenden Kapitel wird die Entstehung von VFTs aufgrund einer Trennerschaltung näher betrachtet.

2.2.1 Der Schaltvorgang eines Trennschalters

Im Vergleich zu einem Leistungsschalter öffnet und schließt ein Trennschalter wesentlich langsamer. Die Schaltzeit von UHV-Trennschaltern in einer GIS liegt im Bereich von Sekunden [Holaus, 2008]. Während des Schaltvorgangs bewegen sich die Kontakte somit mit einer relativ niedrigen Geschwindigkeit aufeinander zu oder voneinander weg. Wird ein leerlaufender Anlagenteil einer GIS zu- oder abgeschaltet, resultiert daraus eine lange Phase, in der zwischen beiden Kontakten des Trenners zahlreiche Vor- bzw. Rückzündungen entstehen. Abbildung 2-3 zeigt eine vereinfachte Ersatzschaltung der Anordnung. Dabei stellt die Kapazität C_{GIS} den leerlaufenden Anlagenteil dar. Die Netzspannung wird durch die Spannungsquelle U_{Netz} und der Trenner durch einen Schalter repräsentiert.

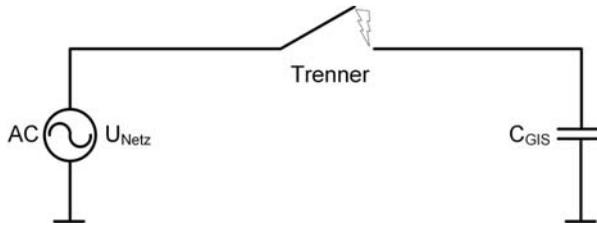


Abbildung 2-3: Ersatzschaltung einer GIS am Netz mit einem Trenner und leerlaufendem GIS-Teil C_{GIS} .

Beim Öffnen des Trennschalters entsteht zunächst ein Lichtbogen zwischen beiden Trennkontakten. Während des anstehenden Lichtbogens bleibt das Potential auf beiden Seiten des Trenners nahezu gleich. Ist ein gewisser Kontaktabstand erreicht, verlöscht der Lichtbogen im Stromnulldurchgang vorläufig. Ab diesem Zeitpunkt bleiben auf dem abgetrennten Anlagenteil die Ladung und damit auch das anliegende Potential nahezu konstant. Auf der mit dem Netz verbundenen Seite variiert das Potential weiterhin mit der Netzfrequenz. Dadurch entsteht über der Trennstrecke eine Spannung, die zu einer Rückzündung über der Trennstrecke führt, sobald die Isolierfestigkeit der Trennstrecke überschritten wird. Durch den erneuten Lichtbogen kann sich das Potential beider Seiten wieder angleichen und der Lichtbogen verlöscht erneut. Dieser Vorgang wiederholt sich in Abhängigkeit der Kontaktgeschwindigkeit und des Designs des Trenners bis zu 200 Mal pro Schaltvorgang [Meppelink, 1989]. Dabei wird die Spannungsdifferenz über der Trennstrecke stets höher und erreicht maximal den doppelten Wert der Spannungsamplitude, wenn der Lichtbogen im Maximum einer Spannungswelle erlischt. Sind die Schaltkontakte schließlich so weit voneinander getrennt, dass die Isolierfestigkeit der Trennstrecke ausreichend ist um weitere Rückzündungen zu vermeiden, bleibt auf dem abgeschalteten GIS-Segment eine Restladung zurück.

Ein ähnlicher Vorgang entsteht beim Schließen des Trenners. Der maximale Spannungssprung entsteht dabei zu Beginn des Schließmechanismus, wenn die Kontakte des Trenners das erste Mal so nahe beieinander sind, dass die Spannung über der Trennstrecke die Durchschlagsspannung übersteigt. Dabei ist die maximale Potentialdifferenz und damit auch die Amplitude der VFTs von der Restladung des abgetrennten GIS-Abschnitts abhängig. Diese hängt wiederum von der letzten Rückzündung beim Öffnen des Schalters und der dabei zurückgebliebenen Ladung ab. Da sich die Restladung auf einem abgeschalteten GIS-Teil nur sehr langsam abbaut, kann die Spannung bis zu Tagen bestehen bleiben [Riechert, 2012]. Auswirkungen auf den Betrag der Restladung haben u.a. der SF_6 -Druck im

Trennschalter, dessen dielektrisches Design und die Kontaktgeschwindigkeit [Burow, 2012a]. Wie oben beschrieben erlischt der Lichtbogen, sobald sich das Potential auf beiden Seiten angeglichen hat und die Brennspannung des Lichtbogens unterschritten ist. Bis zum kompletten Schließen des Schalters wiederholt sich dieser Vorgang mehrmals und es entstehen ebenfalls sehr zahlreiche Vorzündungen.

Der steile Spannungsimpuls, der bei jeder Vor- und Rückzündung entsteht, wandert in beide Richtungen der GIS und wird mehrfach gebrochen und reflektiert. Dadurch ergeben sich komplexe Wellenformen mit vielen Frequenzanteilen im Bereich von einigen Kilo- oder Megahertz. Nach kurzer Zeit bildet sich jedoch eine monofrequente Schwingung aus, die von der Geometrie und Schaltzustand der GIS-Anordnung abhängt. Der Lichtbogen einer jeden Vor- und Rückzündung brennt in Abhängigkeit des Stroms für bis zu 100 μs . Nach dem Verlöschen des Lichtbogens bleibt das Potential des abgetrennten GIS-Teils konstant und eine Restladung bleibt zurück [Meppelink, 1989]. Je größer die Spannung bei einer Vor- oder Rückzündung über der Trennstrecke ist, desto größer ist auch die Amplitude der VFTs. Unterschiedliche Quellen beschreiben die maximale Amplitude einer VFT zwischen 2,4 p.u. und 3 p.u. Das Design des Trennschalters und die Geschwindigkeit der Trennkontakte können die Restladung und dadurch auch die Amplitude der VFTs beeinflussen. [Meppelink, 1989], [CIGRÉ, 2011] und [Riechert, 2012].

2.3 Bestehende Strategien zur Reduzierung von VFT

Verschiedene Maßnahmen zur Minimierung der Auswirkungen von VFTs werden diskutiert oder teilweise bereits angewendet. In diesem Kapitel sollen die vier wichtigsten Ansätze vorgestellt werden. Dies sind neben Vorwiderständen in Trennschaltern und Ferritringen auch speziell gewählte Parameter der Trennschalter und ein angepasstes GIS-Layout. Weitere Ideen wie Metalloxidringe zwischen den Flanschen der einzelnen Kapselungsteile [Shimoda, 1999], ausgewählte und angepasste Anschlussverbindungen der GIS [Tavakoli, 2013], zusätzlicher Überspannungsschutzkondensator am Transformatorabgang [Tavakoli, 2013] oder ein RC-Filter [Li, 2009], [Liu, 2005] seien nur erwähnt. Diese Ansätze sind noch im Entwicklungsstadium oder haben nicht zu den gewünschten Ergebnissen geführt.

2.3.1 Vorwiderstände in Trennschaltern

Eine seit über zehn Jahren in UHV-Anlagen angewandte und anerkannte Methode zur Reduzierung der VFTs sind Vorwiderstände, die in Trennschaltern integriert sind

[Hemmi, 2006]. Beim Öffnen und Schließen der Schalter kommutiert der Strom zunächst auf einen Vorkontakt, der über einen Widerstand mit dem Festkontakt verbunden ist. Die während den Schalthandlungen durch die Vor- und Rückzündungen entstehenden Wanderwellen laufen somit ebenfalls über den Vorkontakt und den Widerstand. Dadurch werden die VFTs gedämpft. Abbildung 2-4 zeigt die Funktionsweise eines Trennschalters mit Vorwiderstand.

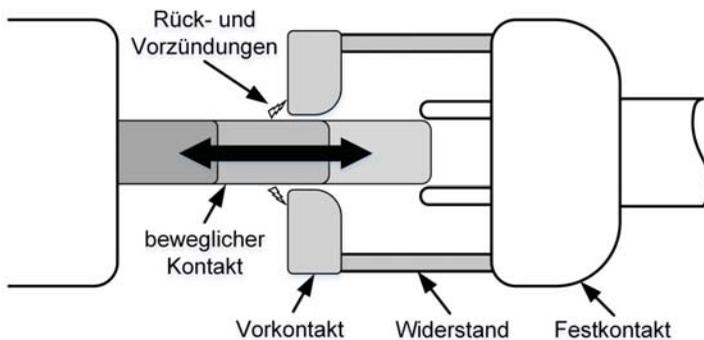


Abbildung 2-4: Funktionsweise eines Trennschalters mit Vorwiderstand [CIGRÉ, 2011].

Die Dämpfung hängt dabei von der Größe des Widerstands ab. [Yamagata, 1996] zeigt sowohl mit einem Simulationsmodell als auch mit Versuchen, dass in einer 1100 kV GIS mit einem Widerstand von 1 k Ω die VFT-Amplitude von 2,8 p.u. auf rund 1,25 p.u. reduziert werden kann. Der Widerstandswert kann entsprechend der erwarteten VFT-Amplitude und nötigen Dämpfung gewählt werden. Dabei führt ein höherer Widerstandswert zu geringeren VFTs. Allerdings muss beachtet werden, dass bei einem größeren Widerstandswert mehr Spannung über dem Widerstand abfällt und mehr Energie umgesetzt werden kann. Diesen dielektrischen und thermischen Anforderungen muss der Widerstand genügen, da ein Fehler mit Überschlagn entlang des Widerstands zu deutlich höheren VFTs führen würde, als sie durch die Trennschaltungen selbst verursacht werden. Daher müssen die Widerstände so dimensioniert werden, dass sie den Anforderungen genügen und ein Ausfall unbedingt vermieden wird [Riechert, 2012]. Dies führt dazu, dass die Widerstände relativ groß sein müssen und nur in einer komplexen Konstruktion in den Trennschalter integriert werden können. Ein typischer Wert der Widerstände, wie sie in zahlreichen UHV-Anlagen in China, Japan und Korea zum Einsatz kamen, ist 500 Ω . Aber auch mit 110 Ω -Widerständen wurde in Italien eine 1000 kV-Anlage ausgerüstet [CIGRÉ, 2011].

Die Nachteile dieser Dämpfungsmethode sind die gestiegenen Kosten eines Trennschalters und ein erhöhter Wartungsaufwand aufgrund der aufwändigen Konstruktion des Trennschalters. Des Weiteren ist der Platzbedarf eines Trennschalters mit Vorwiderstand deutlich höher [Tavakoli, 2013].

2.3.2 Ferritringe

Ferritmaterialien werden unter anderem im Bereich der Elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) dazu verwendet, hochfrequente Störsignale zu dämpfen. Durch Ummagnetisierungsverluste, die sehr stark von Materialeigenschaften und der Form des Ferritmaterials abhängig sind, können vor allem hochfrequente Signalanteile gedämpft werden. Dabei werden durch wechselnde externe Magnetfelder die Weisschen Bezirke des Ferritmaterials verschoben oder deren magnetische Ausrichtung verdreht. Die dazu nötige Energie erzeugt die Verluste, die zur Dämpfung hochfrequenter Signale führt. Sind aufgrund eines starken externen magnetischen Feldes alle Weisschen Bezirke in Richtung des äußeren Feldes ausgerichtet, kann keine weitere Energie mehr umgesetzt werden. Dieser Zustand des Ferritmaterials wird als Sättigung bezeichnet. Bei typischen weichmagnetischen Ferritmaterialien beträgt die Sättigungspolarisation zwischen 0,2 T und 0,5 T [Boll, 1990].

Dieser Ansatz, der bei Niederspannungs- und Kleinsignalanwendungen sehr gut funktioniert und vielfach eingesetzt wird, soll auch zur Dämpfung der VFTs herangezogen werden. Dazu werden die Ferritringe auf dem Innenleiter angeordnet, so dass sie diesen umschließen. In zahlreichen Veröffentlichungen wird der Einsatz entsprechender Ringe in verschiedenen Messungen und Simulationen untersucht [Zutao, 2005], [Lijun, 2006], [Li, 2007]. Jedoch bleiben die Autoren dieser Publikationen einen Nachweis der Dämpfung bei VFTs mit Amplituden von mehreren 100 kV schuldig. Die Untersuchungen der Ferritmaterialien sind an Versuchsanordnungen durchgeführt worden, die meist mit wenigen 100 V oder wenigen Kilovolt gespeist wurden. Die GIS wurde dabei beispielsweise durch koaxiale Rohre mit einem Durchmesser von wenigen Zentimetern [Lijun, 2005] oder Hochspannungskabel [Weidong, 2005] ersetzt. Als Quelle für die transienten Überspannungen kamen u.a. Quecksilberschalter [Lijun, 2005] oder ein Überschlag in einer SF₆-Funkenstrecke [Weidong, 2005] zum Einsatz. Da in gasisolierten Schaltanlagen durch die transienten Ausgleichsvorgänge Ströme von weit über 10 kA auftreten können, besteht die Gefahr, dass aufgrund der hohen magnetischen Felder die Ferritmaterialien gesättigt werden und dadurch die dämpfenden Eigenschaften verloren gehen. In [Weidong, 2005] wird schließlich auch festgestellt, dass mit steigender Amplitude der

transienten Überspannungen die Sättigung der Ferritringe zunimmt und dadurch die Dämpfung abnimmt. Dies bestätigt auch eine Studie, bei der das Dämpfungsverhalten unterschiedlicher Ferritmaterialien bei Strömen von 4 kA und Spannungen von über 600 kV untersucht wurde [Dais, 2007]. Die Dämpfung, die dabei mit Ferritringen erzielt werden konnte, war sehr gering. Daher scheinen Ferritmaterialien zur Dämpfung von VFTs in gasisolierten Schaltanlagen nicht geeignet zu sein [Burow, 2011].

2.3.3 Optimierung der Parameter eines Trennschalters

Verschiedene Parameter wie SF₆-Druck im Trennschalter, dessen dielektrisches Design und die Geschwindigkeit, mit der sich die Schaltkontakte annähern, beeinflussen das Potential, das auf einem abgeschalteten GIS-Segment zurückbleibt. Wie in Kapitel 2.2.1 beschrieben definiert dieses Potential die maximale Durchschlagsspannung, die während eines Schaltvorgangs zu Vor- oder Rückzündungen führt und hat damit direkten Einfluss auf die Amplituden der entstehenden transienten Überspannungen. In [CIGRÉ, 2011] wird gezeigt, dass langsame Trennschalter (Geschwindigkeit des Schaltkontakts kleiner 1 m/s) zwar eine höhere Anzahl an Rückzündungen verursachen, das zurückbleibende Potential auf dem abgeschalteten GIS-Segment jedoch nur die Hälfte der Spannungsamplitude der Wechselspannung annimmt. Hingegen verursachen schnelle Trennschalter (Geschwindigkeit des Schaltkontakts größer 1 m/s) weniger Rückzündungen. Dafür kann das Restpotential des abgetrennten GIS-Segments näherungsweise der Spannungsamplitude der Wechselspannung entsprechen. Die bei der nächsten Zündung entstehenden VFTs sind dadurch bei langsamen Trennschaltern geringer. Es lassen sich also mit einem geeigneten Design und angepassten Parametern des Schalters die VFTs bereits bei ihrer Entstehung minimieren.

2.3.4 Layout der GIS

Eine gasisolierte Schaltanlage kann als nahezu verlustfreie Übertragungsstrecke angesehen werden, in der sich die VFTs annähernd ungedämpft ausbreiten können. Jedes GIS-Segment hat dabei in Abhängigkeit seiner Geometrie eine unterschiedliche Wellenimpedanz und Laufzeit. An jeder Diskontinuität der Wellenimpedanzen werden die Wanderwellen reflektiert und so entstehen die hohen Amplituden der VFTs aufgrund der Überlagerung der reflektierten und gebrochenen Wellen. Durch eine gezielte Auslegung des GIS-Designs und eine entsprechende Anordnung

einzelner GIS-Komponenten kann eine Reduzierung der Amplitude oder einzelner Frequenzanteile der VFTs erreicht werden [Burow, 2012a].

3 Messtechnik, Versuchsaufbau und Simulationsmodell

Die Messtechnik für VFTs in gasisolierten Schaltanlagen muss unter anspruchsvollen Bedingungen zuverlässig funktionieren und hohen Anforderungen genügen. Zur Messung der schnellen Transienten muss das Messsystem eine hohe Bandbreite aufweisen. Des Weiteren müssen sehr hohe Spannungen gemessen werden, während das Isolationssystem der GIS nicht beeinträchtigt werden darf. Um diesen Anforderungen entsprechen zu können, werden kapazitive Feldsensoren verwendet. Deren Entwicklung und Charakteristika sind in diesem Kapitel erläutert.

Auch der Versuchsaufbau im Hochspannungslabor, mit dem die VFTs erzeugt und in dem verschiedene Ansätze zur Dämpfung der transienten Spannungen getestet werden, ist in diesem Kapitel dargestellt. Um dafür möglichst realistische Rahmenbedingungen zu schaffen, werden VFTs mit mehreren hundert Kilovolt erzeugt.

Schließlich wird in diesem Abschnitt noch ein Simulationsmodell des Versuchsaufbaus vorgestellt, mit dessen Hilfe die unterschiedlichen Dämpfungsansätze untersucht wurden. Dieses Modell wurde in LTspice von Linear Technology entwickelt und bildet die VFTs in GIS hinreichend genau ab. Es umfasst dabei neben der GIS auch den Stoßspannungsgenerator und das komplette Messsystem.

3.1 Messung von VFT

Das für die Messung der VFTs entwickelte Messsystem wird in diesem Abschnitt vorgestellt. Zum Messsystem gehören neben dem Sensor, der in die GIS integriert wird, auch das Kabel zum Oszilloskop und ein Burch-Abschluss. Zunächst werden die theoretischen Grundlagen und der Aufbau des Systems vorgestellt. Sowohl durch eine Messung als auch mit einer Simulation werden schließlich die Eigenschaften des Messsystems bestimmt. Zuletzt werden in diesem Abschnitt neben der Kalibrierung der Sensoren auch die Durchführung und Auswertung der Messungen beschrieben.

3.1.1 Theoretische Grundlagen und Aufbau des Messsystems

Für die breitbandige Erfassung von transienten Hochspannungssignalen eignen sich Feldsensoren, mit denen die Stärke zeitveränderlicher elektrischer oder magnetischer Felder des Signals gemessen werden können. Während elektrische Felder in einer Messfläche einen Verschiebungsstrom hervorrufen, induzieren magnetische

Felder in eine Messschleife eine Umlaufspannung. Aus den koaxialsymmetrischen Feldern, wie sie in einer GIS vorliegen, kann auf die zugrundeliegende Spannung oder den Strom geschlossen werden. Da die Ableitungen der Feldgrößen proportional zur Spannung oder dem Strom sind, müssen die gemessenen Feldgrößen integriert werden [Küchler, 2009].

Zur Messung der transienten Überspannungen in der GIS eignet sich ein kapazitiver Feldsensor. Dazu wird eine kreisförmige doppelseitig beschichtete Leiterplatte in einem Erderflansch angeordnet. In Abbildung 3-1 ist der komplette Aufbau des Sensors skizziert. Der Radius der Leiterplatte beträgt 5 cm und kann damit als „elektrisch kurz“ angesehen und mit konzentrierten Elementen in einem Ersatzschaltbild wiedergegeben werden [Küchler, 2009]. Die untere Seite der Platine ist über ein massives Aluminiumrohr mit dem Deckel des Erderflansches und damit mit der geerdeten GIS-Kapselung verbunden. Direkt unterhalb der Platine sind EMV-Abschirmdichtungen aus Kupfer angebracht. Sie bilden eine formbare und leitfähige Verbindung, die den Spalt zwischen Aluminiumrohr und Flansch niederohmig schließt, um Resonanzerscheinungen zu vermeiden.

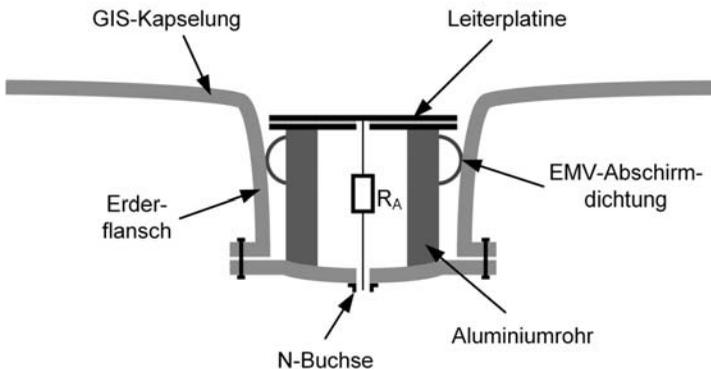


Abbildung 3-1: Skizze des kapazitiven Sensors, der in einem Erderflansch angeordnet ist.

Die beiden Kupferschichten der Leiterplatte können als Plattenkondensator mit der Kapazität C_2 angesehen werden. Dabei kann das Trägermaterial, eine mit Epoxidharz getränkte Glasfasermatte (FR₄), als Dielektrikum mit einer relativen Permittivität ϵ_r von typischerweise bis zu 4,8 betrachtet werden. Die für die Sensoren verwendeten Leiterplatten haben eine Dicke von nur 0,5 mm. Dadurch kann eine

möglichst große Kapazität der Leiterplatte erreicht werden. Sie lässt sich mit der Gleichung 3-1 berechnen und beträgt mit den beschriebenen Abmessungen 668 pF.

$$C = \varepsilon_r \cdot \varepsilon_0 \cdot \frac{A}{d} \quad 3-1$$

Dabei ist A die Fläche der Leiterplatte und d die Dicke des Dielektrikums. Aufgrund von Streukapazitäten zur GIS-Kapselung erhöht sich die Kapazität C_2 leicht, wenn der Sensor in der GIS eingebaut ist. Messungen ergaben einen Wert von rund 735 pF.

Zur Messung des Verschiebungsstromes befindet sich im Mittelpunkt der kreisförmigen Leiterplatte eine kleine Bohrung. Durch diese Bohrung ist ein dünnes Kabel geführt, das auf der oberen Seite der Leiterplatte angelötet ist. Das Kabel ist isoliert von der unteren Leiterschicht und anderen geerdeten Teilen durch den Sensor zu einer druckdichten Durchführung im Deckel des Flansches gelegt. Auf der Außenseite der Durchführung ist eine N-Buchse installiert, an die schließlich ein Messkabel angeschlossen werden kann. Wird der Sensor stets hochohmig belastet, ergibt sich eine selbstintegrierende Schaltung und die Spannung kann mit Hilfe eines Oszilloskops gemessen werden.

Wird die Einkopplung des Verschiebungsstroms über die Streukapazität C_1 zwischen der oberen Kupferschicht der Leiterplatte und dem Innenleiter der GIS angenommen, kann der Sensor auch als kapazitiver Spannungsteiler angesehen werden (Abbildung 3-2 links) [Küchler, 2009]. Die Größe dieser Kapazität ist dabei von der Geometrie der GIS und des Sensors sowie vom Abstand zwischen Sensor und Innenleiter abhängig. Sie liegt in der Größenordnung von einigen zehn Femtofarad. Es gilt:

$$\frac{U'_2}{U_1} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad 3-2$$

Um direkte Überschlüge in den Sensor zu verhindern, ist er im Schaff des Flansches leicht zurückversetzt eingebaut. Dadurch befindet er sich im Feldschatten der GIS-Kapselung. Eine ausreichende Sensitivität zur Messung der elektrischen Felder der VFT ist dennoch gewährleistet. Da der Sensor streng symmetrisch aufgebaut ist, werden störende magnetische Einkopplungen verhindert.

Zur Minimierung von Reflektionen und Resonanzen auf dem Messkabel sind auf beiden Seiten des Kabels entsprechende Abschlüsse nötig. So ist ein 50- Ω -Serienwiderstand als Abschlusswiderstand R_A im Sensor integriert. Auf der anderen

Seite des Kabels wird ein Burch-Abschluss eingesetzt. Dieser ist nötig, da durch die räumliche Ausdehnung von GIS mehrere Meter lange Messkabel verwendet werden müssen, um verschiedene Messstellen zu erreichen. Legt man 100 pF/m Kabelkapazität der Messleitungen zu Grunde, ist bereits bei einem wenige Meter langen Kabel dessen Kapazität C_K nicht mehr deutlich kleiner als C_2 . Dadurch entstehen Resonanzen im Kabel, die die Messergebnisse verfälschen. Mit Hilfe eines auf das Kabel abgestimmten Burch-Abschlusses kann die Kabelkapazität kompensiert und das störende Überspringen reduziert werden. Ein Burch-Abschluss besteht aus einer Reihenschaltung eines Widerstandes R_B und einer Kapazität C_B , die folgende Abgleichbedingungen erfüllen [Schon, 2010]:

$$R_B = \Gamma_K \quad 3-3$$

$$C_1 + C_2 = C_B + C_K \quad 3-4$$

Γ_K ist dabei die Wellenimpedanz des Messkabels. In Abbildung 3-2 ist ein Ersatzschaltbild des kompletten Messaufbaus, bestehend aus kapazitivem Sensor, Kabel und Burch-Abschluss, dargestellt.

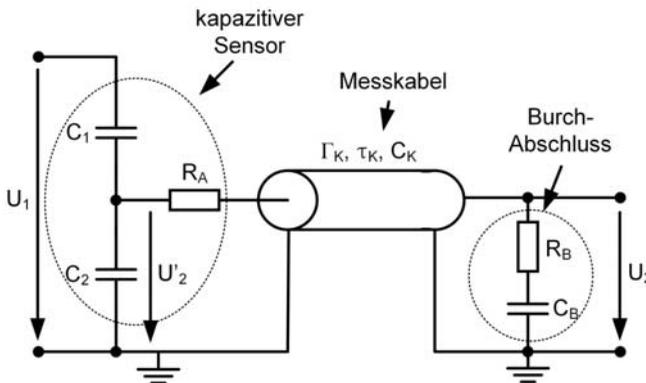


Abbildung 3-2: Ersatzschaltbild des kapazitiven Sensors mit Kabel und Burch-Abschluss.

Die einzelnen Komponenten des Burch-Abschlusses wurden aus SMD-Bauteilen entsprechend der Abgleichbedingung in ein BNC-Adaptergehäuse gelötet. Um die Abgleichbedingung möglichst exakt zu erfüllen, werden mehrere parallele Zweige mit jeweils einer baugleichen Kapazität und einem Widerstand in Reihe verwendet. Alle Elemente sind möglichst symmetrisch angeordnet, um eine möglichst kleine Induktivität zu erzielen und die Empfindlichkeit gegen unerwünschte Einkopplungen zu reduzieren.

Um Einkopplungen auf die Messleitungen zu minimieren, wird ein doppelt geschirmtes Hochfrequenzkabel (RG 214) zur Anbindung des Sensors an ein Oszilloskop verwendet. Das Oszilloskop muss in einer Schirmkabine betrieben werden, um Funktionsstörungen zu vermeiden.

3.1.2 Eigenschaften des Messsystems

Die Eigenschaften des Messsystems sind mit unterschiedlichen Methoden untersucht worden. Zum einen wurde der Frequenzgang des Übertragungsverhaltens simuliert. Zum anderen wurde auch die Sprungantwort des Systems auf einen Spannungsimpuls mit knapp einer Nanosekunde Anstiegszeit betrachtet. Dazu wurde der Sensor in ein T-Stück einer 550 kV GIS eingebaut und mit den verschiedenen Spannungsformen getestet [Burow, 2012b].

3.1.2.1 Simulation der Übertragungseigenschaften

Mit Hilfe eines SPICE-Modells werden die Eigenschaften der Messanordnung aufgezeigt. Abbildung 3-3 zeigt ein Modell, bestehend aus kapazitivem Teiler (links), Kabel mit Burch-Abschluss (Mitte) und Oszilloskop (rechts).

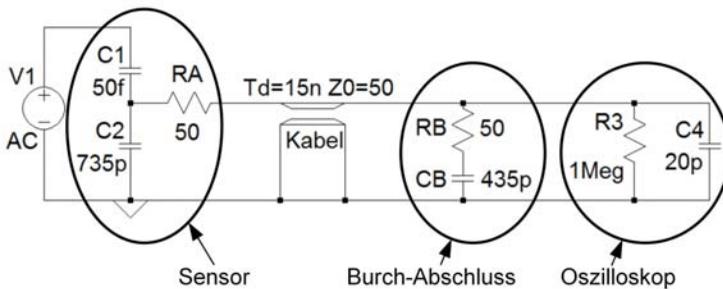


Abbildung 3-3: SPICE-Modell des Messsystems, bestehend aus Spannungsteiler (links), Leitung mit Burch-Abschluss (Mitte) und Oszilloskop (rechts).

Für die Kapazität C_2 wird der gemessene Wert von 735 pF verwendet. Die Streukapazität C_1 wird mit 50 fF abgeschätzt. Für ein 3 m langes Messkabel wird eine Laufzeit von 15 ns und eine Kabelkapazität von C_K von 300 pF angenommen. Es wird mit dem SPICE-Modell „tline“ als verlustlose Leitung dargestellt. Kabelimpedanz und Abschlusswiderstände betragen jeweils 50 Ω . Nach der Abgleichbedingung des Burch-Abschlusses (Gleichung 3-4) muss die Kapazität C_B 435 pF betragen. Der Eingang des Oszilloskops wird mit einem Widerstand von 1 M Ω und einer Kapazität von 20 pF abgebildet. Zur Anregung der Schaltung wird eine AC-Quelle mit einer Amplitude von 1 V verwendet.

In Abbildung 3-4 ist die simulierte Übertragungsfunktion des Messsystems im Frequenzbereich von 10 Hz bis 500 MHz mit (blau) und ohne Burch-Abschluss (rot) dargestellt. Die untere und obere 3 dB Grenzfrequenz beträgt jeweils etwa 100 Hz bzw. 300 MHz. In diesem Frequenzbereich besitzt die Messanordnung mit Burch-Abschluss eine relativ konstante Übertragungsfunktion, wodurch eine exakte Messung der VFTs möglich ist. Die leichte Abweichung bei etwa 10 MHz ist auf die relativ kleine Kapazität C_2 des Sensors im Verhältnis zur Kabelkapazität C_K zurückzuführen. Ohne Burch-Abschluss sind die Erhöhungen der Übertragungsfunktion ab etwa 10 MHz deutlich stärker ausgeprägt. Eine zuverlässige Messung der VFTs wäre daher nicht möglich.

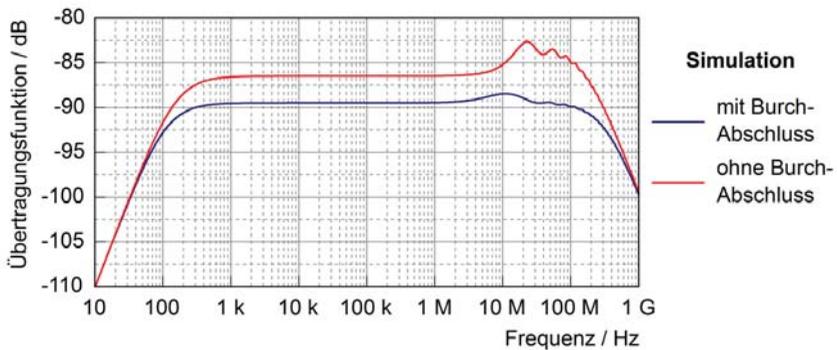


Abbildung 3-4: Simulierter Frequenzgang der Übertragungsfunktion mit (blau) und ohne Burch-Abschluss (rot).

3.1.2.2 Sprungantwort des Messsystems

Zur Messung der Sprungantwort wurde der Sensor in einen Erderflansch eines T-förmigen GIS-Stücks gebaut. Auf die zwei gegenüberliegenden Öffnungen des GIS-Stücks wurden kegelförmige Abschlussteile montiert. Der gerade Innenleiter wird ebenfalls auf beiden Seiten mit kegelförmigen Endstücken verjüngt, um das Radienverhältnis von GIS-Kapselung und Innenleiter konstant zu halten. Dadurch werden Impedanzsprünge und Reflektionen in der GIS minimiert. Auf beiden Seiten sind in den Kegelspitzen jeweils Durchführungen angebracht, so dass der Innenleiter über N-Buchsen von außen kontaktiert werden kann. Abbildung 3-5 zeigt den verwendeten Aufbau.

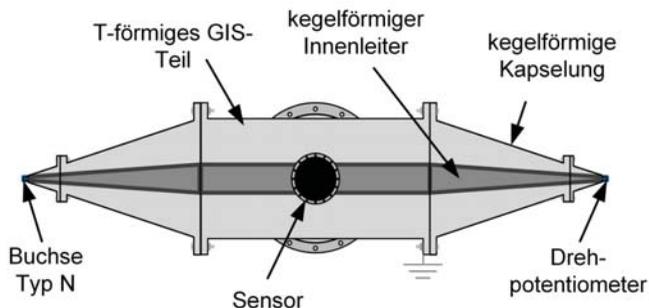


Abbildung 3-5: T-förmiges GIS-Stück mit kegelförmigen Abschlüssen zur Sensorkalibrierung.

Auf einer Seite des Aufbaus wurde ein Drehpotentiometer an eine N-Buchse angeschlossen. Um die GIS reflektionsfrei abzuschließen wurde das Potentiometer an den Wellenwiderstand der GIS angepasst. Dazu wurde auf der gegenüberliegenden Seite ein Rechtecksimpuls eingespeist und das Signal gemessen. Durch Variation des Potentiometers kann der Abschlusswiderstand so eingestellt werden, dass auf der gegenüberliegenden Seite nahezu keine Reflektionen mehr erkennbar sind und eine Anpassung vorliegt.

Zur Messung der Sprungantwort wurde am nicht abgeschlossenen Ende des in Abbildung 3-5 dargestellten Aufbaus mit Hilfe eines Signalgenerators ein Spannungsimpuls eingespeist. Die Anstiegszeit dieses Impulses betrug knapp eine Nanosekunde und die Amplitude rund 240 V. Der Sensor ist über ein etwa 3 m langes Kabel und dem oben beschriebenen Burch-Abschluss an ein Oszilloskop angeschlossen. Dabei war die Eingangsimpedanz des Oszilloskops hochohmig eingestellt und die analoge Bandbreite auf 1 GHz begrenzt. In Abbildung 3-6 ist der Spannungsimpuls des Impulsgenerators (oben) und die Sprungantwort des Messsystems (unten) dargestellt. Die Übertragungsfunktion von gemessener Spannung zur angelegten Spannung beträgt etwa 1:18000 oder rund -85 dB. Aufgrund der Kabellänge wird die Sprungantwort etwa 15 ns verzögert gemessen.

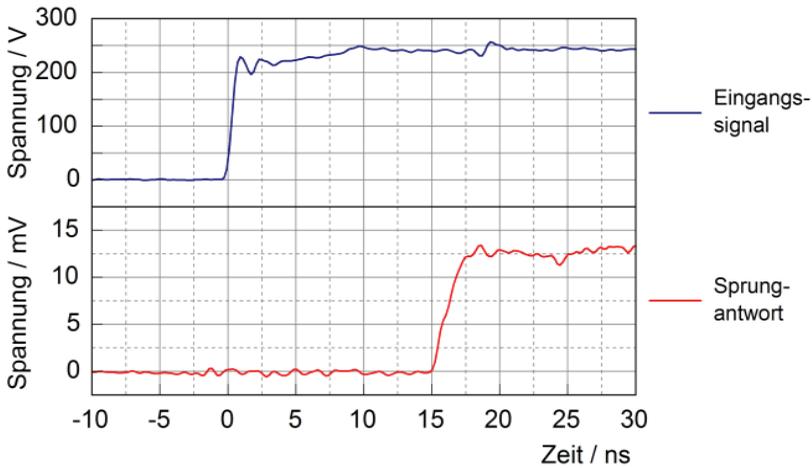


Abbildung 3-6: Spannungsimpuls des Impulsgenerators (oben); Sprungantwort des Messsystems (unten).

Die Anstiegszeit T_A des gemessenen Signals beträgt etwa 2,2 ns. Sie ist die geometrische Summe aus der Anstiegszeit des Eingangssignals T_{AE} und des Messsystems T_{AM} [Küchler, 2009]. Nimmt man für $T_{AE} = 1$ ns an, erhält man für T_{AM} rund 1,95 ns. Für die 3 dB-Bandbreite B ergibt sich mit

$$B = \frac{0,35}{T_{AM}} \quad 3-5$$

für das vorliegende Messsystem ein Wert von rund 180 MHz. Untersuchungen, bei denen das Messsignal direkt am Sensor mit einem Tastkopf abgegriffen und auf das lange Messkabel sowie den Burch-Abschluss verzichtet wurde, ergaben eine deutlich kürzere Anstiegszeit. Die Bandbreite des kompletten Messsystems wird also auch durch das Messkabel und den Burch-Abschluss reduziert.

3.1.3 Kalibrierung des Messsystems

Zur Kalibrierung wurden die Sensoren in eine 550 kV GIS mit einer Hochspannungsdurchführung eingebaut. Abbildung 3-7 zeigt den Aufbau. Mit Hilfe eines Stoßspannungsgenerators werden normgerechte Blitzstoßspannungen ($1,2/50 \mu\text{s}$) erzeugt und über die Durchführung in die GIS eingespeist. Aus der mit einem externen Spannungsteiler gemessenen Spannung außerhalb der GIS und dem am Sensor gemessenen Signal kann die Übertragungsfunktion des Sensors gewonnen werden. Mehrere Vergleichsmessungen wurden durchgeführt und ergaben ein Teilverhältnis

nis von rund 1:17500 oder knapp - 85 dB. Dieser Faktor stimmt mit der Übertragungsfunktion im relevanten Teil des in Kapitel 3.1.2.1 simulierten Frequenzgangs (von 100 kHz bis 100 MHz) recht gut überein. Um die in der GIS anliegende Spannung zu erhalten, muss das Sensorsignal durch diesen Faktor dividiert werden.

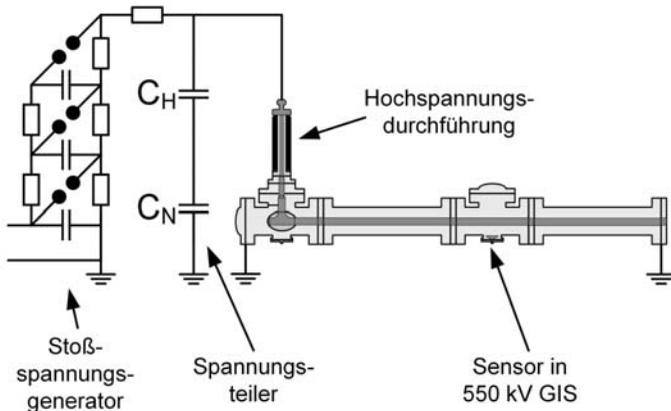


Abbildung 3-7: Aufbau zur Kalibrierung der Sensoren in der GIS mit Stoßspannungsgenerator und Spannungsteiler.

Da die kapazitiven Sensoren an unterschiedlichen Stellen der GIS mit jeweils anderen geometrischen Verhältnissen eingesetzt werden, muss die Kalibrierung für die Sensoren an allen Orten durchgeführt werden. Es ergeben sich jeweils leicht abweichende Teilverhältnisse.

3.1.4 Durchführung und Auswertung der Messungen

Die Sensoren sind über doppelt geschirmte Messleitungen mit einem Oszilloskop (LeCroy WaveRunner 104 MXi) verbunden. Die Bandbreite des Oszilloskops ist in der Regel auf 200 MHz begrenzt. Da die elektromagnetischen Störungen, die durch die VFTs verursacht werden, die Funktion elektronischer Geräte beeinflussen können, muss das Oszilloskop in einer Schirmkabine betrieben werden. Der Triggerzeitpunkt wird stets auf die erste Flanke der VFTs gelegt. Damit kann gewährleistet werden, dass die Messungen stets zu einem definierten Zeitpunkt zu Beginn der VFTs gestartet werden.

Trotz konstanter Bedingungen während des Überschlags, der die transienten Überspannungen verursacht, weichen die einzeln gemessenen VFTs leicht voneinander ab. Dadurch ist es kaum möglich, exakte Aussagen über die Dämpfung

zu treffen. Um diese Ungenauigkeit zu beseitigen, werden mit Hilfe der „Averaging“-Funktion des Oszilloskops jeweils zehn Einzelmessungen überlagert. Wie Abbildung 3-8 zeigt, kann dadurch eine sehr genaue Reproduzierbarkeit und Vergleichbarkeit der VFTs erreicht werden. Jeweils zehn Messungen wurden im Abstand von mehreren Tagen am selben Setup mit konstanten Rahmenbedingungen durchgeführt, gemittelt und sind in Abbildung 3-8 abgebildet.

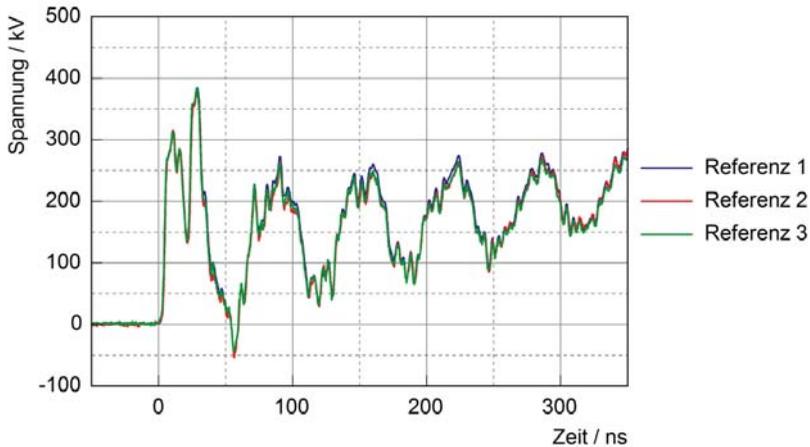


Abbildung 3-8: Jeweils zehn Einzelmessungen überlagert zum Nachweis der Reproduzierbarkeit.

Wie in Kapitel 2.1 beschrieben kann in Abhängigkeit der Spannungsform ein Überschlag in einer GIS durch einen Impuls mit sehr hoher maximaler Amplitude sofort oder durch mehrere schnell aufeinander folgende niedrigere Impulse verursacht werden. Daher muss zur Bewertung der Dämpfung sowohl die VFT-Spitze mit der maximalen Amplitude als auch der Verlauf mehrerer aufeinander folgender VFT-Spitzen betrachtet werden. In Abbildung 3-8 sind typische VFTs dargestellt, wie sie für die Versuche zur Dämpfung transienter Überspannungen im Hochspannungslabor verwendet wurden. Im Gegensatz zu VFTs, die bei Trennerschaltungen entstehen, besitzt bei diesen VFTs stets die erste Spitze die maximale Amplitude. Daher wird im Folgenden die Dämpfung sowohl anhand der ersten Spitze als auch an den darauf folgenden betrachtet.

3.2 GIS – Versuchsaufbau

Der Aufbau für die VFT-Versuchsanlage besteht hauptsächlich aus Elementen einer 550 kV GIS, die in einer Reihe angeordnet sind. Über eine Hochspannungsdurchführung ist die GIS mit einem Stoßspannungsgenerator verbunden. An einer Kugelfunkenstrecke in der GIS wird schließlich durch einen Stoßspannungsimpuls ein Überschlag in SF₆ generiert. Dadurch entstehen die VFTs und können sich ausbreiten. Am Standardaufbau werden im Folgenden zunächst die Funktionsweise und Details des Versuchsaufbaus erläutert. Anschließend werden in diesem Kapitel noch zwei Variationen des Versuchsaufbaus vorgestellt, die für einzelne Versuche nötig sind.

3.2.1 Standardaufbau

Die Anordnung der einzelnen GIS-Elemente für den Standardversuchsaufbau ist in Abbildung 3-9 dargestellt. Sie besitzen eine Gesamtlänge von etwa 8,4 m und werden auf einer Seite durch eine gasgefüllte Hochspannungsdurchführung abgeschlossen. Am anderen Ende der GIS liegt in der Regel ein offenes Ende vor um den Verhältnissen einer typischen Trennerschaltung möglichst gerecht zu werden. Zur Erzeugung von VFTs wird zunächst mit Hilfe eines Stoßspannungsgenerators eine Blitzstoßspannung von mehreren 100 kV generiert. Über ein externes Widerstandsband mit etwa 3 k Ω und die Hochspannungsdurchführung gelangt die Blitzstoßspannung in die GIS. Sobald die Durchschlagsspannung der Kugelfunkenstrecke, die direkt neben der Durchführung angeordnet ist, überschritten wird, kommt es zum Überschlag.

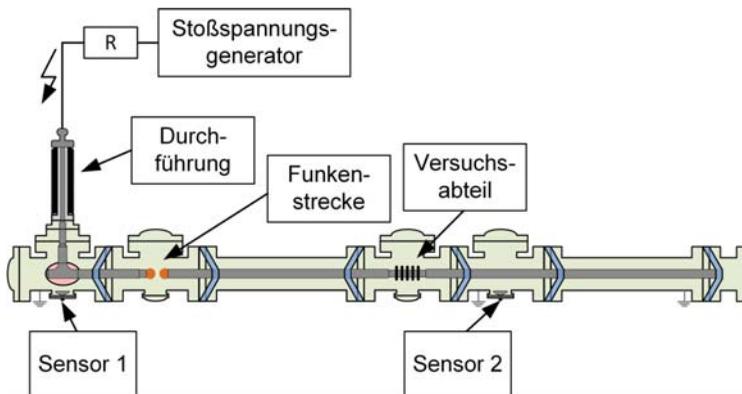


Abbildung 3-9: Zeichnung des Standardversuchsaufbaus zur Erzeugung von VFTs.

Durch den schnellen Spannungseinbruch entstehen transiente Ausgleichsvorgänge in der GIS, die sich als Wanderwellen ausbreiten und überlagern. Der Durchmesser der Kugeln, die die Funkenstrecke bilden, beträgt 20 cm und die Distanz zwischen beiden Kugeln ist in der Regel auf 1 cm eingestellt. Um VFTs mit unterschiedlichen Amplituden zu erzeugen, wird der SF₆-Druck zwischen 1 bar und maximal 5 bar absolut variiert. Mit Hilfe des Schwaigerschen Ausnutzungsfaktors kann die für einen Überschlag nötige Blitzstoßspannung in Abhängigkeit der Geometrie, des Gasdrucks und des Abstands der Funkenstrecke abgeschätzt werden [Schwaiger, 1925]. Die für einen Durchschlag nötige Stoßspannung variiert für den vorliegenden Versuchsaufbau zwischen 200 kV und 800 kV.

Kleinere Testobjekte können in ein spezielles Versuchsabteil eingebaut werden. Dieses T-förmige GIS-Segment kann seitlich geöffnet werden und besitzt einen verjüngten Innenleiter, der ineinander verschiebbar ist. Dadurch können beispielsweise Ringe einfach um den Innenleiter angeordnet werden. Für größere Testobjekte muss die GIS jedoch auseinandergelöst werden, damit das Testobjekt im Aufbau integriert werden kann. Daher sind alle GIS-Elemente auf Fahrgestellen montiert, so dass diese einfach verschoben werden können. Der Boden des Labors ist großflächig mit Kupferblech ausgelegt. An mehreren Stellen sind GIS-Elemente, Fahrgestell und Kupferblech mittels niederinduktiven Erdungsbändern verbunden und somit geerdet. Da für den Einbau der Versuchsobjekte die GIS häufig geöffnet werden muss, sind meist lediglich die GIS-Segmente mit der Durchführung bzw. der Funkenstrecke mit SF₆ gefüllt. Dadurch wird der schnelle Spannungseinbruch in SF₆ sichergestellt. Alle übrigen Teile der GIS sind in der Regel nur mit Luft bei Umgebungsdruck oder mit Druckluft (maximaler Druck: 5 bar) gefüllt.

Zur Messung der VFTs sind zwei der in Kapitel 3.1 vorgestellten Sensoren angefertigt worden. Wie in Abbildung 3-9 dargestellt, ist einer der Sensoren direkt unterhalb der Durchführung angeordnet. Er misst dadurch die Spannung vor der Funkenstrecke und vor den eingebauten Dämpfungsobjekten. Im Folgenden sei er als Sensor 1 benannt. Der zweite Sensor ist zwischen den Versuchsobjekten und dem Ende der GIS in ein T-förmiges GIS-Segment eingebaut. Somit werden an dieser Stelle die VFTs nach der Funkenstrecke und nach dem jeweiligen Dämpfungsobjekt gemessen. Dieser Sensor ist als Sensor 2 definiert.

In Abbildung 3-10 sind die gemessenen Spannungsverläufe an Sensor 1 (blau) und Sensor 2 (rot) abgebildet. Sie sind im Standardversuchsaufbau nach Abbildung 3-9 generiert worden. Am Sensor 1 liegt zunächst die Blitzstoßspannung an. Hat sie ca. 600 kV erreicht, kommt es zum Überschlag an der Funkenstrecke. Im Anschluss

daran sind an beiden Messstellen die VFTs für ca. 700 ns zu sehen. Da nach dem Überschlag die GIS-Kapazität aufgeladen wird, überlagern die hochfrequenten Schwingungsanteile der VFTs dabei die Ladespannung der GIS-Kapazität. Auf der GIS-Seite ohne Durchführung endet der Innenleiter an einem Stützisolator. Da am Stützisolator keine Feldsteuerung vorliegt, kommt es nach einigen VFT-Spitzen – in Abbildung 3-10 beispielsweise nach ca. 700 ns – zu einem Überschlag zwischen Innenleiter und GIS-Kapselung. Ab diesem Zeitpunkt ist der Innenleiter geerdet und die Kapazität der GIS kann sich über den Lichtbogen entladen. Aufgrund des zweiten Überschlags entstehen erneut Schwingungen mit kleineren Amplituden und einer niedrigeren Frequenz. Da für die Dämpfungsuntersuchungen lediglich die ersten Spitzen der VFTs nach dem primären Überschlag wichtig sind, kann dieser Effekt genutzt werden, um den Innenleiter nach jedem Versuch zu erden.

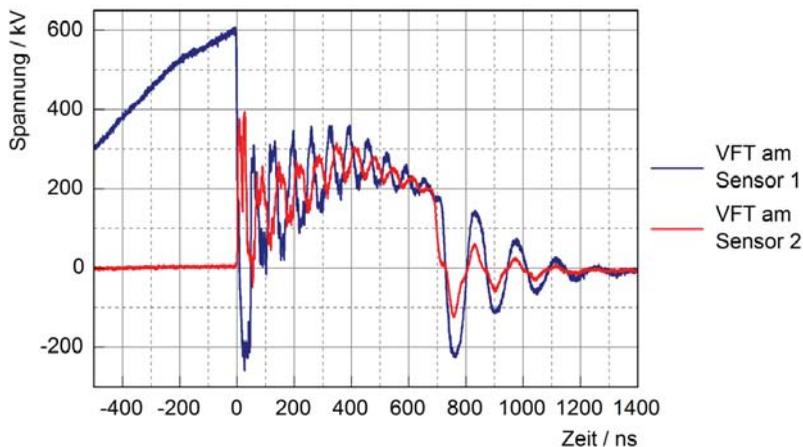


Abbildung 3-10: Am Sensor 1 (blau) und Sensor 2 (rot) gemessene Spannung bei VFT-versuchen.

Aufgrund der koaxialen Geometrie der GIS lässt sich der Leitungswellenwiderstand Γ mit der Gleichung

$$\Gamma \approx \sqrt{\frac{L'}{C'}} = 60\Omega \cdot \ln \frac{r_a}{r_i} = 70,7\Omega \quad 3-6$$

berechnen [Grigsby, 2001], [Piaßmann, 2009]. Dabei ist L' der induktive und C' der kapazitive Leitungsbelag der GIS. In der verwendeten GIS ist der Radius des Innenleiters $r_i = 8$ cm und der Radius der Kapselung näherungsweise $r_a = 26$ cm.

Somit ergibt sich für die Versuchsanlage ein Leitungswellenwiderstand von rund 70Ω . Durch das Widerstandsband mit $3 \text{ k}\Omega$ an der Durchführung und dem nicht geerdeten Ende auf der anderen Seite der GIS können somit beide Seiten als hochohmiges bzw. offenes Ende der GIS betrachtet werden. Da der Leitungswellenwiderstand der GIS rund 70Ω beträgt, resultiert daraus auf beiden Seiten ein positiver Reflektionsfaktor. Wenige Nanosekunden nach der Anregung durch den schnellen Spannungszusammenbruch entsteht daher eine stehende Welle in der GIS, die wegen der Länge des GIS-Innenleiters und der Ausbreitungseigenschaften in einer GIS eine Resonanzfrequenz von rund 15 MHz aufweist. Ab dem Überschlag zur GIS-Kapselung ist der Innenleiter jedoch durch den Lichtbogen geerdet und kurzgeschlossen. Somit liegt ab diesem Zeitpunkt ein negativer Reflektionsfaktor am GIS-Ende vor. Dies führt bei der Schwingung, die in Abbildung 3-10 ab etwa 700 ns auftritt, zu einer Halbierung der Frequenz auf rund 7,5 MHz.

In Abbildung 3-11 sind die ersten Nanosekunden der VFT nach dem Überschlag vergrößert dargestellt. Bevor sich nach rund 50 ns durch die Überlagerung der Wellenfronten eine stehende Welle ausbildet, können der Verlauf und die Reflektionen der Wellenfronten nachverfolgt werden. Da sich die Wanderwellen nahezu mit der Lichtgeschwindigkeit c in der GIS ausbreiten, gilt für den Zusammenhang von zurückgelegtem Weg s und benötigte Zeit t :

$$s = c \cdot t \quad 3-7$$

Durch den Durchschlag an der Funkenstrecke entstehen eine positive und eine negative Wanderwelle mit einer Amplitude von zunächst rund 400 kV. Während sich die positive Welle in Richtung Sensor 2 ausbreitet, wandert die negative Wellenfront in entgegengesetzter Richtung und wird vom Sensor 1, der sich nur etwa 50 cm neben der Funkenstrecke befindet, aufgezeichnet. Da die Distanz von der Funkenstrecke zum Sensor 2 rund 3 m länger ist als zum Sensor 1, kommt die positive Wellenfront am Sensor 2 mit etwa 10 ns Verzögerung an. Sensor 1 und die Reflektionsstelle am Ende der Durchführung liegen etwa 1,5 m voneinander entfernt. Der Reflektionsfaktor ist aufgrund des Widerstandsbandes an der Durchführung positiv. Daher erreicht die negative Wanderwelle bereits nach 10 ns wieder den Sensor 1. Dies wird an der kleinen Spannungsspitze nach ca. 10 ns deutlich. In dieser Zeit ist die negative Wellenfront die Distanz zwischen Sensor und Reflektionsstelle hin und zurück gewandert. Weitere rund 15 ns später erreicht die negative Wellenfront auch den Sensor 2, weshalb auch hier zunächst die Spannung abfällt. Wenige Nanosekunden später erreicht jedoch die positive Wanderwelle, die am offenen GIS-Ende ebenfalls positiv reflektiert wurde, wiederum den Sensor 2 und die

Spannung steigt erneut an. Unstetigkeitsstellen der Wellenimpedanz in der GIS wie beispielsweise T-Stücke oder variierende Durchmesser der GIS-Kapselung verursachen zusätzliche leichte Reflektionen, die für die zahlreichen weiteren kleinen Spitzen im Spannungsverlauf verantwortlich sind. Die Überlagerung und Reflektionen dieser Wellen resultieren nach etwa 50 ns in einer Schwingung mit der Resonanzfrequenz $f_R = 15$ MHz der GIS. Da auf beiden Seiten der GIS die Wellen positiv reflektiert werden, entspricht die Länge des GIS-Innenleiters näherungsweise der Hälfte der Wellenlänge λ .

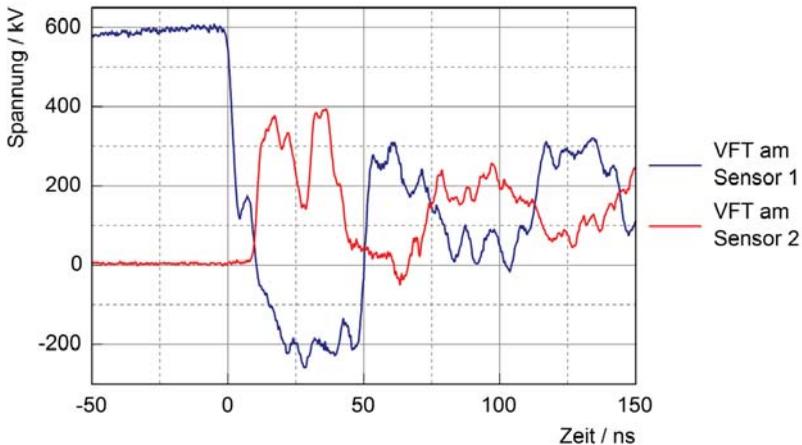


Abbildung 3-11: Am Sensor 1 (blau) und Sensor 2 (rot) gemessene Spannung der ersten VFT-Spitzen im Standardversuchsaufbau.

3.2.2 Variationen des Versuchsaufbaus

Zur Untersuchung einzelner Eigenschaften der Dämpfungsansätze wurden Veränderungen am Versuchsaufbau vorgenommen. Die drei wichtigsten Variationen werden im Folgenden kurz vorgestellt.

3.2.2.1 Änderung der Resonanzfrequenz der Anlage

Wie bereits im Kapitel 3.2.1 beschrieben, wird der Reflektionsfaktor am Ende der GIS negativ, sobald dort eine Verbindung durch einen Lichtbogen zur geerdeten Kapselung vorliegt. Dieser Effekt kann auch zur Untersuchung der Frequenzabhängigkeit einer Dämpfungsmethode angewendet werden. Mit Hilfe von niederinduktiven Erdungsbändern wird dazu der Innenleiter direkt mit der geerdeten Kapselung am

GIS-Ende verbunden. Während der Reflektionsfaktor auf der Durchführungsseite weiterhin positiv ist, resultiert aus dem Kurzschluss auf der anderen Seite der GIS ein negativer Reflektionsfaktor. Somit entspricht die Länge des Innenleiters nur noch einem Viertel der Wellenlänge λ und die Resonanzfrequenz der VFT ist halbiert. Im Standardaufbau nach Abbildung 3-9 ergibt sich mit einem geerdeten GIS-Ende eine Resonanzfrequenz von rund 7,5 MHz. In Abbildung 3-12 sind entsprechende VFTs abgebildet, die sowohl am Sensor 1 als auch am Sensor 2 gemessen wurden. Durch die Erdung des Innenleiters ist die Kapazität der GIS kurzgeschlossen. Daher schwingt die VFT um das Erdpotential und nicht um eine ansteigende Ladekurve der GIS-Kapazität. Die Reflektion am GIS-Ende führt zu negativen VFT-Halbwellen.

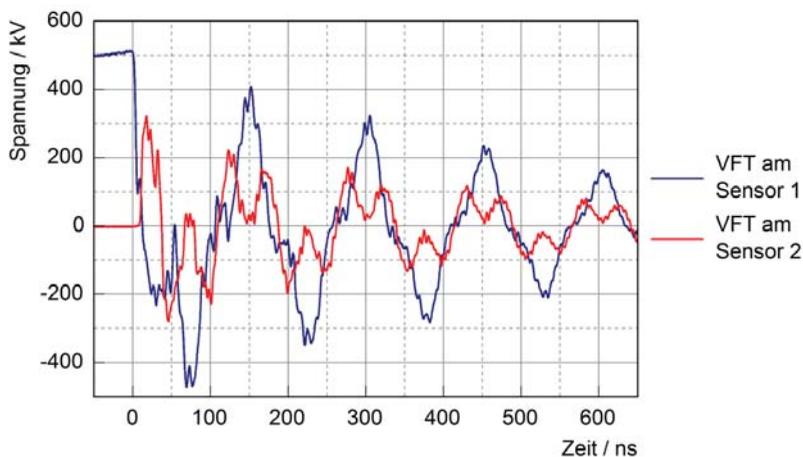


Abbildung 3-12: Spannungverlauf der VFTs am Sensor 1 (blau) und Sensor 2 (rot) beim Versuchsaufbau mit kurzgeschlossenem Ende (Resonanzfrequenz: 7,5 MHz).

3.2.2.2 Änderung der Messpunkte

Für eine Versuchsreihe ist es nötig, die Spannung möglichst direkt vor und nach der Stelle, an der die Dämpfungsmaßnahme eingebaut ist, zu messen. Dazu wurden zwischen die beiden nebeneinanderliegenden T-förmigen GIS-Segmente zwei kurze GIS-Teile eingebaut. Die Gesamtlänge der Anlage wurde dadurch um etwa 0,75 m auf 9,15 m verlängert. Es ergibt sich eine Resonanzfrequenz bei nicht geerdetem GIS-Ende von rund 14 MHz. Abbildung 3-13 zeigt den veränderten Versuchsaufbau. Die kurzen GIS-Segmente sind ohne Stützisolatoren eingebaut, so dass sie zusammen mit den beiden anliegenden T-förmigen GIS-Segmenten einen durchgehenden Gasraum bilden. In beiden T-Stücken können die Sensoren eingebaut

werden. Zwischen diesen ergibt sich ausreichend Platz um im Versuchsabteil die Dämpfungsmaßnahme zu integrieren. Dabei wird der Sensor hinter der Dämpfungsmaßnahme (in Abbildung 3-13 rechts) weiterhin als Sensor 2 bezeichnet. Der Sensor davor (in Abbildung 3-13 links) wird als Sensor 3 definiert.

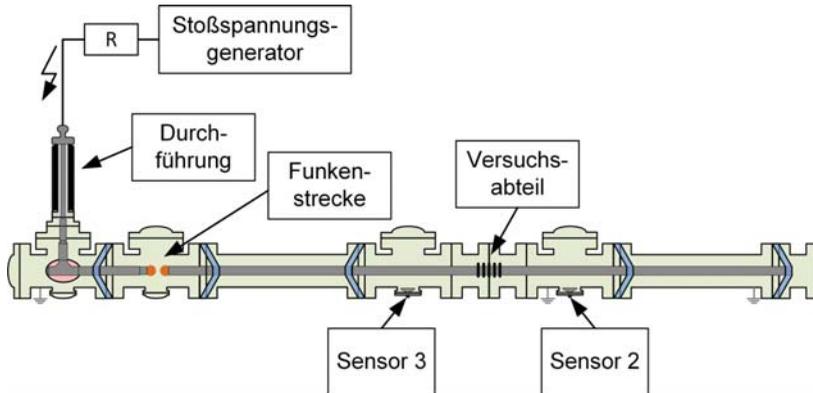


Abbildung 3-13: Zeichnung des Versuchsaufbaus zur Erzeugung von VFTs mit abgeänderten Messpunkten.

3.2.2.3 Aufbau für Resonatorversuche

Für die im Kapitel 4.1 beschriebene Untersuchung von Hohlraumresonatoren war ein möglichst langes und durchgängiges GIS-Segment nötig, um ein gut 2 m langes Versuchsobjekt im Aufbau integrieren zu können. Dazu mussten an einem langen geraden GIS-Segment die kegelförmigen Stützisolatoren so angebracht werden, dass sie auf beiden Seiten nach außen zeigten. Dadurch war es nötig, die Reihenfolge der einzelnen GIS-Segmente zu ändern. Abbildung 3-14 zeigt die Anordnung der einzelnen GIS-Segmente. Da die Gesamtlänge der Anlage nicht verändert wurde, beträgt die Resonanzfrequenz wie beim Standardaufbau rund 15 MHz und mit geerdetem Ende rund 7,5 MHz. Durch die Anordnung der Sensoren war es weiterhin möglich, die VFTs vor und nach dem Versuchsobjekt zu messen.

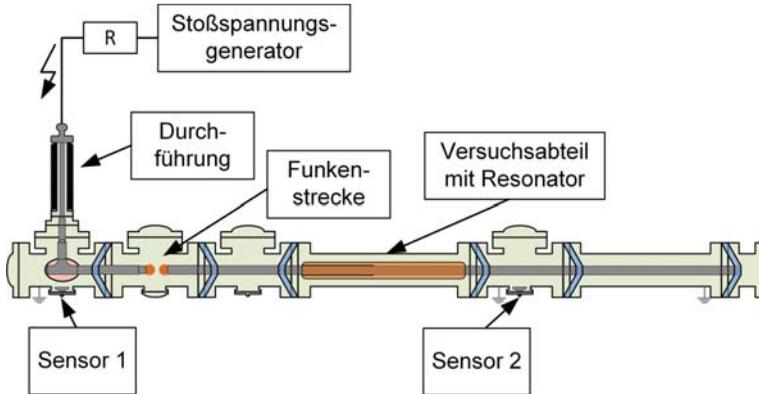


Abbildung 3-14: Zeichnung des Versuchsaufbaus zur Erzeugung von VFTs für Untersuchungen von Hohlraumresonatoren.

3.3 Simulationsmodell des Versuchsaufbaus

Für die verschiedenen Dämpfungsansätze wurden Simulationsmodelle entwickelt, mit denen die Dämpfungseigenschaften näher untersucht und nachgebildet werden können. Dazu musste zunächst ein Modell des Versuchsaufbaus angefertigt und verifiziert werden, um in einem zweiten Schritt die Modelle der unterschiedlichen Dämpfungsansätze integrieren zu können. In diesem Abschnitt wird die Entwicklung und Verifizierung des Modells des Versuchsaufbaus beschrieben. Zunächst wird das gesamte GIS-Modell vorgestellt und die Simulationsergebnisse mit den Ergebnissen der Messung verglichen. Anschließend werden die einzelnen Komponenten näher beschrieben und erläutert. Die Modelle der einzelnen Dämpfungsmethoden werden in den jeweiligen Kapiteln vorgestellt.

3.3.1 Gesamtmodell der SPICE-Simulation

Das Simulationsmodell wurde anhand des in den vorherigen Kapiteln vorgestellten Versuchsaufbaus erstellt. Als Simulationssoftware kommt dazu LTSpice von Linear Technology zum Einsatz [Linear Technology, 2013]. Wie [Smajic, 2011b] gezeigt hat, können mit dieser Software die Grundzüge der VFT-Ausbreitung abgebildet werden. In Abbildung 3-15 ist das Gesamtmodell des GIS-Versuchsaufbaus mit Sensoren an allen drei Messstellen, die in den Versuchen verwendet werden, dargestellt. In den folgenden Kapiteln werden die einzelnen Elemente des Simulationsmodells näher erläutert. Da der Verlauf der VFTs auch sehr stark vom Ort der Messung abhängt, sind alle Sensoren entsprechend den realen Messpunkten angeordnet.

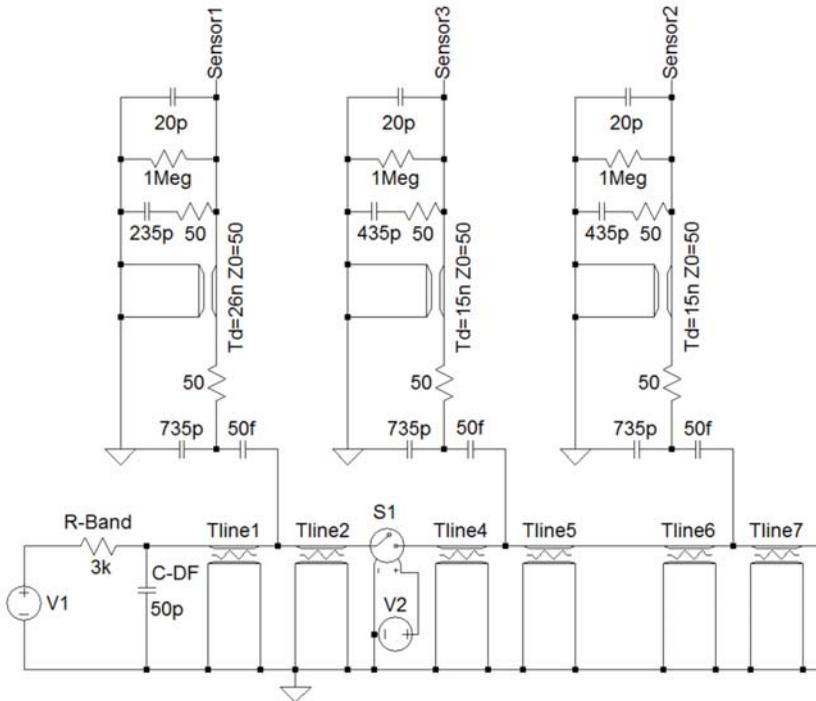


Abbildung 3-15: SPICE-Modell des GIS-Versuchsaufbaus mit drei Sensoren.

In Abbildung 3-16 ist ein Vergleich der Simulationsergebnisse und der gemessenen Werte dargestellt. Die Resultate der Simulation sind dazu an allen drei Messpunkten den gemessenen VFTs an den entsprechenden Stellen gegenübergestellt und stimmen mit diesen ausreichend genau überein.

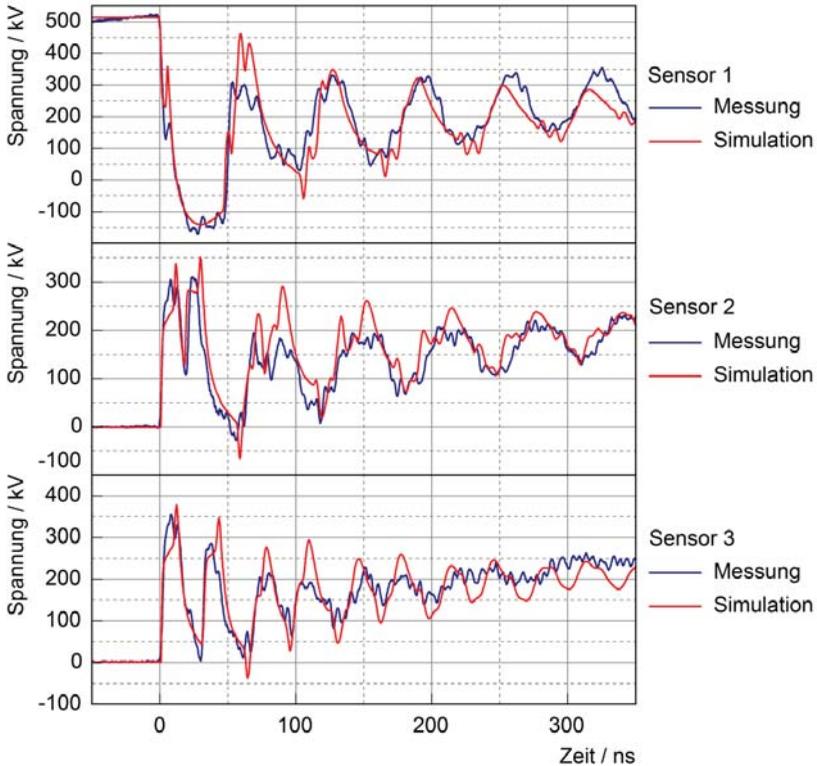


Abbildung 3-16: Vergleich von Messergebnissen (blau) mit Simulationsergebnissen (rot) an allen drei Sensoren.

3.3.2 Bausteine des Simulationsmodells

Für das LTspice-Modell werden die einzelnen Teile des Versuchsaufbaus mit entsprechenden Schaltungselementen abgebildet. Die wichtigsten Elemente sind in den folgenden Kapiteln erläutert.

3.3.2.1 Spannungsquelle zur Nachbildung des Stoßspannungsgenerators

Der Stoßimpuls des Stoßspannungsgenerators wird im Modell durch die Spannungsquelle V1 mit einem doppelt exponentiellen Verlauf nachgebildet. Die Zeitkonstante des Spannungsanstiegs beträgt $1,2 \mu\text{s}$ und die des Spannungsabfalls $50 \mu\text{s}$. Die Spannungsquelle ist analog zum Versuchsaufbau durch einen Widerstand

entkoppelt. Dazu ist ein 3 k Ω Widerstand zwischen Spannungsquelle und Durchführung platziert.

3.3.2.2 Durchführung

Eine Gasdurchführung stellt eine Kapazität von einigen zehn Pikofarad dar [Povh, 1996]. Simulationstests ergaben, dass eine Kapazität mit 50 pF zu einem Ergebnis führt, das den Messergebnissen aus realen Versuchen sehr nahe kommt. Daher wird die Durchführung mit einer diskreten Kapazität C_{DF} von 50 pF zwischen Leiter und Erde vor den GIS-Elementen abgebildet.

3.3.2.3 GIS-Element

Ein GIS-Element ist näherungsweise eine koaxiale Leitung, die sich aus einem Innenleiter mit einem Außenradius von $r_i = 8$ cm und einem Außenleiter mit einem Innenradius von rund $r_a = 26$ cm zusammensetzt. Daher werden die GIS-Teile als koaxiale Leitungen betrachtet. Obwohl die Dämpfung der GIS sehr gering ist [Povh, 1996], zeigte sich, dass sich für ein einfaches Simulationsmodell der GIS in LTspice das verlustbehaftete Leitungsmodell „Ltline“ sehr gut eignet. Die dazu nötigen induktiven L' , kapazitiven C' und Ohm'schen R' Leitungsbeläge werden nach folgenden Gleichungen berechnet [Pleißmann, 2009]. Dabei ist μ die Permeabilität, ε die Permittivität und γ die elektrische Leitfähigkeit der Materialien.

$$L' = \frac{\mu}{2 \cdot \pi} \cdot \ln\left(\frac{r_a}{r_i}\right) = 236 \frac{\text{nH}}{\text{m}} \quad 3-8$$

$$C' = \frac{2 \cdot \pi \cdot \varepsilon}{\ln\left(\frac{r_a}{r_i}\right)} = 47 \frac{\text{pF}}{\text{m}} \quad 3-9$$

$$R' = \frac{\sqrt{\pi \cdot f \cdot \gamma \cdot \mu}}{2 \cdot \pi \cdot \gamma \cdot r_a} + \frac{\sqrt{\pi \cdot f \cdot \gamma \cdot \mu}}{2 \cdot \pi \cdot \gamma \cdot r_i} = 4 \frac{\text{m}\Omega}{\text{m}} \quad 3-10$$

für $f = 15$ MHz

Die Leitungsbeläge und die Länge der Leitung sind die Parameter, über die in LTspice das Leitungsmodell „Ltline“ definiert wird. Im Modell wird zur Vereinfachung nicht jedes GIS-Segment mit einem separaten „Ltline“-Modell abgebildet. Einzelne GIS-Segmente werden zu einem Modell zusammengefasst. Nur an der Funkenstrecke, an Einbauorten von Dämpfungsobjekten und an den Messpunkten muss das

Modell unterbrochen werden. Dadurch muss nicht jeder einzelne Stützisolator im Modell durch zusätzliche Elemente wiedergegeben werden. Dem Einfluss der Stützisolatoren wird durch die Erhöhung des Ohm'schen Leitungsbelages Rechnung getragen. Reflektionen, die an den Stützisolatoren auftreten, sind relativ gering und können in der Simulation vernachlässigt werden. Versuche zeigen, dass der Widerstandsbelag R_{line} mit $1,5 \Omega/\text{m}$ zufriedenstellend abgeschätzt werden kann.

Für die Variante des Versuchsaufbaus, die in Kapitel 3.2.2.2 vorgestellt wurde, müssen die GIS-Segmente anders angeordnet werden. Daraus resultiert eine Vergrößerung der Gesamtlänge der GIS. Das LTspice-Modell kann durch die Änderung der Laufzeiten entsprechend angepasst werden.

3.3.2.4 Funkenstrecke

Die Funkenstrecke, an der die VFTs entstehen, wird durch einen spannungsgesteuerten Schalter abgebildet. Dazu wird eine zusätzliche Spannungsquelle V_2 benötigt, die zum entsprechenden Zeitpunkt den Schalter schließt. Der Zeitpunkt des Schließens ist so gewählt, dass dieser kurz nach dem Scheitelwert der Stoßspannung auftritt. Im geschlossenen Zustand besitzt der Schalter einen Widerstandswert von 3Ω . Damit wird der Lichtbogenwiderstand berücksichtigt.

3.3.2.5 Kurzschluss am Ende der GIS

Zur Veränderung der Resonanzfrequenz wird in einigen Versuchen der Innenleiter am Ende der GIS mit Hilfe eines Erdungsbandes aus Kupfer kurzgeschlossen (Kapitel 3.2.2.1). Das Erdungsband kann mit Hilfe einer kleinen Induktivität ($L = 1,5 \mu\text{H}$), die am Ende des SPICE-Modells die „Ltline“ mit dem Grundpotential verbindet, wiedergegeben werden.

3.3.2.6 Sensoren

Die Eigenschaften und ein SPICE-Modell der Sensoren sind in Kapitel 3.1.2 beschrieben. Sie besitzen einen nahezu flachen Frequenzgang. Um die Spannung exakt simulieren zu können, muss das Modell der Sensoren auch in der Gesamtsimulation mit berücksichtigt werden. Sie müssen dazu an den gleichen Positionen im SPICE-Modell integriert sein, an denen sie sich auch im Versuchsaufbau befinden. Dabei muss beachtet werden, dass aufgrund der unterschiedlichen Kabellängen sowohl die Eigenschaften der Kabel (Laufzeit und Kapazität) als auch die Burch-Abschlüsse entsprechend angepasst werden müssen.

4 Neue Strategien zur Dämpfung von VFTs

Drei unterschiedliche Ansätze zur Dämpfung von VFTs, deren Dämpfungspotential und Funktionsweise im Rahmen dieser Arbeit untersucht worden sind, werden in diesem Kapitel vorgestellt. Hohlräume unter großen Schirmelektroden können so ausgestaltet werden, dass sie durch die VFTs angeregt werden und als Hohlraumresonatoren zur Dämpfung der VFTs beitragen können.

Eine weitere Strategie zur Dämpfung der VFTs besteht aus einem Leiterstück, das aufgrund spiralförmiger Schlitze eine erhöhte Induktivität aufweist. Parallel dazu werden Metalloxidvaristoren angeordnet. Aufgrund der hohen Frequenzanteile der VFTs fällt über der Induktivität des geschlitzten Leiters eine Spannung ab, die die Bemessungsspannung der Varistoren übersteigt. Infolge dessen werden die Varistoren leitfähig und von Strom durchflossen. Dabei wird den VFTs Energie entzogen und die Amplitude der Überspannungen reduziert.

Schließlich werden noch nanokristalline Ringbandkerne aus einer Legierung auf Eisenbasis vorgestellt. Aufgrund der nanokristallinen Struktur besitzt dieses Material Eigenschaften, die zur Dämpfung der VFTs beitragen können. Dazu müssen die Ringe um den Innenleiter der GIS angeordnet werden.

4.1 Hohlraumresonatoren

In gasisolierten Schaltanlagen ist das dielektrische Design einzelner Komponenten von großer Bedeutung. Scharfkantige Oberflächen können zu einer lokal sehr starken Erhöhung der elektrischen Feldstärke führen und dadurch die Isolationsfestigkeit des Gesamtsystems beeinträchtigen. Um dies zu vermeiden, werden zahlreiche Maßnahmen getroffen. So werden beispielsweise Kontakte und Antriebskomponenten von Trennschaltern mit großen Schirmelektroden umschlossen und so ein möglichst niedriges und homogenes elektrisches Feld an deren Oberfläche sichergestellt (Abbildung 4-1). Unter diesen Schirmelektroden, die bei Trennschaltern sehr ausgeprägt sein können, entsteht ein Hohlraum, der als Resonator genutzt und zur Dämpfung der VFTs beitragen kann [Holaus, 2009].

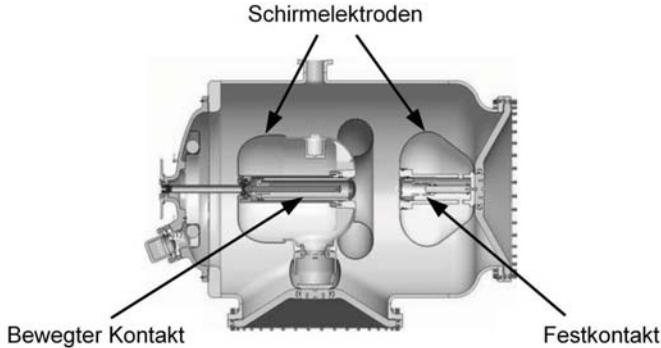


Abbildung 4-1: Skizze eines typischen GIS-Trennschalters. Die Kontakte des Schalters sind durch große Schirmelektroden umgeben [Quelle: ABB Schweiz AG].

In diesem Abschnitt werden zunächst die theoretischen Grundlagen der Dämpfung mit Hilfe eines Hohlraumresonators vorgestellt. Darauf aufbauende Versuche und Messergebnisse werden anschließend erläutert. Dabei sind sowohl die Eigenschaften als auch das Dämpfungspotential eines Resonators untersucht worden. Abschließend wird ein SPICE-Modell präsentiert, mit dem das Dämpfungsprinzip eines Hohlraumresonators abgebildet werden kann.

4.1.1 Theoretische Überlegungen und Grundlagen von Hohlraumresonatoren

Um die oben beschriebenen Hohlräume unter den Schirmelektroden als Resonator zur Dämpfung von VFTs verwenden zu können, müssen zunächst die Elektroden angepasst werden. Durch einen Spalt in der Schirmelektrode, der orthogonal zur Ausbreitungsrichtung der VFTs rings um die Oberfläche verläuft, wird eine Anregung des Hohlraumes ermöglicht. In Abbildung 4-2 ist ein möglicher Spalt in einer Schirmelektrode beispielhaft skizziert. Dabei muss berücksichtigt werden, dass die dielektrische Auslegung der GIS nicht beeinträchtigt wird.

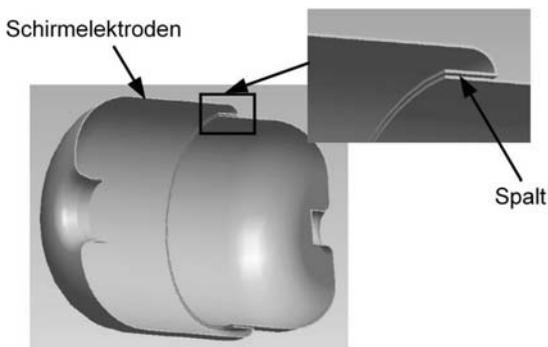


Abbildung 4-2: Skizze einer Abschirmelektrode mit einer möglichen Anordnung eines Spalts, durch den der Hohlraum angeregt werden kann. [Quelle: ABB Schweiz AG]

Wie in [Smajic, 2011a] und [Smajic, 2013] gezeigt, kann der Spalt in der Schirmelektrode als Kapazität eines LC-Schwingkreises angesehen werden. Sowohl durch die Variation der Breite und Länge des Spalts als auch durch das Dielektrikum im Spalt kann somit die Resonanzfrequenz des Resonators beeinflusst werden. Die Induktivität des Schwingkreises wird nach [Smajic, 2011a] und [Smajic, 2013] durch die Größe des Hohlraums unter der Schirmelektrode definiert. Dadurch kann die Resonanzfrequenz des Resonators auch über die Parameter des Hohlraums geändert werden.

Die Resonanzfrequenz des Hohlraumresonators $f_{\text{RHohlraum}}$ lässt sich somit als Funktion einer Induktivität L und Kapazität C darstellen:

$$f_{\text{RHohlraum}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad 4-1$$

Auch die Bandbreite B des Resonators ist von den Parametern des Resonators abhängig. Sie gibt den Frequenzbereich zwischen oberer und unterer Grenzfrequenz an, bei dem der Spannungspegel über dem $\frac{1}{\sqrt{2}}$ -fachen des Maximums im Resonanzfall liegt. Wie in Gleichung 4-2 dargestellt, hängt die Bandbreite von der Kapazität C des Resonators und den Verlusten im Resonator, die durch den Widerstand R wiedergegeben werden, ab.

$$B = \frac{1}{2\pi RC} \quad 4-2$$

Im Kapitel 4.1.2 werden Versuche vorgestellt, bei denen der Einfluss des Spalts und des Hohlraums auf die Resonanzfrequenz des Resonators experimentell bestätigt wird.

Der Resonator, dessen Resonanzfrequenz durch die Eigenschaften des Hohlraums definiert ist, wird durch die VFTs vor allem dann angeregt, wenn die Resonanzfrequenz des Schwingkreises $f_{\text{RHohlraum}}$ mit der Grundfrequenz der VFTs f_{RVFT} möglichst übereinstimmt. Die Grundfrequenz einer VFT ist dabei die Resonanzfrequenz einer GIS, die von der Ausdehnung, den Abschlüssen an den Enden der GIS und dem Schaltzustand der GIS abhängig ist. Sie kann mit

$$f_{\text{RVFT}} = \frac{c}{\lambda} \quad 4-3$$

beschrieben werden. Dabei ist c die Lichtgeschwindigkeit, mit der sich die transiente Überspannung in der GIS ausbreitet und λ die Wellenlänge der sich in der GIS ausbreitenden stehenden Welle. Je nach Abschluss der GIS-Enden und dem Schaltzustand der Anlage kann die Länge der GIS oder eines Teilstücks als die Hälfte oder ein Viertel der Wellenlänge λ betrachtet werden.

Durch die Anregung des Hohlraumresonators wird ein Teil der VFT-Energie in den LC-Schwingkreis ausgekoppelt. Mit Hilfe eines Widerstands, der im Spalt des Resonators integriert werden kann, wird die Energie in Wärme umgewandelt und dem elektrischen System entzogen. Durch den Widerstand entsteht somit ein gedämpfter Schwingkreis, der durch die VFTs angeregt wird und sie dämpft. Im Kapitel 4.1.3 werden Versuche präsentiert, bei denen das Dämpfungspotential in Abhängigkeit der Widerstandsgröße untersucht wurde.

4.1.2 Anpassung der Resonanzfrequenz des Resonators

Um eine gute Anregung des Resonators zu erreichen, muss die Resonanzfrequenz des Hohlraumresonators möglichst gut mit der Grundfrequenz der VFT übereinstimmen. Dies kann, wie im vorherigen Abschnitt beschrieben, durch eine entsprechende Anpassung des Spalts und des Hohlraumes des Resonators erzielt werden. Die Auswirkungen von Änderungen der Kapazität und der Induktivität werden im Folgenden experimentell beleuchtet. Dazu wird zunächst ein erstes Modell eines Hohlraumresonators vorgestellt, an dem die Auswirkungen unterschiedlicher Parameter auf die Resonanzfrequenz des Resonators untersucht wurden. Mit den gewonnenen Erkenntnissen wird schließlich ein Resonator entwickelt, der mit der Grundfrequenz der in der Versuchsanlage erzeugten VFTs übereinstimmt.

4.1.2.1 Erstes Resonatormodell zur Dämpfung von VFTs

In ersten Grundlagenversuchen sind die Eigenschaften eines Hohlraumresonators in einer GIS zur Dämpfung der VFTs untersucht worden. Dazu ist zunächst ein Resonator entwickelt worden, der in den in Kapitel 3.2.1 beschriebenen Standardaufbau der GIS installiert werden konnte. Der Aufbau des Resonators ist in Abbildung 4-3 skizziert. Da im Versuchsabteil ein Stück des Innenleiters verjüngt ist, wurde der erste Resonator speziell für den Einbau in diesem GIS-Segment konstruiert und angepasst. Durch den dünneren Innenleiter kann ein größerer Hohlraum unter der Schirmelektrode erzielt werden. Für die Versuche wird die Schirmelektrode durch ein Aluminiumrohr mit einer Länge von 57 cm und einem Außendurchmesser von 23 cm gebildet. Das Rohr wird über dem verjüngten Innenleiter angeordnet und auf einer Seite mit einem massiven Endstück aus Aluminium am Innenleiter so fixiert, dass sich dieser zentriert in der Mitte befindet. Das andere Ende des Rohrstücks wird ebenfalls durch ein Aluminiumendstück abgeschlossen. Dieses Endstück ist jedoch so konstruiert, dass es einen 0,5 cm breiten und 5 cm langen Spalt zum Innenleiter bildet. Somit entsteht ein Resonator mit einem Spalt als Kapazität und einem Hohlraum als Induktivität. Durch die Abrundung der Kanten und einem maximalen Durchmesser von 23 cm werden Überschläge zwischen Resonator und GIS-Kapselung während der Versuche verhindert.

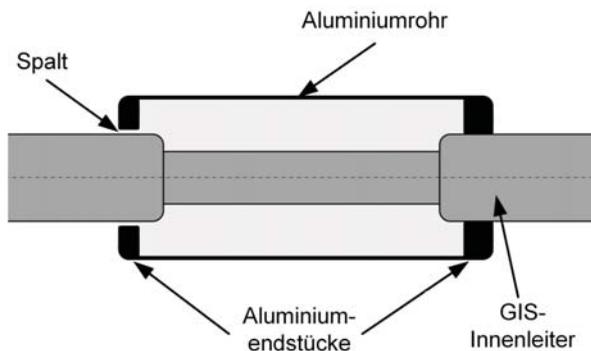


Abbildung 4-3: Skizze des ersten Resonatormodells, das um den Innenleiter der GIS angeordnet ist.

Bei der Entwicklung dieses Resonators wurden zunächst nur die geometrischen und dielektrischen Rahmenbedingungen in der GIS berücksichtigt. Um die resultierende Resonanzfrequenz zu bestimmen, wurde der Resonator in ein T-förmiges GIS-Teil

eingebaut, das auf beiden Seiten mit kegelförmigen Innenleitern und Kapselungsteilen abgeschlossen war. Da die Verhältnisse der Radien im gesamten Aufbau näherungsweise konstant sind, werden Reflektionen innerhalb des Aufbaus minimiert. In Abbildung 4-4 ist dieser Versuchsaufbau skizziert. Wie in Kapitel 3.1.2.2 ist der Versuchsaufbau auf einer Seite mit Hilfe eines Potentiometers passend abgeschlossen. Dadurch werden Reflektionen an diesem Ende verhindert. Am gegenüberliegenden Ende wurde ein Signalgenerator angeschlossen, der eine Wechselspannung mit einer Amplitude von 1 V und Frequenzen von 1 MHz bis zu 100 MHz auf den Innenleiter eingespeist hat. Durch diese Spannung wurde der Hohlraumresonator angeregt. Die Oszillation des Resonators wurde anhand der Spannung im Spalt beobachtet. Dazu wurde mit einem Lichtwellenleiter eine breitbandige und potentialfreie Übertragungsstrecke zur Messung der Spaltspannung hergestellt.

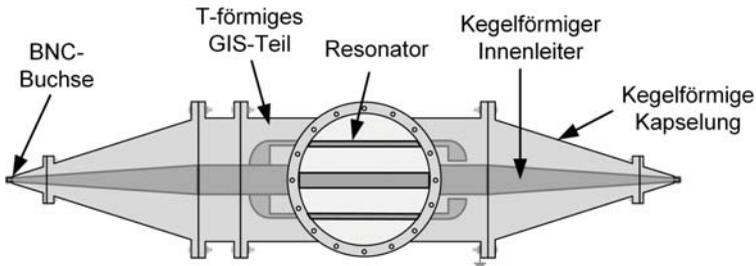


Abbildung 4-4: Skizze der Anordnung zur Messung der Resonanzfrequenz des Hohlraumresonators.

Die Frequenz der Wechselspannung wurde schrittweise um jeweils 1 MHz erhöht und für jeden Schritt ist die Spaltspannung gemessen worden. In Abbildung 4-5 ist die Amplitude der gemessenen Spannung im Spalt in Abhängigkeit der Anregungsfrequenz dargestellt.

Bei einer Frequenz von 57 MHz konnte ein deutliches Maximum der Spannung festgestellt werden. Da die Spaltspannung im Resonanzfall am höchsten ist, kann diese Frequenz als Resonanzfrequenz des Hohlraumresonators betrachtet werden. Die Grundfrequenz der VFTs des Standardversuchsaufbaus beträgt ohne geerdetes GIS-Ende rund 15 MHz. Somit weicht die Resonanzfrequenz des Hohlraumresonators von der Grundfrequenz der VFTs deutlich ab. Wie in Abbildung 4-5 deutlich wird, ist die Anregung des Resonators bei 15 MHz sehr gering. Um die Resonanzfrequenz des Resonators anzupassen, werden im Folgenden verschiedene Maßnahmen untersucht.

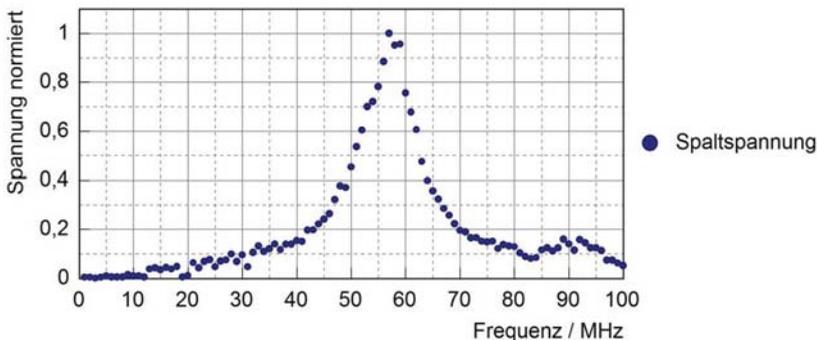


Abbildung 4-5: Messung der Spaltspannung während der Resonator mit unterschiedlichen Frequenzen angeregt wird (normiert auf die maximale Spaltspannung)

4.1.2.2 Maßnahmen zur Frequenzanpassung

Die Resonanzfrequenz des Resonators ist nach Gleichung 4-1 sowohl von der Kapazität als auch von der Induktivität des Resonators abhängig. Somit kann durch beide Faktoren die Resonanzfrequenz des Resonators beeinflusst werden. Zur Abstimmung der Resonanzfrequenz kann die Kapazität des Resonators durch folgende Parameter eingestellt werden:

- Spaltbreite
- Spaltdicke (Abstand zwischen Resonator und Innenleiter)
- Permittivität im Spalt

Zu einer Variation der Induktivität können folgende Größen beitragen:

- Resonatorvolumen
- Permeabilität im Hohlraum

Im Folgenden wird an jeweils einem Beispiel die Auswirkungen der Änderung von Kapazität und Induktivität nachgewiesen.

4.1.2.2.1 Änderung der Kapazität des Resonators

Zur Demonstration des Einflusses der Kapazität wird ein Versuch mit erhöhter Permittivität im Folgenden beispielhaft vorgestellt. Mit einem 4 mm dicken Kunststoffstreifen, der in den Spalt eingefügt wurde, ist die Permittivität und damit die Kapazität des Spaltes erhöht worden. Erneut wurde der Resonator in dem T-förmigen GIS-Segment (Abbildung 4-4) installiert und die Resonanzfrequenz untersucht. Dazu

wurde die Versuchsanordnung wiederum mit Hilfe eines Signalgenerators angeregt und die Spannung im Spalt des Resonators gemessen. In Abbildung 4-6 sind die Ergebnisse in rot abgebildet. Die Resonanzfrequenz des Resonators mit vergrößerter Kapazität liegt bei rund 49 MHz und ist damit deutlich niedriger als die des Resonators mit Luftspalt (blau). Es fällt auf, dass auch die Bandbreite etwas geringer ist.

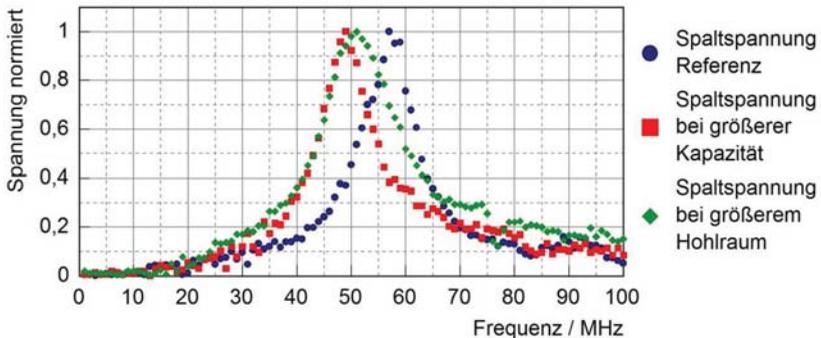


Abbildung 4-6: Auswirkung verschiedener Maßnahmen auf die Änderung der Resonanzfrequenz des Resonators.

4.1.2.2.2 Änderung der Induktivität des Resonators

Die Induktivität des Resonators wurde vergrößert, indem das Aluminiumrohr des Resonators durch ein 10 cm längeres Rohr ersetzt wurde. Dadurch ergibt sich ein um rund 20 % größeres Volumen des Hohlraumes. Die Resonanzfrequenz dieses Aufbaus wurde analog zur oben beschriebenen Vorgehensweise gemessen. Das Resultat dieser Untersuchung ist in Abbildung 4-6 durch die grünen Raute dargestellt. Wie zu erwarten, wird durch die vergrößerte Induktivität die Resonanzfrequenz verringert. Die maximale Spannung konnte bei 51 MHz gemessen werden. Die Bandbreite dieses Resonators ist hingegen größer.

4.1.2.2.3 Bewertung der Parameteränderung des Resonators

Durch die Variation der Permittivität im Spalt des Resonators konnte bestätigt werden, dass die Spaltkapazität die Resonanzfrequenz des Resonators beeinflusst. Somit können die oben genannten Maßnahmen zur Veränderung der Kapazität und damit zur Anpassung der Resonanzfrequenz des Hohlraumresonators verwendet werden. Ebenfalls wurde qualitativ nachgewiesen, dass der Hohlraum unter der Schirmelektrode die Induktivität des Resonators in der Ersatzschaltung darstellt. Eine

Veränderung dessen Eigenschaften beeinflusst dadurch auch die Resonanzfrequenz des Hohlraumresonators. Aufgrund dieser Ergebnisse wurde ein zweites Resonatormodell mit einer Resonanzfrequenz, die an die typischen VFTs des Versuchsaufbaus angepasst ist, entwickelt. Die Eigenschaften und der Aufbau dieses Modells werden im folgenden Kapitel vorgestellt.

4.1.2.3 Zweites Resonatormodell mit angepasster Resonanzfrequenz

Um eine Anpassung der Resonanzfrequenz des Hohlraumresonators an den Hauptfrequenzanteil der VFTs zu erreichen, musste ein deutlich größerer Resonator konstruiert werden. Die Reihenfolge der GIS-Segmente und Anordnung der kegelförmigen Stützisolatoren der Versuchsanlage mussten dafür so geändert werden, dass sie für den Hohlraumresonator ausreichend Raum zur Verfügung stellen. Die Details dieser Versuchsanordnung für das zweite Resonatormodell sind im Kapitel 3.2.2.3 erläutert. In Abbildung 3-14 wird deutlich, dass der Hohlraumresonator weiterhin etwa in der Mitte des Versuchsaufbaus eingebaut werden kann und die Sensoren vor und nach dem Versuchsobjekt angeordnet sind. Wie beim Standardaufbau beträgt die Resonanzfrequenz der Anlage 15 MHz bei offenem Ende und rund 7,5 MHz bei kurzgeschlossenem Ende.

In [Smajic, 2013] wird beschrieben, wie die Abmessungen für einen Resonator mit 15 MHz Resonanzfrequenz mit Hilfe unterschiedlicher Simulationsmodelle berechnet wurden. Anhand dieser Ergebnisse wurde ein Hohlraumresonator konstruiert, wie er in Abbildung 4-7 dargestellt ist. Zwei Aluminiumrohre bilden die Hauptkomponenten des Resonators. Während ein Rohr mit einer Länge von 205 cm und einem Innenradius von 12 cm den Hohlraum darstellt, bildet das zweite Rohr einen langgezogenen Spalt zum Innenleiter. Dieses Rohr ist 90 cm lang und hat einen Innenradius von 8,5 cm. Somit entsteht ein 0,5 cm dicker Spalt zwischen Innenleiter und Rohr. Mit drei Aluminiumringen und einem Kunststoffring werden die Rohre so angeordnet, dass der gesamte Resonator symmetrisch zur Achse des Innenleiters ist. Während jeweils ein Ring an beiden Enden des langen Rohres angeordnet ist, kann der dritte Ring, der sich zwischen den beiden Rohren befindet, verschoben werden. Dadurch kann der effektive Hohlraum bzw. die Induktivität des Resonators variiert und somit die Resonanzfrequenz des Resonators abgestimmt werden.

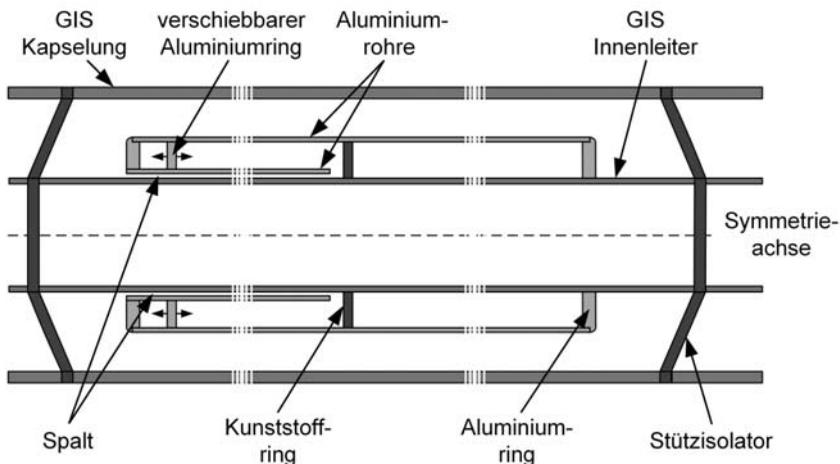


Abbildung 4-7: Skizze des zweiten Resonanzmodells, das um den Innenleiter der GIS angeordnet ist.

Zur Überprüfung der Resonanzfrequenz wurde mit einem Netzwerkanalysator der S_{21} -Parameter des Resonators bestimmt. Dazu wurde der Resonator am Spalt angeregt und die über dem Spalt abfallende Spannung gemessen. Die Ergebnisse der Messungen bestätigten die durch die Simulation berechneten Resonanzfrequenzen unterschiedlich abgestimmter Resonatoren [Smajic, 2014].

4.1.2.4 Bemerkung zur Anpassung der Resonanzfrequenz

Da die Resonanzfrequenzen der VFTs vor allem von der Ausdehnung einer GIS abhängig sind, unterscheiden sich die Frequenzanteile der VFTs bei jeder Anlage. So führen beispielsweise große Anlagen mit ausgedehnten Sammelschienen zu niedrigeren Frequenzanteilen, da die Wanderwellen mehr Zeit benötigen, um sich in der GIS auszubreiten. Ebenso hat der Schaltzustand einer Anlage Auswirkungen auf die Harmonischen. In Abhängigkeit der Schalterstellungen entstehen GIS-Teile mit unterschiedlichen Laufzeiten und Resonanzfrequenzen. Um alle möglichen Frequenzen abdecken zu können, müssten mehrere Resonatoren zum Einsatz kommen. Alternativ könnten Resonatoren mit großer Bandbreite und niedriger Güte verwendet und damit mehrere mögliche Harmonische einer GIS-Anlage abgedeckt werden. Für jede Anlage müssten ein oder mehrere Resonatoren entsprechend der potentiell möglichen Schaltzustände entwickelt und abgestimmt werden.

4.1.3 Energieabsorption und Dämpfung

Zur Dämpfung der VFTs mit Hilfe eines Hohlraumresonators muss dem Resonatorsystem Energie entzogen werden. Dazu nötige Maßnahmen wurden mit Hilfe des in Kapitel 4.1.2.3 vorgestellten Resonatormodells, das an die Resonanzfrequenz der GIS-Versuchsanlage angepasst ist, untersucht und getestet. Der Resonator wurde dazu in die Versuchsanlage, wie sie in Abbildung 3-14 dargestellt ist, eingebaut und mit VFTs beaufschlagt. Anhand der Messergebnisse kann schließlich die Dämpfung des Resonators und unterschiedlicher Maßnahmen bewertet werden. Um Überschläge im Bereich des Resonators detektieren zu können, wurden mehrere Lichtwellenleiter mit optischen Sensoren in der GIS installiert. Zur Überwachung des 0,5 cm dicken Spalts zwischen Resonator und Innenleiter wurden auch mehrere dieser Sensoren im Inneren des Resonators platziert und auf den Spalt ausgerichtet. Mit Hilfe eines optischen Empfängers konnten die Signale der Lichtwellenleiter ausgewertet und so Überschläge sicher detektiert und lokalisiert werden. In den folgenden Kapiteln werden verschiedene Maßnahmen vorgestellt und deren Dämpfungspotential betrachtet.

4.1.3.1 Einfluss des Hohlraumresonators auf die VFT-Form

Durch den Einbau des Hohlraumresonators werden die Radienverhältnisse und damit die Impedanzverhältnisse in der GIS verändert. Es entstehen neue Reflektionsstellen in der GIS, die zu einer leicht abgeänderten Form der VFT führt. In Abbildung 4-8 sind VFTs mit und ohne Resonator dargestellt. Während am Sensor 1 (Abbildung 4-8 oben) die Amplitude der ersten VFT-Spitze durch den Einsatz des Resonators vergrößert wird, fällt die erste Spitze am Sensor 2 (Abbildung 4-8 unten) niedriger aus. Offensichtlich wird durch den Resonator eine zusätzliche Reflektionsstelle in die GIS eingefügt, an der ein Teil der einlaufenden VFT-Welle reflektiert wird. Die Amplituden der darauf folgenden VFT-Spitzen sind am jeweiligen Sensor unabhängig vom Einsatz des Resonators näherungsweise gleich groß. Dies deutet darauf hin, dass den VFTs durch den Resonator nicht gedämpft werden. Ebenso ist bei den Messungen mit Resonator eine leichte Frequenzänderung zu erkennen. Zusammenfassend lässt sich feststellen, dass die VFTs durch den Einsatz des Resonators zunächst nicht gedämpft sondern lediglich verformt werden. Im Folgenden werden daher alle weiteren untersuchten Maßnahmen auf die in Abbildung 4-8 gezeigte VFT-Messung mit Resonator bezogen.

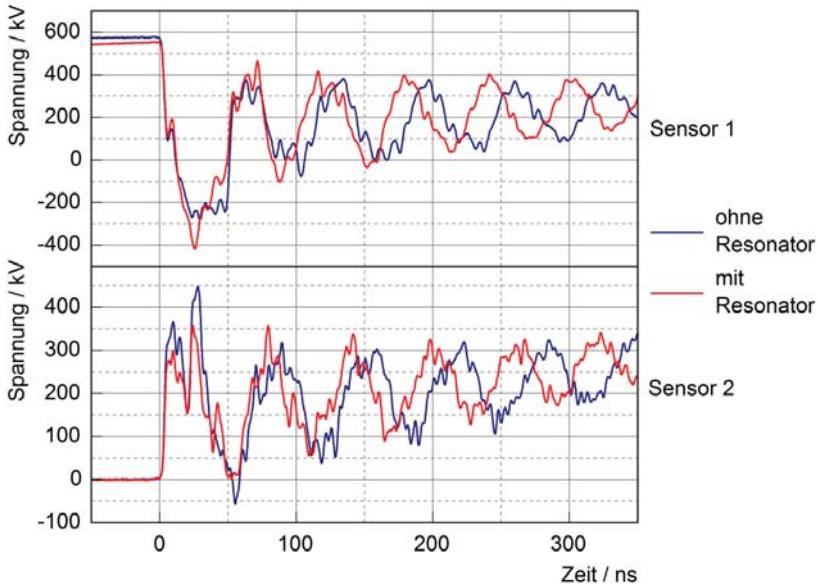


Abbildung 4-8: Am Sensor 1 (oben) und Sensor 2 (unten) gemessene VFTs mit (rot) und ohne (blau) eingebautem Resonator.

Die Auswertung der optischen Sensoren im Resonator ergab, dass die VFTs einen Überschlag im Spalt verursacht haben.

4.1.3.2 Lichtbogen und Kurzschluss im Spalt des Hohlraumresonators

Da die VFTs zu einem Überschlag über den 0,5 cm breiten Spalt zwischen Resonator und Innenleiter führen, ist das Dämpfungspotential eines Lichtbogens untersucht worden. Dazu wurden Versuche durchgeführt, bei denen der Resonatorspalt mit mehreren Metallstücken überbrückt wurde. Während diesen Versuchen konnten durch die optischen Sensoren keine Überschläge im Spalt detektiert werden. Die Ergebnisse dieser Versuche werden in Abbildung 4-9 mit den Resultaten der Referenzmessungen, bei denen Lichtbögen im Spalt entstehen, verglichen. Es ist offensichtlich, dass nahezu kein Unterschied zwischen beiden Messungen besteht. Die durch den Lichtbogen in Wärme und Licht umgewandelte Energie ist nicht ausreichend, um die VFTs nennenswert zu dämpfen. Somit bewirkt ein Lichtbogen keine Dämpfung der VFTs sondern nur einen Kurzschluss des Spalts zwischen Innenleiter und Hohlraumresonator. Ist dieser Spalt überbrückt, stellt der Resonator

lediglich einen Innenleiter mit größerem Durchmesser dar und verursacht zusätzliche Reflektionen in der GIS.

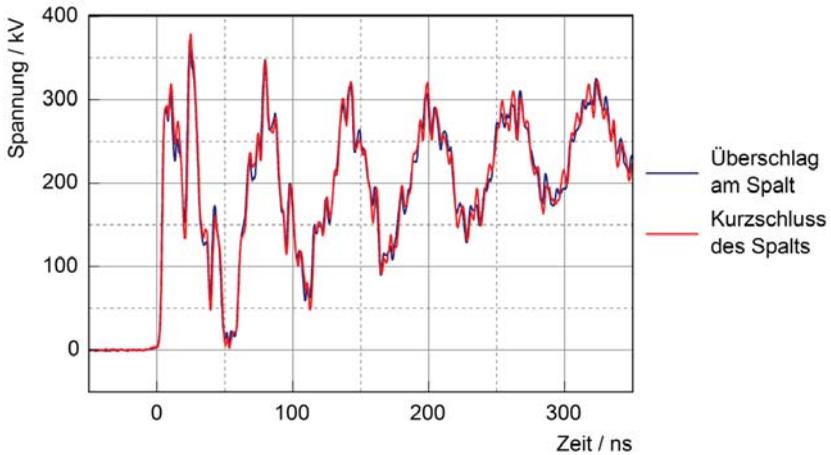


Abbildung 4-9: VFTs, bei denen der Spalt des Resonators durch einen Überschlag (blau) und durch Metallstücke (rot) kurzgeschlossen wurde.

4.1.3.3 Widerstände im Spalt des Hohlraumresonators

Wie im vorhergehenden Kapitel gezeigt, muss ein Überschlag im Spalt unbedingt vermieden werden, damit der Hohlraumresonator angeregt wird und zur Dämpfung der VFTs beitragen kann. Zusätzlich muss dem Resonator mittels eines Widerstands Energie entzogen werden. Dieses Prinzip wurde mit einem speziellen Widerstand, der am Spalt zwischen Resonator und Innenleiter installiert wurde, untersucht. Abbildung 4-10 zeigt einen Ausschnitt vom Querschnitt durch den Widerstand, Resonator und Innenleiter.

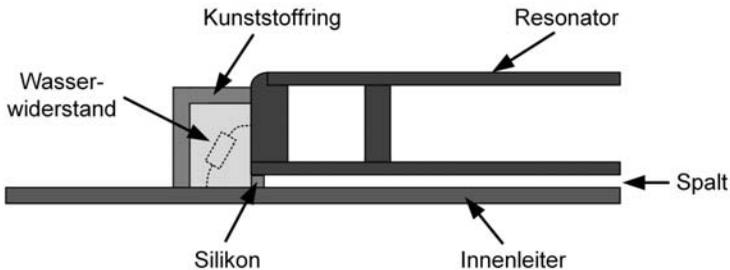


Abbildung 4-10: Skizze des Wasserwiderstands zum Abschluss des Resonatorspalts.

Der Spalt des Resonators wurde am äußeren Ende durch Silikon abgedichtet. Durch einen ausgefrästen Kunststoffring, der vor dem Resonator um den Innenleiter angeordnet wurde, wird ein Hohlraum vor dem Resonator gebildet. Dieser Hohlraum kann mit Wasser gefüllt werden und ist so gestaltet, dass das Wasser sowohl zum Innenleiter als auch zum Resonator Kontakt hat. Das Wasser dient als Widerstand, der homogen längs des Spalts verteilt angeordnet ist. Durch eine unterschiedlich hohe Salzkonzentration des Wassers kann der Widerstandsbetrag variiert werden. Die Größe des Widerstands aus Wasser in Abhängigkeit der Salzkonzentration wurde näherungsweise mit Hilfe einer RLC-Messbrücke bestimmt. Dazu ist am gegenüberliegenden Ende des Resonators der Kontakt zum Innenleiter unterbrochen und der Widerstand zwischen Innenleiter und Resonator gemessen worden. Mit unterschiedlichen Salzkonzentrationen konnten Widerstandswerte von wenigen Ohm bis zu mehreren zehn Ohm realisiert werden.

Zur Messung der Dämpfung ist der Resonator in den Versuchsaufbau eingebaut und der Widerstand mit den unterschiedlichen Salzlösungen gefüllt worden. In Abbildung 4-11 sind beispielhaft VFTs dargestellt, bei denen der Hohlraumresonator mit unterschiedlichen Widerstandswerten abgeschlossen war.

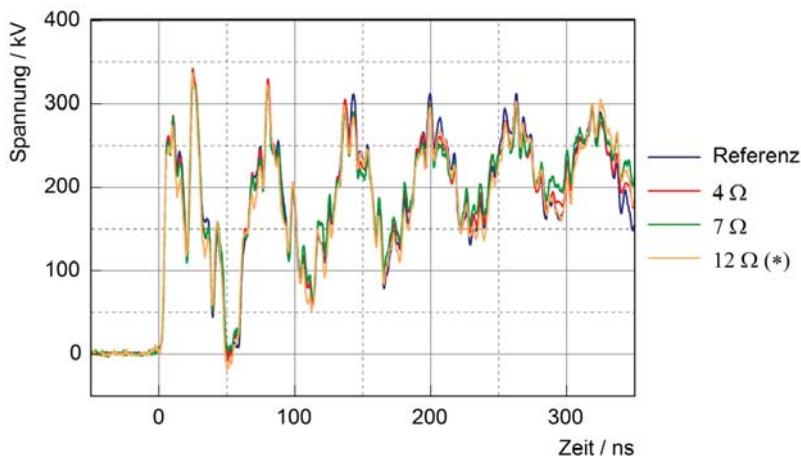


Abbildung 4-11: VFTs mit einer Amplitude von rund 350 kV, bei denen der Resonator mit unterschiedlich großen Widerständen abgeschlossen wurde. Bei der mit (*) gekennzeichneten Messung wurde ein Überschlag im Spalt festgestellt.

Im Vergleich zur Referenzmessung ohne Widerstand fällt auf, dass nahezu keine Dämpfung feststellbar ist. Da bereits ab einem Widerstand von 12 Ω Überschläge im

Spalt detektiert wurden, konnten nur sehr niedrige Widerstandswerte untersucht werden. Im Bereich von 200 ns bis 300 ns sind die VFT-Amplituden der Messung mit 7Ω etwas niedriger als bei der Referenzmessung und der Messung mit 12Ω . Es liegt nahe, dass größere Widerstände zur Dämpfung der VFTs nötig sind. Da diese jedoch zu Überschlägen im Spalt führen, kann auch bei größeren Werten keine Dämpfung festgestellt werden.

Da das GIS-Segment mit dem Hohlraumresonator nicht mit SF_6 befüllt werden konnte und dadurch keine Erhöhung der Durchschlagsfestigkeit des Spalts möglich war, wurden die Versuche bei niedrigerer Spannung wiederholt, um den Einfluss größerer Widerstände untersuchen zu können. Dazu wurde sowohl der SF_6 -Druck an der Funkenstrecke als auch die Stoßspannung reduziert. In Abbildung 4-12 werden wiederum beispielhaft unterschiedlich große Widerstände mit der Referenzmessung ohne Widerstand verglichen. Dabei ist die erste Spitze der VFTs bei allen Messungen nahezu konstant. Lediglich nach mehreren 100 ns kann eine Dämpfung bei der Messung mit 8Ω und 20Ω festgestellt werden. Durch den größeren Widerstand werden die VFTs deutlich besser gedämpft. Bei 50Ω hingegen treten wiederum Überschläge im Spalt auf. Daher ist auch die Dämpfung bei diesem Versuch deutlich kleiner als bei den Versuchen mit 8Ω und 20Ω . Durch Rotation des Resonators kann ein Einfluss der Richtung der Resonatoröffnung ausgeschlossen werden.

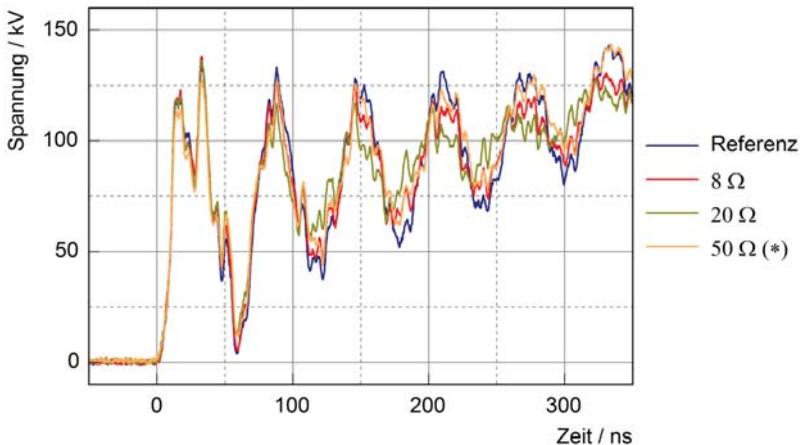


Abbildung 4-12: VFTs mit einer Amplitude von rund 140 kV, bei denen der Resonator mit unterschiedlich großen Widerständen abgeschlossen wurde. Bei der mit (*) gekennzeichneten Messung wurde ein Überschlag im Spalt festgestellt.

Der Einfluss eines Widerstands im Spalt des Hohlraumresonators auf die Dämpfung der VFTs lässt sich mit folgenden drei Punkten zusammenfassen:

1. Die erste Spannungsspitze der VFTs wird unabhängig vom Widerstandswert nicht oder nur sehr wenig gedämpft.
2. Je größer der Widerstand im Spalt des Resonators ist, desto besser werden die folgenden Spitzen der VFTs gedämpft. Dabei nimmt die Dämpfung mit zunehmender Dauer der VFT zu.
3. Fällt über einen zu großen Widerstand im Spalt zu viel Spannung ab führt dies zu einem Überschlag im Spalt. Dadurch wird der Spalt überbrückt und der Dämpfungseffekt sehr stark reduziert.

Die maximale Dämpfung lässt sich somit durch einen möglichst großen Widerstand erzielen, an dem jedoch nicht so viel Spannung abfallen darf, dass ein Überschlag den Spalt überbrückt.

4.1.3.4 Einfluss der Resonanzfrequenz

Um die Frequenzselektivität dieser Dämpfungsmethode nachzuweisen, sind die obigen Versuche am Aufbau mit geerdetem GIS-Ende wiederholt worden. Wie in Kapitel 3.2.2.1 beschrieben, wird dadurch die Resonanzfrequenz der Anlage auf rund 7,5 MHz halbiert. Abbildung 4-13 zeigt die Ergebnisse einiger dieser Versuche.

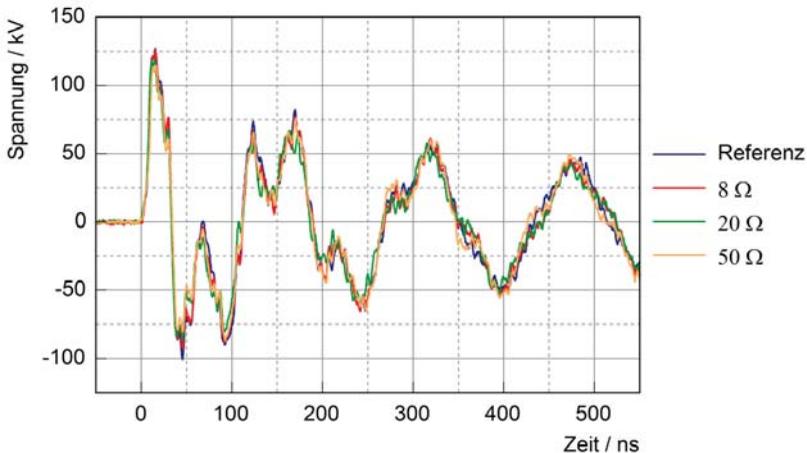


Abbildung 4-13: VFTs mit einer Amplitude von rund 125 kV und einer Resonanzfrequenz von 7,5 MHz, bei denen der Resonator mit unterschiedlich großen Widerständen abgeschlossen wurde.

Unabhängig vom untersuchten Widerstandswert sind alle gemessenen VFTs nahezu gleich und werden nicht gedämpft. Somit weichen die Resonanzfrequenzen von Resonator und VFTs zu weit voneinander ab, so dass der Resonator nicht ausreichend angeregt wird.

4.1.4 Simulationsmodell eines Hohlraumresonators

Mit Hilfe eines SPICE-Modells des Hohlraumresonators kann das Funktionsprinzip dieser Dämpfungsmethode untersucht werden. In Abbildung 4-14 ist das Modell des gesamten Prüfaufbaus mit Resonator abgebildet. Es beruht auf der in Kapitel 3.3 eingeführten Simulation.

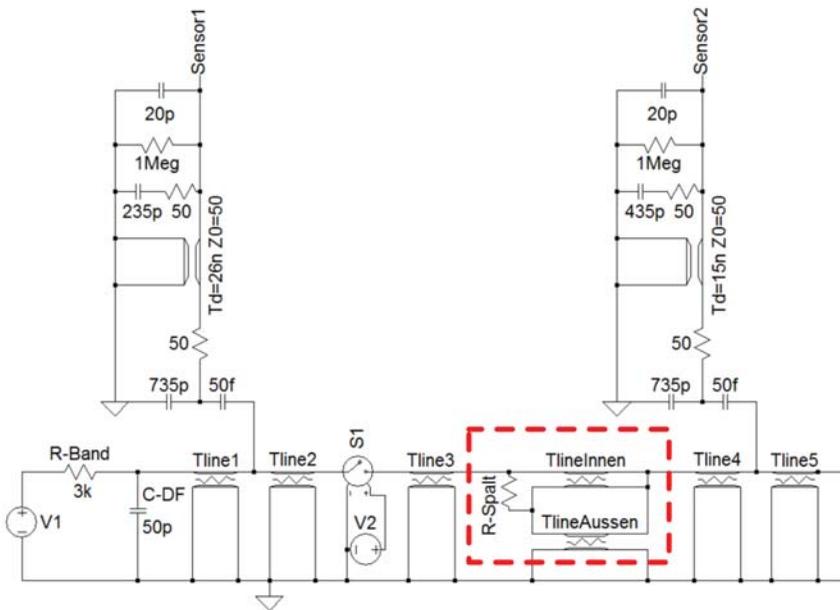


Abbildung 4-14: SPICE-Modell der Versuchsanlage mit Hohlraumresonator.

Zwischen den verlustbehafteten Leitungsmodellen Tline3 und Tline4, die beide ein GIS-Segment repräsentieren, ist das SPICE-Modell des Resonators eingefügt (in Abbildung 4-14 eingerahmt). Es besteht aus den beiden parallelen Leitungen „TlineInnen“ und „TlineAussen“ und dem Spaltwiderstand R_{Spalt} . Durch das äußere Rohr des Resonators wird sowohl eine etwa 2 m koaxiale Anordnung zwischen GIS-Kapselung und Resonatorrohr als auch zwischen Innenleiter und Resonatorrohr gebildet. Dies lässt sich durch die beiden Leitungsmodelle abbilden. Die Verbindung

des Resonatorrohrs mit dem Innenleiter auf einer Seite ist im Modell ebenfalls berücksichtigt. Auf der gegenüberliegenden Seite befindet sich der Widerstand im Spalt, der durch das Widerstandsmodell R_{Spalt} dargestellt wird. Mit den Geometriedaten des Resonators lassen sich die Beläge der koaxialen Leitungen nach den Gleichungen 3-8, 3-9 und 3-10 abschätzen. Daraus ergibt sich schließlich auch eine Laufzeit im Resonator, die bei der Simulation berücksichtigt wird. Da sich der Resonator über 2 m in der GIS erstreckt, muss dies auch im Simulationsmodell berücksichtigt werden. Die Längen der benachbarten GIS-Segmente wurden dazu entsprechend angepasst.

Zur Überprüfung des Modells wurden sowohl bei der Messung als auch bei der Simulation des Hohlraumresonators unterschiedliche Werte des Spaltwiderstands untersucht und miteinander verglichen. In Abbildung 4-15 sind beispielhaft die Ergebnisse aus Messung und Simulation mit jeweils 25Ω Spaltwiderstand dargestellt. Ein Vergleich der simulierten mit den gemessenen Ergebnissen ergibt, dass durch die Simulation die Messergebnisse relativ gut abgebildet werden können. Kommt es im Spalt jedoch zu Überschlägen, wird dies nicht in der Simulation dargestellt. Somit kann durch das vorgestellte Simulationsmodell die theoretische Dämpfung des Hohlraumresonators, die bei Versuchen ohne Überschläge im Spalt entstehen würde, betrachtet werden.

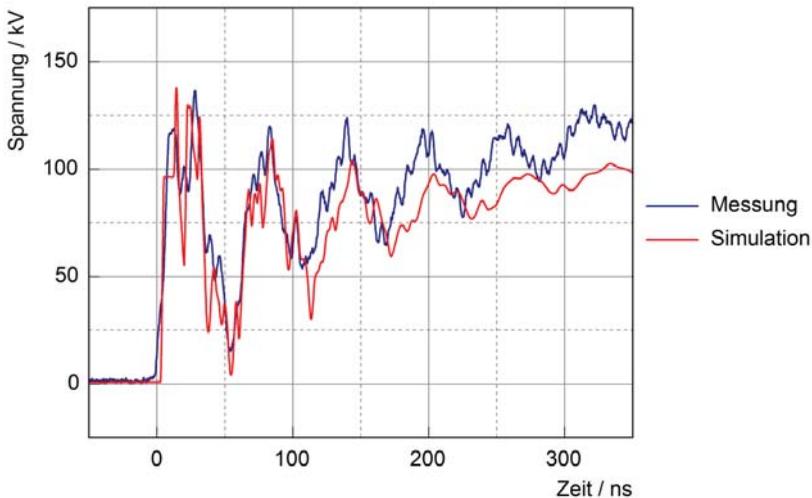


Abbildung 4-15: Vergleich der Ergebnisse einer Messung (blau) mit denen einer Simulation (rot), bei denen der Abschlusswiderstand am Spalt auf 25Ω eingestellt war.

In Abbildung 4-16 sind einige repräsentative Ergebnisse einer Parameterstudie vorgestellt. In dieser Simulationsreihe sind die Spaltwiderstände variiert worden. Als Referenz dienen dabei die Ergebnisse einer Simulation, bei der der Resonatorspalt durch einen sehr kleinen Widerstand praktisch kurzgeschlossen und somit nicht gedämpft wird. Beispielhaft sind Ergebnisse mit einem 5 Ω -, einem 25 Ω - und einem 100 Ω -Widerstand im Spalt vorgestellt. Es ist offensichtlich, dass durch den 25 Ω -Widerstand die beste Dämpfung erzielt wird und bei höheren Widerstandswerten die Dämpfung der VFTs geringer ausfällt.

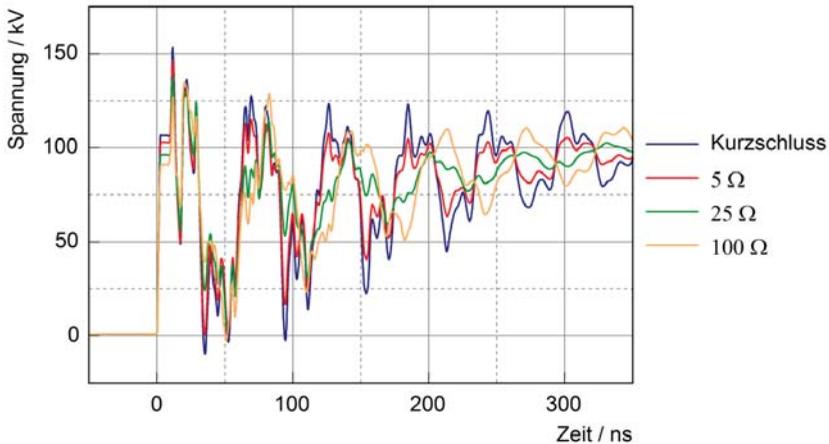


Abbildung 4-16: Simulierte VFTs, bei denen der Resonator mit unterschiedlich großen Widerständen abgeschlossen wurde.

Berechnet man nach Gleichung 3-6 die Wellenimpedanz des koaxialen Systems, bestehend aus GIS-Innenleiter und Resonatorrohr, ergibt sich aus den geometrischen Daten eine Impedanz von rund 25 Ω . Ein Spaltwiderstand mit diesem Betrag führte bei den Simulationen zur optimalen Dämpfung der VFTs. Allgemein gilt, dass in einem Abschlusswiderstand eines koaxialen Systems am meisten Energie umgesetzt wird, wenn der Widerstand gleich der Wellenimpedanz ist. Daher lässt sich feststellen, dass durch einen Widerstand, der der Wellenimpedanz des Resonators entspricht, die stärkste Dämpfung des Resonators erzielt werden kann.

Weitere Simulationen, bei denen das GIS-Ende kurzgeschlossen und dadurch die Resonanzfrequenz der VFTs geändert wurde, bestätigten ebenfalls die Ergebnisse der Messungen und zeigten keine Dämpfung der VFTs auf.

4.1.5 Bewertung der Hohlraumresonatoren

Zusammenfassend lässt sich feststellen, dass durch den Einsatz von Hohlraumresonatoren VFTs nur leicht gedämpft werden können. Dabei bleiben die ersten VFT-Spitzen, die in der Regel die höchste Amplitude besitzen, nahezu ungedämpft. Erst nach einigen 100 ns stellt sich eine Reduzierung der Amplituden ein. Dieser zeitliche Verzug lässt sich darauf zurückführen, dass der Resonator zunächst angeregt werden muss, bevor dem schwingenden System durch den Widerstand ausreichend Energie entzogen werden kann.

Um diesen Dämpfungseffekt zu erzielen, müssen jedoch bestimmte Anforderungen an die Größe des Widerstands und die Frequenzverhältnisse erfüllt sein. Wie die Ergebnisse der Simulation gezeigt haben, wird für die optimale Dämpfung ein Widerstand im Spalt des Resonators benötigt, der der Wellenimpedanz des Resonators entspricht. Hinzu kommt, dass die Isolationsfestigkeit des Spaltes trotz Widerstand gewährleistet sein muss. Ein Überslag im Spalt führt zu einem Kurzschluss des Resonators und verhindert dadurch eine Dämpfung der VFTs.

Auch die Resonanzfrequenz des Resonators muss möglichst gut mit der Grundfrequenz der VFTs übereinstimmen. Sowohl die Simulations- als auch Versuchsergebnisse zeigen, dass bei unterschiedlichen Frequenzen nahezu kein Dämpfungseffekt durch den Hohlraumresonator festgestellt werden kann. Breitbandige oder mehrere Hohlraumresonatoren mit unterschiedlichen Resonanzfrequenzen wären nötig, um in einer GIS-Anlage alle möglichen Grundfrequenzen der VFTs dämpfen zu können.

4.2 Spiralförmig geschlitzter Innenleiter mit Metalloxidvaristoren

Klassische Bauteile der Elektrotechnik bilden die Grundlage für diesen Ansatz zur Dämpfung von VFTs. Sowohl eine Induktivität, die für diese Dämpfungsmethode mit Hilfe eines spiralförmig geschlitzten Innenleiters gebildet wird, als auch Metalloxidvaristoren sind bewährte und bekannte Bauteile der Elektrotechnik. Kombiniert eingesetzt ermöglichen sie die Dämpfung von VFTs in einer GIS.

In diesem Kapitel werden zunächst das Prinzip, die Grundlagen und der Aufbau dieser Dämpfungsmethode vorgestellt. An einem Modell mit gewickelter Induktivität werden anschließend wichtige Wirkungsmechanismen demonstriert. Mit einem geschlitzten Innenleiter kann schließlich die Dämpfung bestätigt werden. Zuletzt wird ein SPICE-Modell präsentiert und anhand dessen die Funktionsweise des spiralförmig geschlitzten Innenleiters mit Metalloxidvaristoren beleuchtet.

4.2.1 Theoretische Überlegungen und Grundlagen eines spiralförmig geschlitzten Innenleiters mit Metalloxidvaristoren

Zum Schutz elektrischer Komponenten und Betriebsmittel vor Überspannungen können unterschiedliche Ableiter zum Einsatz kommen. Sehr häufig werden dazu Metalloxidvaristoren verwendet, deren Eigenschaften und Charakteristika in diesem Kapitel beschrieben werden. Im Gegensatz zur Überspannungsableitung, bei der die Varistoren zwischen spannungsführendem Leiter und Erde installiert sind, werden bei dieser Dämpfungsmethode die Varistoren parallel zu einer Induktivität angeordnet. Die Funktionsweise und der Aufbau dieses Dämpfungssystems mit einem spiralförmig geschlitzten Innenleiter und Metalloxidvaristoren werden ebenfalls in diesem Kapitel vorgestellt.

4.2.1.1 Metalloxidvaristoren

Metalloxidvaristoren sind Widerstände mit einer extrem nichtlinearen Spannungs-Strom Charakteristik. In Abbildung 4-17 ist diese Kennlinie qualitativ dargestellt.

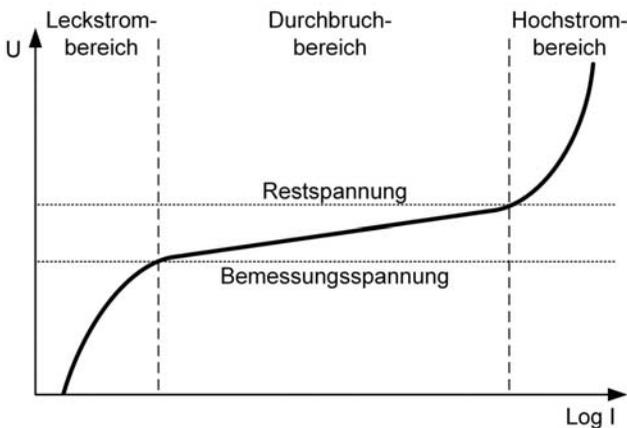


Abbildung 4-17: Typische Kennlinie eines Metalloxidableiters. [Klein, 2004]

Während ein Metalloxidvaristor bei einer Spannung unterhalb der Bemessungsspannung U_B sehr hochohmig ist und nur sehr geringe Leckströme von typischerweise weniger als 1 mA abfließen, wird der differentielle Widerstand eines Varistors sehr klein, sobald die Bemessungsspannung überschritten ist. Dadurch wird beim Auftreten einer Überspannung die Restspannung des Varistors in der Regel nicht überschritten. Dieser Bereich wird auch Durchbruchbereich genannt und man spricht vom leitenden Zustand eines Varistors. Bei sehr hohen Strömen wird der Hoch-

strombereich des Varistors erreicht, der durch ein näherungsweise ohm'sches Verhalten gekennzeichnet ist [Klein, 2004], [Küchler, 2009].

Die Kennlinie der Metalloxidvaristoren beruht auf den Materialeigenschaften und -Strukturen. Die für die Varistoren typische polykristalline Mikrostruktur entsteht in einem Sinterprozess. Verschiedene Metalloxide und Additive werden dabei zu einzelnen Varistortabletten gepresst und verschmolzen [Klein, 2004].

Metalloxidvaristoren kommen in der Hochspannungstechnik in der Regel zum Schutz von Betriebsmitteln vor Überspannungen zum Einsatz. Dazu muss die Bemessungsspannung der Ableiter unter der Bemessungs-Stehspannung der zu schützenden Isolation liegen. Durch die Bemessungsspannung des Ableiters, die Steilheit der Spannungsflanke und die Stehspannung der zu schützenden Isolation ist der Schutzbereich eines Überspannungsableiters definiert. Für Bemessungsspannungen von mehreren 100 kV werden zahlreiche Varistortabletten in Reihe angeordnet. Aufgrund der daraus resultierenden Gesamtlänge besitzt der Ableiterstapel eine nicht zu vernachlässigende Eigeninduktivität. Durch die sehr hochfrequenten Ströme der VFTs kann daher eine induktive Spannung von mehreren 100 kV über dem Ableiter auftreten. Daher werden Metalloxidwiderstände in der Regel nur zum Schutz vor Blitz- oder Schaltstoßüberspannungen und nicht für Überspannungen mit höheren Frequenzanteilen [Hinrichsen, 2001] eingesetzt.

Bei den Versuchen kamen Varistoren von ABB (Typ AE3 0285) mit einer Bemessungsspannung von $U_B = 21$ kV pro Tablette zum Einsatz.

4.2.1.2 Funktionsweise des spiralförmig geschlitzten Innenleiters mit Metalloxidvaristoren

Die Grundschialtung dieser Dämpfungsmethode lässt sich auf eine Parallelschaltung aus einer Induktivität und einem Metalloxidvaristor, wie sie in Abbildung 4-18 dargestellt ist, reduzieren. Aufgrund der steilen Flanken und hohen Frequenzanteile der VFTs fällt über der Induktivität Spannung ab. Übersteigt diese Spannung die Bemessungsspannung der Varistoren, erreichen diese den Durchbruchbereich und gehen in den leitenden Zustand über. Da die Varistoren selbst in diesem Zustand einen geringen Restwiderstand aufweisen, wird Energie umgesetzt und die VFTs werden gedämpft. Da die an der Induktivität abfallende Spannung deutlich geringer als die Betriebsspannungen ist, kommen im Vergleich zur klassischen Überspannungsableitung deutlich weniger Varistoren zum Einsatz. Somit ist der Varistorstapel sehr kompakt und dessen Induktivität kann vernachlässigt werden.

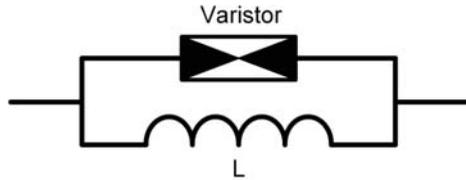


Abbildung 4-18: Theoretische Grundschaltung des spiralförmig geschlitzten Innenleiters (Induktivität L) mit Metalloxidvaristoren.

Als Induktivität kommt ein Innenleiterstück zum Einsatz, das spiralförmig geschlitzt ist und somit als Spule fungiert. In Abbildung 4-19 ist ein Modell des geschlitzten Innenleiters skizziert. Wenige Mikrohenry sind bereits ausreichend, damit durch die hochfrequenten VFTs genügend Spannung über der Induktivität abfällt, um die Bemessungsspannung der Ableiter zu übersteigen und die VFTs zu dämpfen. Trotz der spiralförmigen Schlitzung des Innenleiters muss eine ausreichende Stromtragfähigkeit des geschlitzten Leitersegments, die den Anforderungen in einer entsprechenden GIS angepasst ist, gewährleistet sein.

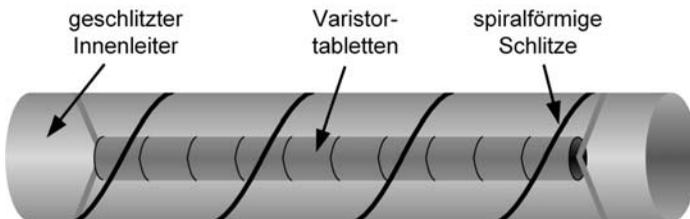


Abbildung 4-19: Skizze eines spiralförmig geschlitzten Innenleiters mit parallel geschalteten Metalloxidvaristoren im Leiterinneren.

Wie in Abbildung 4-19 angedeutet, werden die Metalloxidvaristoren im Inneren des Innenleiters angeordnet und über möglichst niederinduktive Verbindungen der Induktivität parallel geschaltet. Durch die Anzahl verwendeter Metalloxidtabletten kann die Bemessungsspannung des Varistors variiert werden.

4.2.2 Vorstudie mit gewickelter Induktivität

Die prinzipielle Funktion dieser Methode wurde zunächst in einer Vorstudie untersucht, bei der an Stelle des geschlitzten Innenleiters eine gewickelte Induktivität verwendet wurde. Abbildung 4-20 zeigt den Versuchsaufbau. Ein Draht wurde dazu um ein Kunststoffrohr gewickelt, das in etwa den gleichen Durchmesser wie der

Innenleiter der GIS aufweist. Die Enden des Drahts und des Kunststoffrohres wurden auf beiden Seiten mit einem Anschlussstück aus Aluminium fest verbunden. Dieses Anschlussstück kann direkt am Innenleiter befestigt und somit in die Versuchsanlage integriert werden. Im Inneren des umwickelten Rohrs wurden die Ableitertabletten in einem zweiten dünneren Kunststoffrohr eingebaut. Zwei kreisrunde Metallscheiben, die jeweils in einem der Anschlussstücke fest verschraubt sind, dienen als Aufnahme für das Kunststoffrohr mit Ableitern und zentrieren dieses. Durch Schrauben in einer der Metallscheiben können die Ableiter fest zusammengepresst und somit ein gleichmäßiger und guter Kontakt der einzelnen Ableitertabletten sichergestellt werden.

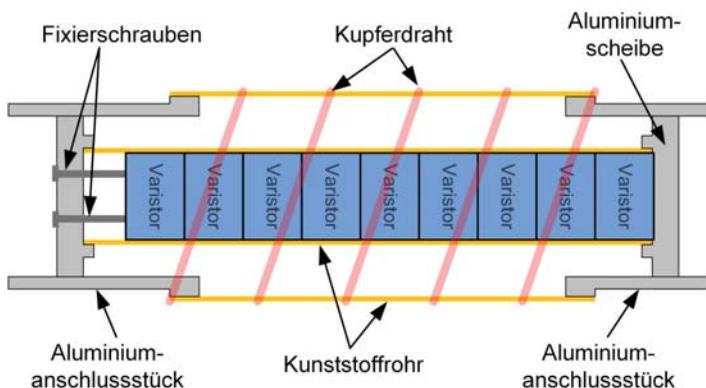


Abbildung 4-20: Querschnitt der gewickelten Induktivität mit Varistoren.

Dieser Aufbau ermöglicht es die Induktivität mit geringem Aufwand zu variieren. Dazu muss lediglich die Anzahl der Windungen verändert werden. Die resultierende Induktivität wurde jeweils mit einer RLC-Messbrücke bestimmt. In Abhängigkeit der Windungszahl ergeben sich Werte von rund $1,5 \mu\text{H}$ bei lediglich einer Windung und bis zu rund $22 \mu\text{H}$ bei 25 Windungen. Ebenfalls kann die Anzahl der Ableiter einfach geändert werden, indem einige der Varistor-Tabletten durch ein Stück eines Metallrohrs ersetzt werden. Im Folgenden werden an einigen repräsentativen Messungen die Ergebnisse dargestellt und anschließend bewertet.

4.2.2.1 Messergebnisse mit gewickelter Induktivität

Zur Untersuchung des Dämpfungsmechanismus dieser induktiven Anordnung mit Metalloxidvaristoren wird das oben beschriebene Versuchsobjekt mit gewickelter Induktivität in den Standardaufbau nach Kapitel 3.2.1 eingebaut. Die Auswirkungen der eingefügten Induktivität auf die VFTs sind in Abbildung 4-21 dargestellt. Bei

diesen Versuchen wird zunächst kein Ableiter der gewickelten Spule parallel geschaltet und die Anzahl der auf das Kunststoffrohr aufgebrachtten Windungen wird variiert. Exemplarisch sind in Abbildung 4-21 die Ergebnisse von Versuchen mit einer Windung (ca. $1,5 \mu\text{H}$), zehn Windungen (ca. $5,4 \mu\text{H}$) und 25 Windungen (ca. $22 \mu\text{H}$) mit einer Referenzmessung mit normalem Innenleiter verglichen. Es ist offensichtlich, dass mit steigender Induktivität die VFT-Grundfrequenz abnimmt. So weicht bei den Versuchen mit einer Windung die Grundfrequenz nur geringfügig gegenüber der Referenzmessung ab. Sie beträgt rund 13 MHz. Für zehn Windungen ergibt sich etwa 7 MHz und für 25 Windungen lediglich rund 3 MHz. Damit einher geht eine deutliche Vergrößerung der Anstiegszeit und eine Reduktion der ersten Spitze.

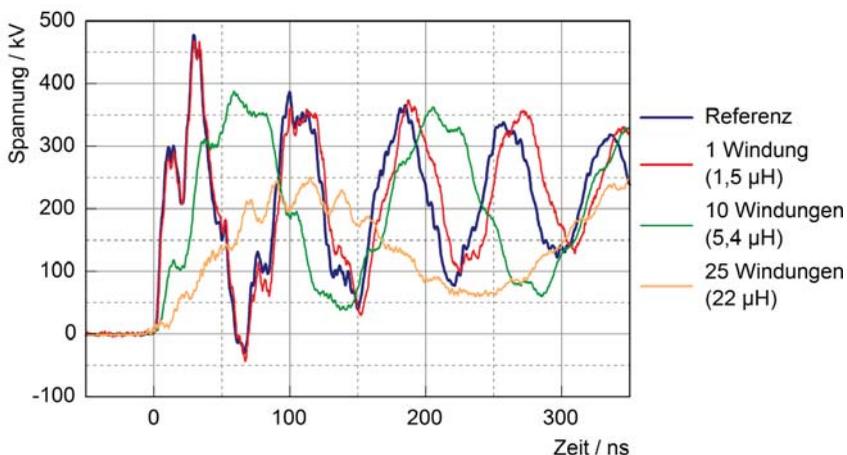


Abbildung 4-21: Auswirkungen unterschiedlicher Induktivitäten (unterschiedliche Windungszahl) ohne Varistortabletten auf die VFTs.

In Abbildung 4-22 wird der Einfluss der Windungszahl mit parallel angeordneten Varistoren vorgestellt. Dazu wurden beispielhaft jeweils acht Varistortabletten mit einer Bemessungsspannung von $U_B = 168 \text{ kV}$ in den Testaufbau eingebaut. Unabhängig von der Windungszahl entspricht die Anstiegszeit der ersten Spitze näherungsweise der Referenzmessung. Lediglich die Amplitude der ersten Spitze nimmt mit zunehmenden Windungen ab. Auch im weiteren Verlauf der VFT ist die Dämpfung bei den Versuchen mit mehr Windungen größer. Bei zehn und 20 Windungen fällt auf, dass die Grundschiwingung der VFT nahezu komplett gedämpft ist. Jedoch tritt bei diesen beiden Konstellationen eine überlagerte Schwingung mit

einer Frequenz von rund 37 MHz auf. Dies entspricht der Resonanzfrequenz des GIS-Teils zwischen Wicklung und GIS-Ende mit einer Länge von knapp 4 m.

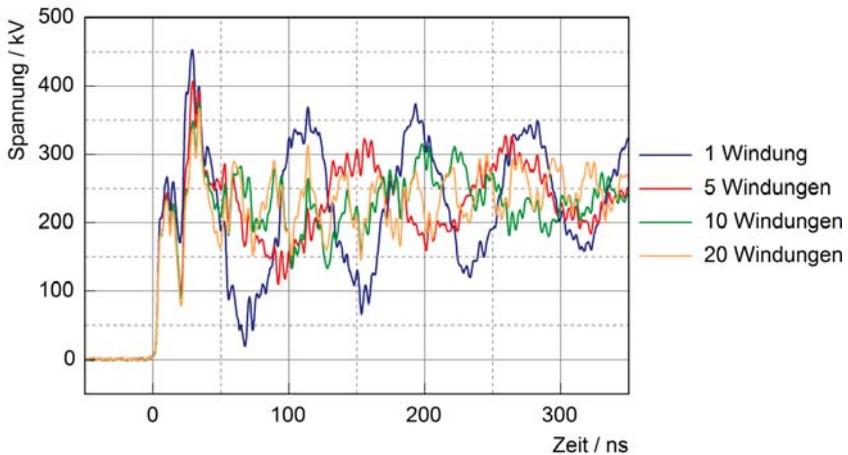


Abbildung 4-22. VFTs, die mit acht Varistortabletten ($U_B = 168$ kV) und unterschiedlich vielen Windungen gedämpft wurden.

Im Folgenden wird der Einfluss der Bemessungsspannung auf die Dämpfung der VFTs betrachtet. Dazu wird bei einer konstanten Windungszahl die Anzahl eingebauter Varistortabletten variiert. Beispielhaft sind die Ergebnisse bei einer (Abbildung 4-23) bzw. zehn Windungen (Abbildung 4-24) mit jeweils null, fünf ($U_B = 105$ kV) und elf ($U_B = 231$ kV) Ableitertabletten dargestellt. Bei lediglich einer Windung (ca. $1,5 \mu\text{H}$) zeigt sich, dass eine nur sehr geringe Dämpfung auftritt. Dabei wird die erste Spitze bei den Versuchen mit hoher Bemessungsspannung (elf Varistortabletten) geringfügig besser gedämpft. Im Gegensatz dazu wird mit fünf Varistortabletten die VFT im weiteren Verlauf am stärksten gedämpft. Diese Tendenz wird durch die Ergebnisse der Versuche mit zehn Windungen (ca. $5,4 \mu\text{H}$) in Abbildung 4-24 bestätigt. Jedoch ist die Dämpfung weitaus stärker ausgeprägt. So ist bei fünf Varistortabletten die Grundschwingung der VFT ab der zweiten Spitze nahezu vollständig gedämpft. Mit elf Varistortabletten ist zwar die erste Spitze am stärksten gedämpft (rund 20 %), jedoch fällt die Dämpfung der folgenden Spitzen geringer aus. Hinzu kommt die bereits in Abbildung 4-22 gezeigte überlagerte Schwingung des GIS-Teils zwischen Wicklung und GIS-Ende. Ähnliche Ergebnisse wurden auch bei Versuchen mit mehr Windungen erzielt.

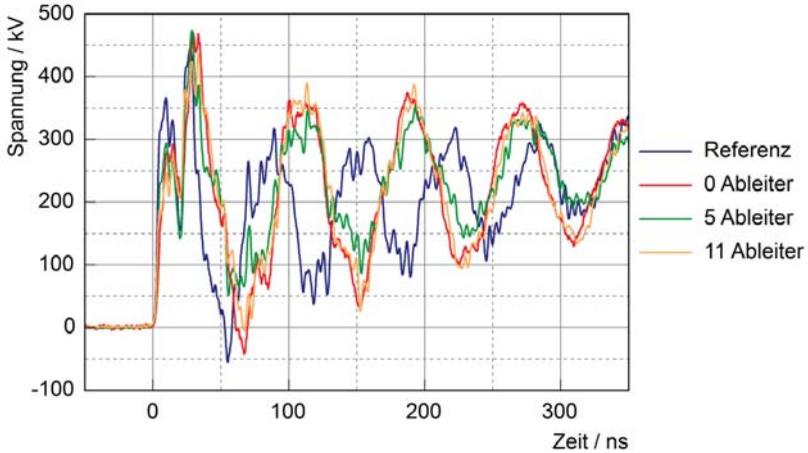


Abbildung 4-23: VFTs, die mit jeweils einer Windung (ca. $1,5 \mu\text{H}$) und unterschiedlich vielen Ableitertabletten (unterschiedlicher Bemessungsspannung) gedämpft wurden.

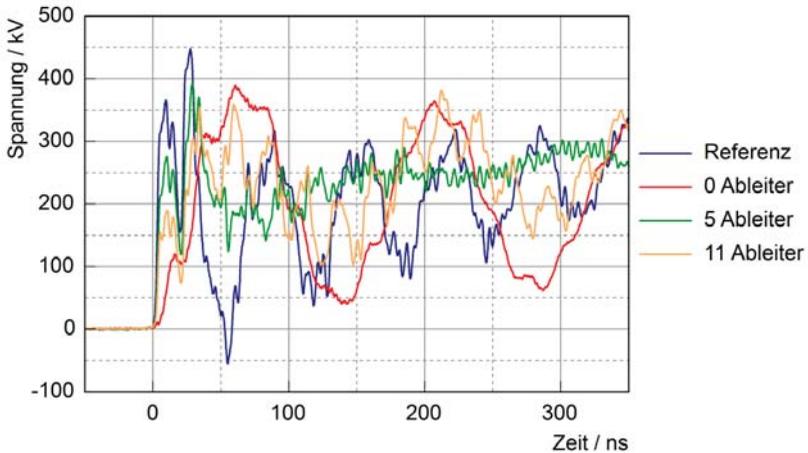


Abbildung 4-24: VFTs, die mit jeweils zehn Windungen (ca. $5,4 \mu\text{H}$) und unterschiedlich vielen Ableitertabletten (unterschiedlicher Bemessungsspannung) gedämpft wurden.

4.2.2.2 Bewertung der Ergebnisse mit gewickelter Induktivität

Die Versuche haben gezeigt, dass eine Dämpfung mit dieser Anordnung möglich ist. Dazu ist eine Induktivität von einigen Mikrohenry nötig. Sowohl eine Erhöhung der

Bemessungsspannung (Anzahl Varistortabletten) als auch eine Vergrößerung der Induktivität durch mehr Windungen führen zu einer besseren Dämpfung der ersten Spitze. Jedoch führen beide Maßnahmen auch dazu, dass die folgenden Spitzen weniger gedämpft werden. Somit wird zwar die erste Spitze der VFTs reduziert, insgesamt bleibt die transiente Überspannung jedoch länger bestehen. Ist die Bemessungsspannung der Varistoren so groß, dass sie vom Spannungsabfall über der Induktivität nicht oder nur während der ersten VFT-Spitze überschritten werden kann, sind die Varistoren nahezu dauerhaft hochohmig. Dadurch stellt die Parallelschaltung aus Varistoren und Induktivität einen Impedanzsprung im Zuge der GIS dar, der vor allem von der Größe der Induktivität abhängt. Ist der Impedanzsprung und somit der Reflektionsfaktor für Wanderwellen hinreichend groß, führt dies zu Mehrfachreflexionen und einer Anregung des GIS-Teils zwischen Wicklung und GIS-Ende. Dies ist in Abbildung 4-22 und Abbildung 4-24 als eine überlagerte Schwingung mit einer Frequenz von rund 37 MHz zu erkennen.

Zur Bewertung der Gesamtdämpfung muss zwischen der Dämpfung der ersten Spannungsspitze und dem darauffolgenden Bereich abgewogen werden. Die Versuchsanordnung mit zehn Windungen (ca. 5,4 μH) und fünf Ableitern ($U_B = 105 \text{ kV}$) dämpft die erste Spitze um nur gut 10 %. Alle weiteren Spitzen sind jedoch nahezu komplett gedämpft und es entstehen keine überlagerten Schwingungen einzelner GIS-Teile. Daher stellt diese Anordnung einen guten Kompromiss dar.

4.2.3 Untersuchung des geschlitzten Innenleiters als Induktivität

Aufbauend auf den Erkenntnissen der Vorstudie mit einer gewickelten Induktivität wird das Dämpfungspotential eines geschlitzten Innenleiters weiter untersucht. Im Folgenden werden zunächst die Eigenschaften des geschlitzten Innenleiters und die Konstruktion eines Versuchsmodells mit geschlitztem Innenleiter und Varistoren vorgestellt. Anschließend werden Versuche und deren Resultate erläutert.

4.2.3.1 Eigenschaften des spiralförmig geschlitzten Innenleiters

Zur Bestimmung der Eigenschaften des Innenleiters wurde mit CST Microwave Studio ein Simulationsmodell entworfen und die resultierende Induktivität berechnet. Mit dieser Software lassen sich elektromagnetische 3D-Simulationen durchführen. Das Simulationsmodell ist in Abbildung 4-25 abgebildet und besteht aus einem Leiterrohr mit 160 mm Außendurchmesser und einer Wandstärke von 5 mm. Es befindet sich in der Mitte eines geerdeten Rohres mit 700 mm Durchmesser, das die GIS-Kapselung repräsentiert. Auf einer Länge von etwa 500 mm ist der Innenleiter

spiralförmig mit einem 5 mm dicken Spalt geschlitzt. Die Ganghöhe der Windungen beträgt rund 50 mm. Daraus resultieren knapp zwölf Windungen. Die mit CST Microwave Studio berechnete Induktivität dieser Anordnung beträgt rund 4,2 μH .

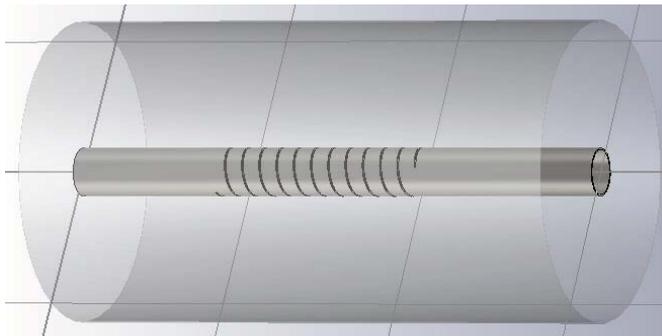


Abbildung 4-25: 3D-Modell des geschlitzten Innenleiters in der GIS für die Simulation mit CST Microwave Studio.

An einem Versuchsobjekt, das den Abmessungen des Simulationsmodells entspricht, konnte die Simulation überprüft werden. Dazu wurde der geschlitzte Innenleiter in ein GIS-T-Stück eingebaut und auf beiden Seiten sowohl mit einem kegelförmigen Innenleiter als auch einer kegelförmigen Kapselung abgeschlossen. Abbildung 4-26 zeigt den Versuchsaufbau, der bereits in ähnlicher Form in Kapitel 3.1.2.2 zur Bestimmung der Sprungantwort des Messsystems eingesetzt wurde.

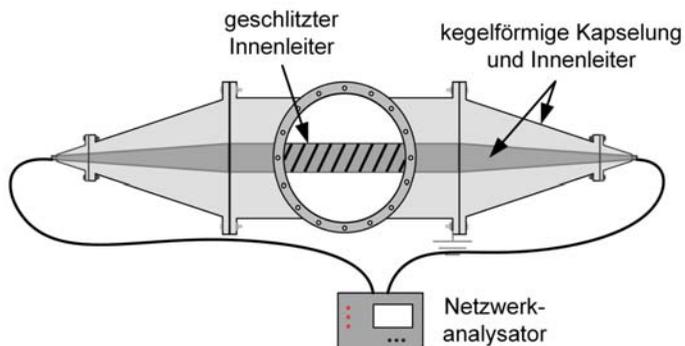


Abbildung 4-26: Skizze des GIS-Aufbaus mit Netzwerkanalysator zur Bestimmung der Induktivität eines geschlitzten Innenleiters.

Durch die Kegelform sowohl des Innenleiters als auch der Kapselung sind die Verhältnisse der Durchmesser konstant. Dadurch ist die Wellenimpedanz der

Anordnung nahezu überall konstant und Reflektionen werden weitestgehend verhindert. Auf beiden Seiten des Versuchsaufbaus ist über Messleitungen ein Netzwerkanalysator angeschlossen, mit dem die S-Parameter gemessen werden können. Eine Referenzmessung wurde an einem Aufbau durchgeführt, in den ein nicht geschlitztes Innenleiterstück eingebaut war.

Mit Hilfe des Netzwerkanalysators können aus den S-Parametern auch direkt sowohl der Betrag als auch die Phase der Längsimpedanz zwischen den Messanschlüssen bestimmt werden. Die daraus berechnete Induktivität beträgt rund $3,8 \mu\text{H}$. Somit stimmen Messung und Simulation relativ gut miteinander überein.

4.2.3.2 Versuchsmodell mit geschlitztem Innenleiter und Varistoren

Für die Dämpfungsversuche wurde das im vorhergehenden Kapitel simulierte und vermessene Leitersegment in den Standardversuchsaufbau, der in Kapitel 3.2.1 vorgestellt wurde, eingebaut. Analog zum Aufbau der gewickelten Induktivität, der in Abbildung 4-20 skizziert ist, wurden die Metalloxidvaristoren im Inneren des geschlitzten Innenleiters in einem Kunststoffrohr angeordnet. Zur Aufnahme des Kunststoffrohres wurden wiederum Aluminiumscheiben außerhalb des geschlitzten Bereiches im Innenleiter fixiert. Mit Schrauben können die Varistoren im Kunststoffrohr verspannt werden. Aufgrund der geringen Ganghöhe von lediglich 50 mm verhält sich das geschlitzte Innenleiterstück wie eine Feder. Um die Anordnung mechanisch zu stabilisieren wurden vier Kunststoffstäbe auf beiden Seiten des geschlitzten Bereiches angeschraubt. Durch sie wird eine Dehnung in Längsrichtung verhindert und der geschlitzte Bereich des Innenleiters stabilisiert.

Um die Eigenschaften der Dämpfungsmethode zu untersuchen, werden mehrere Parameter variiert. Der Einfluss der Bemessungsspannung wird untersucht, indem von den maximal zwölf Varistortabletten, für die der Versuchsaufbau Platz bietet, jeweils einige durch ein Metallrohr ersetzt werden. Ein weiterer Parameter ist die Induktivität des geschlitzten Innenleiters. Mit einem Kupferblech wird dazu ein Teil des geschlitzten Innenleiters umwickelt. Die gemessene Induktivität verringert sich dadurch auf $2,5 \mu\text{H}$. Des Weiteren wird die Dämpfung bei VFTs mit langsameren Flanken untersucht. Dazu wird der SF_6 -Druck um die Funkenstrecke reduziert und der Abstand der Elektroden vergrößert. Schließlich wird noch das Dämpfungsverhalten bei einer anderen Grundfrequenz der VFTs untersucht. Dazu wird, wie in Kapitel 3.2.2.1 beschrieben, der GIS-Innenleiter am Ende geerdet. Die Ergebnisse dieser Untersuchungen sind im Folgenden anhand repräsentativer Beispiele dargestellt.

4.2.3.3 Messergebnisse mit geschlitztem Innenleiter

Das Einfügen des geschlitzten Innenleiters ohne Varistor in den Versuchsaufbau führt wie bereits bei der gewickelten Induktivität zu einer Abweichung der VFT-Grundschiwingung. Für das Innenleiterstück mit $3,8 \mu\text{H}$ ergibt sich eine Grundfrequenz von rund 7,5 MHz. Ist ein Teil der Schlitzte durch ein Kupferblech bedeckt und die Induktivität auf rund $2,5 \mu\text{H}$ reduziert, beträgt die Grundschiwingung rund 9 MHz.

4.2.3.3.1 Einfluss der Bemessungsspannung der Varistoren

In Abbildung 4-27 sind die Ergebnisse von Versuchen dargestellt, bei denen die Anzahl der Varistortabletten und damit die Bemessungsspannung des Ableiters variiert wurde. Versuche mit lediglich einer ($U_B = 21 \text{ kV}$), fünf ($U_B = 105 \text{ kV}$) und neun ($U_B = 189 \text{ kV}$) Varistortabletten sind einer Messung ohne Ableiter gegenüber gestellt. Die Induktivität des verwendeten geschlitzten Innenleiters beträgt dabei stets $3,8 \mu\text{H}$.

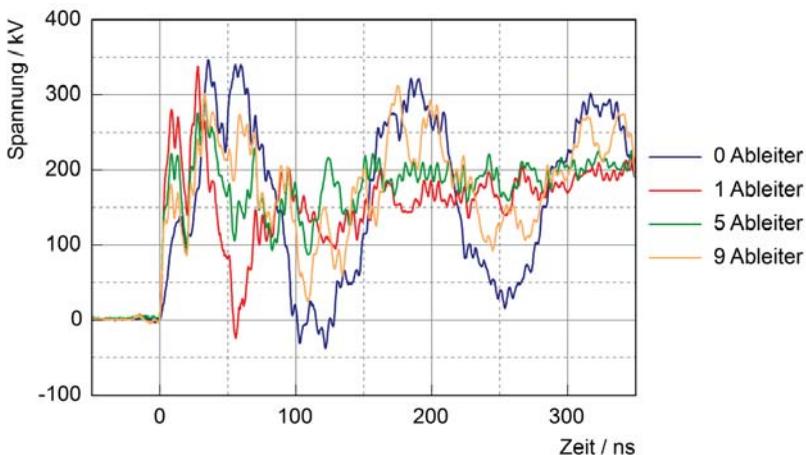


Abbildung 4-27: VFTs, die mit jeweils einer Induktivität von $3,8 \mu\text{H}$ und unterschiedlich vielen Ableitertabletten (unterschiedlicher Bemessungsspannung) gedämpft wurden.

Rückt man zunächst die erste Spitze der VFT in den Fokus, fällt auf, dass der Anstieg bei den Versuchen mit Ableitern deutlich steiler ist als bei dem Versuch mit lediglich einer Induktivität ohne Ableiter. Die Steilheit und Form der ersten Spitze entspricht dem Verlauf, wie er bei VFTs ohne integrierte Induktivität gemessen werden kann. Dies deutet darauf hin, dass die Bemessungsspannung der Varistoren überschritten und die Induktivität durch die Varistoren überbrückt ist. Die Amplitude der ersten Spitze nimmt mit steigender Bemessungsspannung bzw. zunehmender

Anzahl eingebauter Varistortabletten ab. Dies ist auf den verbleibenden Widerstand des sich im leitfähigen Zustand befindenden Ableiters zurückzuführen. Mit steigender Zahl eingebauter Varistortabletten wird dieser Widerstand größer und führt zu einem größeren Spannungsabfall über dem Varistor.

Werden die folgenden Spitzen der VFTs betrachtet, erkennt man bei dem Versuch mit neun Ableitertabletten, dass die Grundschiwingung der VFT nicht vollständig gedämpft und eine hochfrequente Schwingung überlagert ist. Diese überlagerte Schwingung wurde bereits in der Vorstudie mit gewickelter Induktivität festgestellt. Sie besitzt eine Frequenz von rund 37 MHz und entspricht damit der Resonanzfrequenz des knapp 4 m langen GIS-Teils zwischen Induktivität und GIS-Ende. Die Ursache dafür kann im Unterschreiten der Bemessungsspannung gesehen werden. Da die Varistoren die Induktivität nicht mehr oder nur sehr kurzzeitig überbrücken, bilden der geschlitzte Innenleiter und die Varistoren einen hohen Impedanzsprung im Zuge der GIS. Durch Reflektionen an dieser Stelle können einzelne GIS-Abschnitte angeregt werden. Des Weiteren werden bei den Messungen mit fünf Ableitertabletten bereits die erste negative Spitze und alle weiteren Spitzen nahezu vollständig gedämpft. Bei lediglich einer Ableitertablette tritt dieser Effekt etwas später ein. In der Gesamtbetrachtung werden daher die VFTs bei den Versuchen mit fünf Ableitern am stärksten gedämpft.

4.2.3.3.2 Einfluss einer reduzierten Induktivität

Ein ähnliches Ergebnis kann bei den Versuchen mit einer reduzierten Induktivität festgestellt werden. Für diese Versuche wurde ein Teil der Schlitze mit Kupferblech abgedeckt, so dass die Induktivität auf rund $2,5 \mu\text{H}$ reduziert wurde. In Abbildung 4-28 sind Versuche mit drei ($U_B = 63 \text{ kV}$), fünf ($U_B = 105 \text{ kV}$) und sieben Ableitertabletten ($U_B = 147 \text{ kV}$) einer Messung ohne Ableiter gegenübergestellt. Die überlagerte Schwingung tritt bei den Versuchen mit sieben Ableitern erneut auf. Mit drei und fünf Ableitertabletten kann die beste Dämpfung erzielt werden.

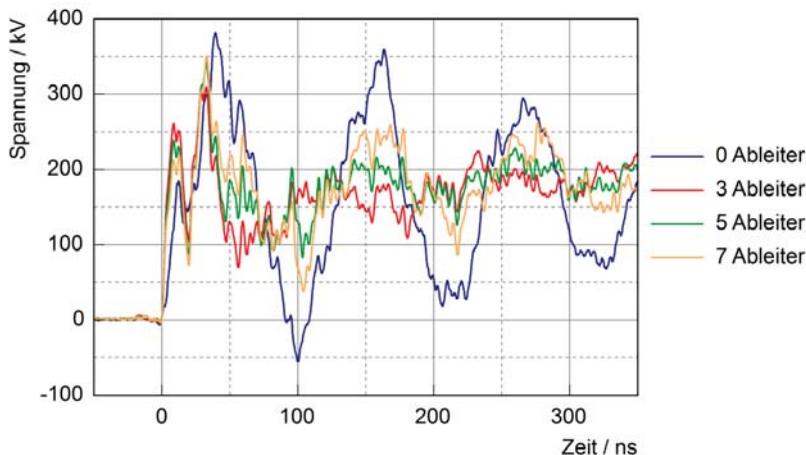


Abbildung 4-28: VFTs, die mit jeweils einer Induktivität von $2,5 \mu\text{H}$ und unterschiedlich vielen Ableitertabletten (unterschiedlicher Bemessungsspannung) gedämpft wurden.

4.2.3.3.3 Einfluss der Flankensteilheit

Die Steilheit der VFT-Flanken wird hauptsächlich durch den Gasdruck beim Überschlag und der Distanz zwischen Messstelle und Überschlagsort bestimmt. Je höher der Druck, desto steiler sind die VFT-Flanken. Um den Einfluss der Flankensteilheit auf die Dämpfung mit Hilfe des geschlitzten Innenleiters und parallelen Varistoren zu bestimmen, wurden VFTs mit einem langsameren Anstieg durch das Absenken des SF_6 -Drucks auf 1 bar erzeugt. Um VFTs mit einer ähnlichen Amplitude zu erhalten, wurde im Gegenzug der Abstand der Funkenstrecke auf 2 cm vergrößert. In Abbildung 4-29 sind die ersten VFT-Spitzen der Standardmessung und der Messung mit abgesenktem Gasdruck dargestellt. Man kann erkennen, dass die Anstiegszeit von rund $3,5 \text{ ns}$ auf etwa 9 ns angestiegen ist.

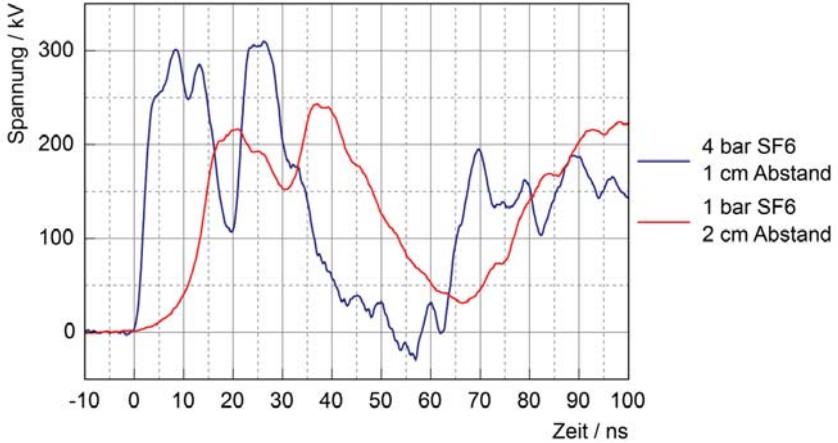


Abbildung 4-29: Erste Spitze von VFTs, bei denen der Abstand der Kugeln und der herrschender SF_6 -Druck unterschiedlich sind.

Mit abgesenktem Gasdruck wurde wiederum der Einfluss unterschiedlich vieler Varistortabletten untersucht. In Abbildung 4-30 sind die Ergebnisse von Messungen mit einer ($U_B = 21 \text{ kV}$), drei ($U_B = 63 \text{ kV}$) und fünf Ableitertabletten ($U_B = 105 \text{ kV}$) einer Messung ohne Varistor gegenüber gestellt. Die eingebaute Induktivität betrug bei allen Versuchen stets $3,8 \mu\text{H}$.

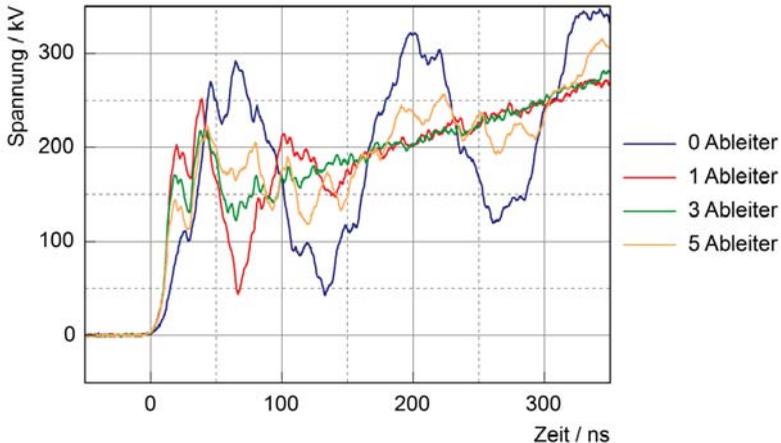


Abbildung 4-30: VFTs mit langsameren Flanken, die mit jeweils einer Induktivität von $3,8 \mu\text{H}$ und unterschiedlich vielen Ableitertabletten gedämpft wurden.

Auch bei dieser Messung bestätigen sich qualitativ die bereits gewonnenen Erkenntnisse. Bei fünf Varistortabletten wird zwar die erste Spitze am besten gedämpft, jedoch sind die folgenden Spitzen nicht komplett gedämpft und das GIS-Teil zwischen Induktivität und GIS-Ende wird zum Schwingen angeregt. Mit lediglich einer Ableitertablette sind die VFT-Spitzen erst ab der dritten Spitze vollständig gedämpft. Beim Einsatz von drei Ableitertabletten ist bereits die erste negative Spitze vollständig gedämpft. In der Gesamtbetrachtung wird die beste Dämpfung somit mit drei Ableitertabletten erzielt. Insgesamt fällt jedoch auf, dass bei den Versuchen mit einem flacheren Anstieg der VFTs die beschriebenen Dämpfungseffekte bei einer geringeren Anzahl von Varistortabletten auftreten als bei steileren VFTs. Dies ist auf die geringere Steilheit der Spannung zurückzuführen, die zu einem kleineren Spannungsabfall über der Induktivität führt.

4.2.3.3.4 Einfluss der VFT-Grundfrequenz

Für die Grundfrequenz der VFTs ist es u.a. ausschlaggebend, wie das Ende der GIS abgeschlossen ist. Um den Einfluss dieses Parameters zu untersuchen, wurde der GIS-Innenleiter am Ende des Aufbaus – wie in Kapitel 3.2.2.1 beschrieben – kurzgeschlossen. Dadurch wird die Grundfrequenz der VFTs halbiert. In Abbildung 4-31 sind Messungen mit einem, drei und sieben Ableitertabletten sowie ohne Ableiter dargestellt.

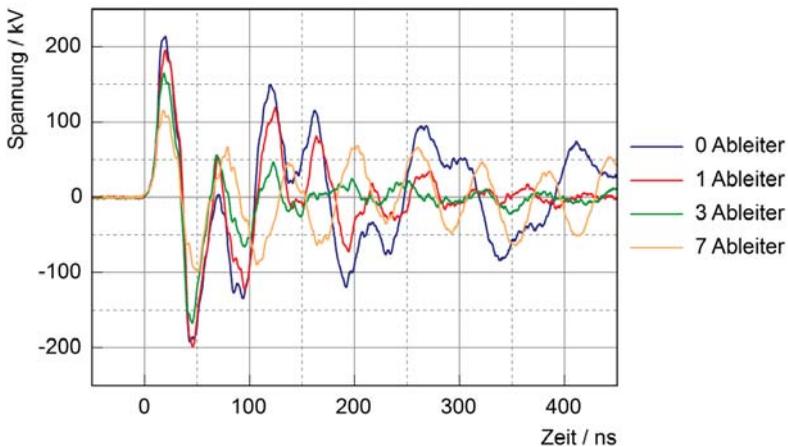


Abbildung 4-31: VFTs mit einer reduzierten Grundfrequenz, die mit jeweils einer Induktivität von $3,8 \mu\text{H}$ und unterschiedlich vielen Ableitertabletten gedämpft wurden.

Wiederum kann festgehalten werden, dass viele Ableitertabletten zu einer besseren Dämpfung der ersten Spitze führen. Sieben Varistortabletten dämpfen die erste Spitze sogar um rund 40 %. Im weiteren Verlauf kommt es jedoch auch wieder zu einer Überlagerung der Schwingung mit einer höheren Frequenz. Da das GIS-Ende kurzgeschlossen ist, beträgt diese Frequenz nun rund 17 MHz und damit näherungsweise die Hälfte der ursprünglichen Frequenz. Mit lediglich einer Ableitertablette wird eine vollständige Dämpfung der weiteren VFT-Spitzen erst ab ungefähr der vierten positiven Spitze erzielt. Hingegen werden mit drei Ableitertabletten bereits ab der zweiten VFT-Spitze alle weiteren Spitzen nahezu vollständig gedämpft. Zusammenfassend lässt sich feststellen, dass auch bei der geänderten Grundfrequenz der VFTs die bereits bekannten Dämpfungsmerkmale auftreten.

4.2.3.4 Auswertung der Ergebnisse mit geschlitztem Innenleiter

Betrachtet man die Ergebnisse dieser Versuche, lässt sich feststellen, dass ein Dämpfungsoptimum erzielt werden kann, wenn Ableiteranzahl und Induktivität in einem bestimmten Verhältnis stehen. Viele Ableiter dämpfen zwar die erste Spitze besser als nur wenige. Allerdings kann durch eine zu große Anzahl eingebauter Varistortabletten ein Impedanzsprung entstehen, an dem die VFTs reflektiert werden und einzelne GIS-Teile angeregt werden können. Dies führt zu einer überlagerten Schwingung mit höherer Frequenz. Zudem wird bei den Versuchen mit zu großer Bemessungsspannung auch die Grundschiwingung der VFT nicht komplett gedämpft. Sehr wenige Ableitertabletten hingegen führen erst nach einigen VFT-Spitzen zu einer kompletten Dämpfung. Das Optimum der Dämpfung kann bei einer Induktivität von rund 4 μH mit einem Ableiter erzielt werden, dessen Bemessungsspannung in der Größenordnung von rund 100 kV liegt. Bei niedrigeren Induktivitätswerten muss die Bemessungsspannung ebenfalls reduziert werden. Allerdings fällt dann die Dämpfung auch etwas geringer aus.

Flachere VFT-Flanken verursachen einen geringeren Spannungsabfall über der Induktivität. Daher tritt für solche VFTs das Dämpfungsoptimum mit weniger Varistortabletten bzw. bei geringerer Bemessungsspannung auf. Auch VFTs mit anderer Grundfrequenz werden mit Hilfe dieser Dämpfungsmethode zuverlässig gedämpft. Es besteht ebenfalls ein Optimum zwischen Induktivität und Bemessungsspannung der Ableiter, das nahezu unabhängig von der Grundfrequenz ist.

Zusammenfassend lässt sich festhalten, dass bei allen untersuchten Variationen eine Dämpfung der VFTs erreicht werden konnte. Es besteht eine Abhängigkeit des optimalen Verhältnisses aus Induktivität und Bemessungsspannung der Varistoren

von den Eigenschaften der VFT. Allerdings ist diese Abhängigkeit nicht besonders ausgeprägt, so dass auch ein gutes Dämpfungsergebnis erzielt werden kann, wenn sich das Verhältnis aus Induktivität und Bemessungsspannung nicht optimal verhält.

4.2.4 Simulationsmodell eines spiralförmig geschlitzten Innenleiters mit Metalloxidvaristoren

Mit einer SPICE-Simulation werden im Folgenden die bei den Messungen gewonnen Erkenntnisse überprüft und das Funktionsprinzip eines spiralförmig geschlitzten Innenleiters mit Metalloxidvaristoren beleuchtet. Dazu wurde ein Modell dieser Dämpfungsmethode entwickelt und in das in Kapitel 3.3 vorgestellte SPICE-Modell der Versuchsanlage integriert. In Abbildung 4-32 ist der gesamte Prüfaufbau mit zwei Sensoren und dem geschlitzten Innenleiter mit Varistoren (Mitte) dargestellt.

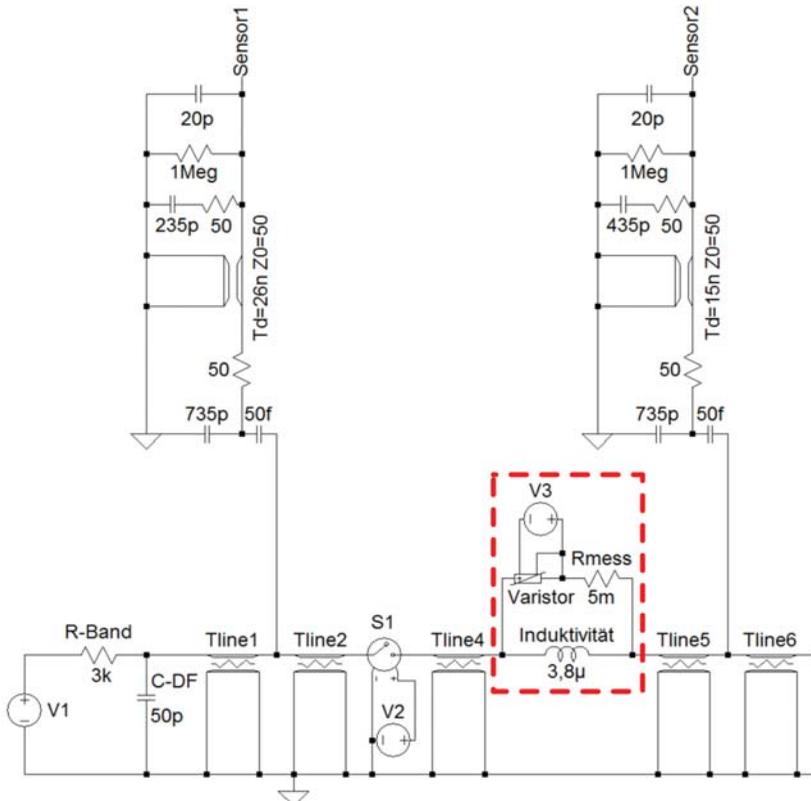


Abbildung 4-32: SPICE-Modell der Versuchsanlage mit geschlitztem Innenleiter und parallelem Ableiter.

Die Induktivität des geschlitzten Innenleiters wird dabei durch eine einfache Induktivität abgebildet. Die Ableiter werden durch ein in der LTspice-Datenbank vorhandenes Modell für Varistoren wiedergegeben. Dafür ist eine zusätzliche Spannungsquelle (V_3) nötig, mit der die Bemessungsspannung der Ableiter vorgegeben wird. Da die Ansprechspannung einer Ableitertablette 21 kV beträgt, wird sie stets auf ein Vielfaches davon eingestellt. Der Widerstand der Ableiter im leitenden Zustand wird mit 2Ω pro Ableitertablette abgeschätzt. Im Simulationsmodell wurde vor die Ableiter noch ein sehr kleiner Widerstand R_{mess} eingefügt. Dieser dient lediglich dazu den Strom, der durch die Ableiter fließt, darstellen zu können und kann bei der Bewertung der VFT-Dämpfung vernachlässigt werden.

Zur Verifizierung der Simulation wurden zahlreiche Versuchsanordnungen durch das Simulationsmodell nachgebildet und die Ergebnisse mit den Messergebnissen verglichen. In Abbildung 4-33 werden die Ergebnisse beispielhaft vorgestellt.

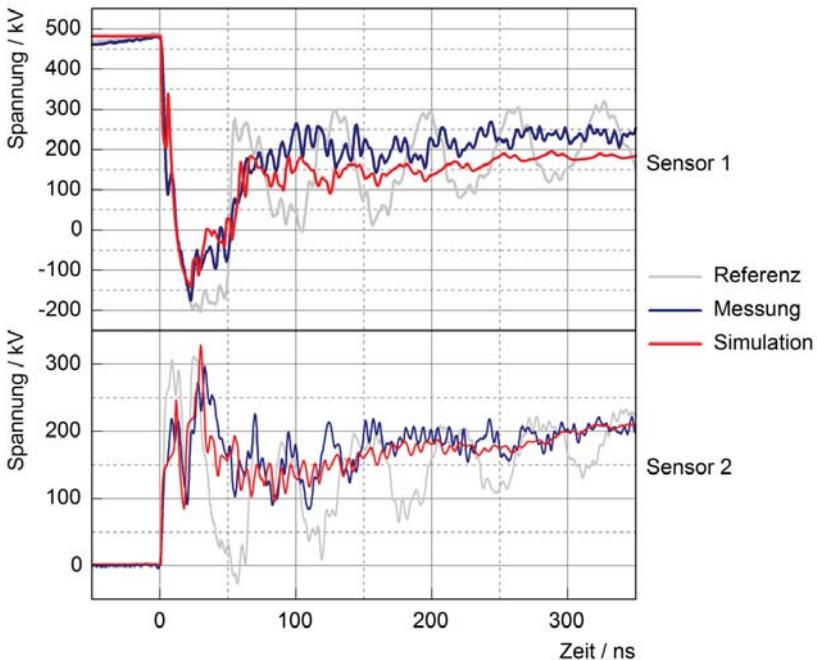


Abbildung 4-33: Vergleich der gemessenen und simulierten VFT am Sensor 1 (oben) und Sensor 2 (unten) an einem Beispiel mit fünf Ableitertabletten ($U_B = 105 \text{ kV}$) und einer Induktivität des geschlitzten Innenleiters von $3,8 \mu\text{H}$.

Ein Vergleich von Versuchen und einer Simulation mit jeweils fünf Varistortabletten und dem geschlitzten Innenleiter ist in Abbildung 4-33 dargestellt. Die Induktivität des geschlitzten Innenleiters betrug jeweils $3,8 \mu\text{H}$. Die fünf Varistoren wurden mit einer Bemessungsspannung $U_B = 105 \text{ kV}$ und einem Widerstand im leitenden Zustand von 10Ω in der Simulation abgebildet. Nicht nur in dem vorgestellten Beispiel stimmen die Ergebnisse der Simulation mit denen aus den Versuchen sehr zufriedenstellend überein. Daher kann das Modell als hinreichend genau betrachtet werden.

Mit Hilfe der Simulation kann die Funktionsweise dieser Dämpfungsmethode näher betrachtet werden. Abbildung 4-34 zeigt verschiedene Größen aus einer Simulation mit einer (blau), fünf (rot) und zehn (grün) Ableitertabletten.

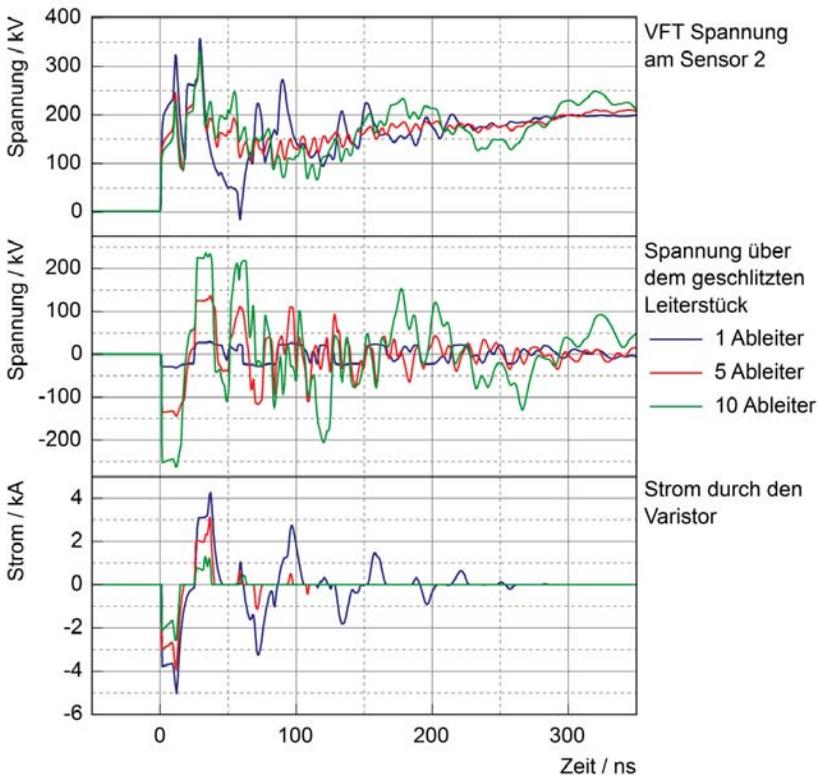


Abbildung 4-34: Verschiedene Größen aus Simulationen mit einem, fünf und zehn Ableitertabletten bei einer Induktivität des geschlitzten Innenleiters von jeweils $3,8 \mu\text{H}$.

Die an der Spannungsquelle V_3 eingestellte Bemessungsspannung der Ableiter beträgt jeweils ein Vielfaches von 21 kV entsprechend der Anzahl der Ableitertabletten. Ebenso ist der Widerstand, den die Ableiter im leitenden Zustand darstellen, ein Vielfaches von 2Ω . Die Induktivität betrug bei dieser Simulation stets $3,8 \mu\text{H}$. Im oberen Teil der Abbildung 4-34 sind die VFTs an der Position des Sensors 2 dargestellt. In der Mitte ist die Spannung aufgetragen, die über der Induktivität des geschlitzten Innenleiters und den parallelen Ableitertabletten abfällt. Im unteren Drittel ist der Strom abgebildet, der durch den Ableiter fließt.

Betrachtet man zunächst die VFT-Spannung an der Position des Sensors 2, erkennt man die Ergebnisse der Messungen. Die erste Spitze wird mit einer steigenden Anzahl Ableitertabletten besser gedämpft. Hingegen werden lediglich mit fünf Ableitertabletten alle folgenden Spitzen nahezu komplett gedämpft. Die Spannung über dem geschlitzten Leiter und den Varistoren wird bei allen Simulationen begrenzt. Bei zehn Ableitern ist die Spannungsgrenze etwa zehnmal so hoch wie bei einem Ableiter. Sie wird immer dann erreicht, wenn der Anstieg der VFTs besonders steil und hoch ist. Allerdings wird die Spannungsgrenze wesentlich öfter erreicht, wenn weniger Ableiter mit niedriger Bemessungsspannung simuliert wurden. Dies wird auch bei der Betrachtung des Stroms verdeutlicht, da nur dann Strom durch die Ableiter fließt, wenn die Bemessungsspannung erreicht ist. Bei nur einer Varistor-tablette können zahlreiche Stromspitzen festgestellt werden. Hingegen führen zehn Varistor-tabletten zu lediglich drei Stromspitzen zu Beginn der VFT. Die Amplitude der Stromspitzen ist bei nur einem Ableiter am höchsten.

Aus diesen Beobachtungen lässt sich schließen, dass die Varistoren nur dann ansprechen, wenn an steilen Flanken der VFTs genügend Spannung über der Induktivität abfällt. Bei wenigen Ableitertabletten (niedrige Bemessungsspannung) ist dies häufiger der Fall als bei einer Vielzahl von Tabletten mit einer hohen Bemessungsspannung. Der Grund dafür ist neben der unterschiedlichen Höhe der Bemessungsspannung auch die Veränderung der VFT-Spitzen. Diese werden im Verlauf einer VFT immer flacher und niedriger bzw. zusätzlich durch die Ableiter bereits gedämpft. Daher fällt weniger Spannung an der Induktivität und über den Ableitertabletten ab. Wird die Bemessungsspannung der Ableiter nicht mehr überschritten, fließt kein Strom durch die Ableiter und den VFTs wird keine Energie entzogen. Somit wird durch eine starke Dämpfung der ersten VFT-Spitze, die vor allem aufgrund von zahlreichen Ableitertabletten mit einer hohen Bemessungsspannung erzielt werden kann, die Dämpfung der restlichen VFT reduziert bzw. verhindert. Im Gegensatz dazu wird die erste VFT-Spitze durch weniger Ableitertab-

letten mit einer relativ niedrigen Bemessungsspannung schlechter gedämpft. Allerdings fällt an der Induktivität häufiger Spannung ab, die die Bemessungsspannung überschreitet. Dies führt zu einer nahezu kompletten Dämpfung der hinteren VFT-Spitzen.

Diese Erkenntnis erklärt das bei den Messungen bereits festgestellte Optimum der Dämpfung bei einem gewissen Verhältnis aus Bemessungsspannung der Ableiter und Induktivität des geschlitzten Innenleiters. Betrachtet man die in den Ableitern umgesetzte Energie, wird dieser Sachverhalt verdeutlicht. Dazu wird aus der Spannung über den Ableitern und dem jeweiligen Strom durch die Ableiter die Leistung, die in den Ableitern umgesetzt wird, berechnet. Integriert man die Leistung schließlich über die Dauer einer VFT, ergibt sich die Energiemenge, die einer VFT von den Ableitern entzogen wird. Der Zeitraum, über den die Leistung integriert wird, kann auf die Zeit, in der der Strom ungleich Null ist, beschränkt werden (z.B. in Abbildung 4-34 bis maximal 300 ns). In Abbildung 4-35 ist die in den Varistoren umgesetzte Energie in Abhängigkeit der Anzahl eingebauter Tabletten aufgetragen.

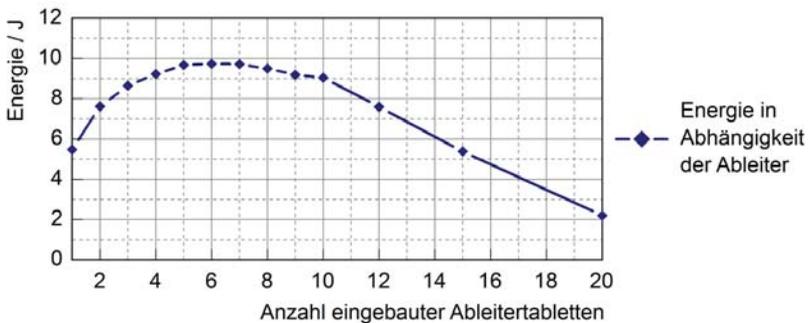


Abbildung 4-35: Aus Simulationen mit unterschiedlich vielen Ableitertabletten berechnete Energie, die im Ableiter umgesetzt und den VFTs entzogen wird.

In Abbildung 4-35 wird ersichtlich, dass im Bereich von fünf bis sieben eingebauten Ableitertabletten die meiste Energie durch die Ableiter aufgenommen wird. Somit kann festgestellt werden, dass in der simulierten Anordnung mit einer Induktivität von $3,8 \mu\text{H}$ und einer Anstiegszeit von rund $3,5 \text{ ns}$ durch fünf bis sieben Ableitertabletten den VFTs die meiste Energie entzogen und damit die größte Dämpfung erzielt werden kann. Diese Aussage deckt sich mit den bei den Messungen gewonnenen Erkenntnissen.

4.2.5 Bewertung des spiralförmig geschlitzten Innenleiters und Metalloxidvaristoren

Mit Hilfe des spiralförmig geschlitzten Innenleiters und dazu parallel geschalteten Metalloxidvaristoren konnte in Versuchen eine Dämpfung der ersten Spitze von bis zu 40 % erzielt werden. Auch alle weiteren VFT-Spitzen können mit dieser Dämpfungsmethode nahezu vollständig gedämpft werden. Dazu nötig ist ein optimales Verhältnis zwischen der Induktivität des geschlitzten Innenleiters und der Bemessungsspannung der Varistoren. Einen geringen Einfluss auf dieses Verhältnis hat auch die Steilheit der VFTs, die vom SF₆-Druck an der Durchschlagstelle und dem Abstand zu dieser abhängig ist.

Die Größe der mit einem geschlitzten Innenleiter realisierbaren Induktivität hängt vor allem von der benötigten Stromtragfähigkeit und dem zur Verfügung stehenden Platz innerhalb der GIS ab. Beim Design des geschlitzten Innenleiters muss darauf geachtet werden, dass auch bei VFT-Beanspruchung keine Überschläge im Schlitz auftreten. Einige Mikrohenry sind jedoch ausreichend, um mit einem angepassten Varistor die VFTs wirkungsvoll zu dämpfen. Je nach Anforderung kann entweder schwerpunktmäßig vor allem die erste VFT-Spitze gedämpft oder die möglichst schnelle Reduktion aller weiteren Spitzen erzielt werden. Um die erste Spitze möglichst stark zu dämpfen ist eine relativ hohe Bemessungsspannung der Ableiter nötig. Dies führt jedoch dazu, dass die Bemessungsspannung der Ableiter nur kurzzeitig überschritten werden kann. Dadurch wird die Induktivität ebenfalls nur vorübergehend durch die leitenden Varistoren überbrückt und stellt danach einen großen Impedanzsprung im Zuge der GIS dar. An dieser Änderung der Leitungsimpedanz können die Wanderwellen reflektiert werden. Dies kann zur Anregung einzelner GIS-Teile führen und neue Schwingungen mit anderen Grundfrequenzen hervorrufen. Sollen hingegen vor allem die auf die erste VFT-Spitze folgenden Spitzen gedämpft werden, muss dem Gesamtsystem möglichst viel Energie entzogen werden. Dazu muss die Bemessungsspannung der Varistoren relativ niedrig sein, damit sie möglichst lange überschritten werden kann. Dies führt dazu, dass die Induktivität relativ lange durch die leitenden Varistoren überbrückt ist und dadurch mehr Energie in Wärme umgewandelt werden kann. Mit Hilfe der vorgestellten Simulation lässt sich das optimale Verhältnis zwischen Induktivität und Bemessungsspannung der Ableiter bestimmen.

4.3 Nanokristalline Ringbandkerne

Im Jahr 1988 wurde erstmals von der Entdeckung nanokristalliner ferromagnetischer Stoffe aus einer auf Eisen basierenden Legierung berichtet [Hilzinger, 2013]. In den darauffolgenden Jahren wurden daraus zahlreiche Produkte entwickelt, die auf den sehr guten weichmagnetischen Eigenschaften dieses Materials beruhen. Heute kommen nanokristalline Werkstoffe beispielsweise in Fehlerstromschutzschaltern, in Umrichter-gesteuerten Antrieben im kW- und MW-Bereich, in EMV-Filtern oder in Smart-Metern für eine intelligente Stromzählung zum Einsatz. Im Vergleich zu herkömmlichen Ferriten zeichnet sich das nanokristalline Material durch eine deutlich höhere Permeabilität und Sättigungsinduktion aus. Daraus ergeben sich Gewichts- und Größenvorteile gegenüber Ferritmaterialien. Aber auch sehr niedrige Verluste und ein über weite Bereiche lineares Magnetisierungsverhalten sind Eigenschaften, die dieses Material charakterisieren [Ferch, 2013].

Im folgenden Kapitel werden zunächst der nanokristalline Werkstoff, dessen Herstellung und Eigenschaften vorgestellt. Da bei der Dämpfung von VFTs Bedingungen vorherrschen, die von denen in den beschriebenen Einsatzgebieten deutlich abweichen, muss das Verhalten des Materials unter VFT-Beanspruchung besonders beachtet werden. Schließlich werden in zahlreichen Versuchen das Dämpfungsverhalten untersucht und unterschiedliche Parameter getestet. Zuletzt wird ein SPICE-Modell vorgestellt, mit dem die Dämpfung der VFTs durch das nanokristalline Material abgebildet werden kann.

4.3.1 Theoretische Überlegungen und Grundlagen von nanokristallinen Ringbandkernen

Die Legierung, welche für die Untersuchungen zur Dämpfung von VFTs eingesetzt werden, besteht aus den Elementen Eisen (Fe), Kupfer (Cu), Niob (Nb), Silizium (Si) und Bor (B). Der Prozess, bei dem aus diesen Grundstoffen nanokristalline Ringbandkerne mit weichmagnetischen Eigenschaften hergestellt werden, ist in diesem Abschnitt beschrieben. Dabei wird aus der flüssigen Legierung in einem ersten Schritt ein metallisches Glas gewonnen. Bei einem anschließenden Glühprozess entstehen im amorphen Metall Kristallkörner mit einem Durchmesser von einigen Nanometern. Abschließend können mit Hilfe von extern angelegten Magnetfeldern die Eigenschaften des Materials eingestellt werden. Diese werden ebenfalls in diesem Kapitel zunächst theoretisch beschrieben und schließlich durch

Messungen bestimmt. Auch verschiedene Verlustmechanismen, die in den verwendeten nanokristallinen Materialien auftreten können, werden erläutert.

4.3.1.1 Grundlagen weichmagnetischer Materialien

In diesem Abschnitt werden einige wichtige Grundlagen zum Verständnis der Vorgänge in nanokristallinen Materialien erläutert. Für eine ausführliche Beschreibung der Eigenschaften sei auf [Boll, 1990], [Flohre, 2007] oder [Hilzinger, 2013] verwiesen, die im Folgenden zusammengefasst werden:

Magnetische Körper sind in Bereiche eingeteilt, die in unterschiedliche Richtungen magnetisiert sind, aber die gleiche Magnetisierungsstärke aufweisen. Diese so genannten „Weiss’schen Bezirke“ oder „magnetische Domänen“ sind so angeordnet, dass die Gesamtenergie des Systems, die auf der Wechselwirkung der atomaren magnetischen Momente beruht, minimiert ist. Die Nettomagnetisierung des Körpers ergibt sich dabei aus der Vektorsumme der Magnetisierung aller magnetischen Domänen des Körpers. Bei einem entmagnetisierten Stoff ist sie null. Bevorzugte Richtungen der Magnetisierung einzelner Domänen werden auch „leichte Magnetisierungsachsen“ genannt und bestimmen die magnetische Anisotropie eines Materials. Sie können auf strukturellen Begebenheiten (z.B. Kristallstrukturen) beruhen oder durch technologische Vorgänge (z.B. mechanische Spannung oder externe Magnetfelder) beeinflusst werden.

Wird ein weichmagnetisches Material einem externen Magnetfeld ausgesetzt, wird die Magnetisierung des Materials in Richtung des äußeren Feldes ausgerichtet. Dabei treten zwei elementare Prozesse auf:

- Bei der Domänenwandverschiebung verschieben sich die Grenzen der Domänen so, dass Domänen mit Magnetisierungscomponenten in Richtung des äußeren Feldes wachsen, während die anderen kleiner werden. Dieser Prozess tritt vor allem auf, wenn die leichte Achse parallel zum äußeren Feld liegt (Längsanisotropie).
- Bei Drehprozessen dreht sich die Richtung der Magnetisierung einer Domäne in Richtung des äußeren Feldes. Dabei ist der Zusammenhang zwischen Magnetisierung und äußerem Feld nahezu linear. Diese Drehprozesse treten vor allem auf, wenn die leichte Achse quer zum anliegenden Feld verläuft (Queranisotropie).

Der Zusammenhang zwischen der Magnetisierung M , dem anliegenden magnetischen Feld H und der magnetischen Induktion B , die auch als magnetische Flussdichte bezeichnet wird, lautet:

$$B = \mu_0 \cdot (H + M) = \mu \cdot H = (\mu_0 \cdot \mu_r) \cdot H \quad 4-4$$

Dabei ist μ_0 die magnetische Feldkonstante, μ die Permeabilität und μ_r die Permeabilitätszahl des magnetisierten Materials (im Vakuum $\mu_r = 1$). Die Permeabilität bildet die Magnetisierungsvorgänge im Material ab und ist ein wichtiger Parameter weichmagnetischer Körper. Da es zwischen magnetischem Feld und Induktion zu einer Phasenverschiebung kommt, kann die Permeabilität auch als komplexe Zahl dargestellt werden:

$$\underline{\mu} = \mu' - j \cdot \mu'' \quad 4-5$$

Während der Realteil μ' die magnetischen Eigenschaften wiedergibt, stellt der Imaginärteil μ'' die Verluste dar. Bildet man die Eigenschaften in einem Reihenersatzschaltbild aus einer Induktivität L_s und einem Widerstand R_s ab, gilt für kleine Aussteuerungen unterhalb der Sättigung [Hilzinger, 2013]:

$$\mu' = \frac{L_s}{\mu_0 \cdot N^2 \cdot \frac{A_{Fe}}{l_{Fe}}} \quad 4-6$$

$$\mu'' = \frac{R_s}{2\pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot N^2 \cdot \frac{A_{Fe}}{l_{Fe}}} \quad 4-7$$

Die Fläche A_{Fe} ist der Kernquerschnitt, l_{Fe} ist die mittlere Eisenweglänge, N ist die Windungszahl des um den Kern gespannten Strompfads und f die Frequenz.

4.3.1.2 Herstellung nanokristalliner Ringbandkerne

Das Grundmaterial, aus dem nanokristalline Ringbandkerne gewonnen werden, ist ein amorphes Metall aus den oben genannten Elementen. Während Metalle in kristalliner Form über eine streng periodische Ordnung der einzelnen Atome verfügen, sind diese in amorphen Metallen ohne Regelmäßigkeit angeordnet. Zur Herstellung von amorphen metallischen Materialien, die auch als metallische Gläser bezeichnet werden, gibt es verschiedene Techniken. Als Beispiele dafür können unterschiedliche Dünnschichttechniken, mechanisches Legieren oder ein Rascherstarrungsverfahren der flüssigen Legierung genannt werden [Hilzinger, 2013]. Letzteres Verfahren kommt beim Herstellungsprozess der Ringbandkerne, die zur

Dämpfung der VFTs verwendet werden, zum Einsatz und soll daher näher beschrieben werden.

Beim Rascherstarrungs- oder auch Schmelzspinnverfahren wird die etwa 1400 °C heiße Schmelze der Legierung durch eine Keramikkanüle auf ein sich schnell drehendes und gekühltes Rad gespritzt. Um eine Abkühlrate von 10^5 bis 10^6 K/s zu erreichen, dreht sich das Rad mit einer Oberflächengeschwindigkeit von typischerweise 20 bis 40 m/s. Durch das blitzartige Abkühlen nimmt das Metall nicht seine sonst übliche kristalline Form an. Es bildet sich ein metallisches Glas mit einer amorphen Struktur und sehr guten weichmagnetischen Eigenschaften. Bei diesem Spritzvorgang entstehen lange Bänder mit einer Breite im Bereich von wenigen Zentimetern. Die typische Dicke dieser Bänder liegt zwischen 17 und 25 μm . In diesem Zustand besitzt das Material neben einer hohen mechanischen Härte auch eine hohe Zugfestigkeit und dient als Ausgangsmaterial für die nanokristallinen Bauteile [Boll, 1990], [Hilzinger, 2013].

In einem zweiten Schritt werden die amorphen Bänder einem Glühprozess unterzogen. Während dieses Vorgangs kommt es im amorphen Material zu einem kontrollierten Kristallisierungsprozess. Da sich die mechanischen Eigenschaften der Bänder dabei ändern und das Material stark versprödet, werden die Bänder zuvor zu Ringbandkernen in der gewünschten Form gewickelt. Bei dem typischerweise etwa zehnstündigen Glühprozess werden die Ringbandkerne auf 500 bis 600 °C erhitzt. Dabei entstehen kleine Eisen-Silizium-Kristalle, die durch Bor voneinander isoliert sind. In Abhängigkeit der Temperatur und der Materialzusammensetzung werden die Kristallkörner unterschiedlich groß. So steigert Kupfer die Keimbildung, während Niob das Kornwachstum hemmt und das Ausbilden von ungewünschten Boriden behindert. Die Größe der Kristallkörner und die Anteile der einzelnen Stoffe haben Einfluss auf Eigenschaften wie die Koerzitivfeldstärke, Sättigungspolarisation, Curie-temperatur und Permeabilität. Ideale weichmagnetische Eigenschaften werden erzielt, wenn die Korngröße im Bereich von 10 bis 15 nm liegt. Die einzelnen eisenreichen Kristallkörner werden dabei durch etwa 1 bis 2 nm dicke amorphe Schichten voneinander getrennt und nehmen einen Anteil von etwa 70 bis 80 % des Volumens ein. Aufgrund der Zusammensetzung und der Größe der Kristallkörner wird dieses Material „nanokristallin“ genannt [Flohner, 2007], [Hilzinger, 2013].

Die Anisotropie der Ringbandkerne lässt sich mit Hilfe von externen Magnetfeldern einstellen. Dazu wird während des Glühprozesses zur Kristallbildung ein externes Magnetfeld angelegt. Alternativ werden die Ringe auch in einem zweiten Teil des Glühprozesses, bei dem aufgrund der geringeren Temperatur das Kristallwachstum

nahezu zum Erliegen kommt, einem externen Magnetfeld ausgesetzt. Dadurch werden die Weiss'schen Bezirke ausgerichtet und die Anisotropie des Werkstoffes festgelegt. Die Temperatur und Dauer dieses Vorgangs bestimmt dabei die Stärke der induzierten Anisotropie. Hingegen gibt die Richtung des äußeren Magnetfeldes die Richtung der induzierten Anisotropie vor, die theoretisch beliebig einstellbar ist. Am häufigsten sind jedoch Ringbandkerne mit Quer- oder Längsanisotropie zu finden. Durch die induzierte Anisotropie können wichtige weichmagnetische Eigenschaften wie die Form der Hysteresekurve und die Permeabilität eingestellt werden [Flohner, 2007], [Hilzinger, 2013].

Die untersuchten Ringbandkerne sind mit blauen Kunststoffgehäusen, die den Ringen Form und Stabilität verleihen, umschlossen.

4.3.1.3 Materialeigenschaften

Die Eigenschaften der nanokristallinen Ringbandkerne beruhen auf der Struktur des Werkstoffes. Diese ist wiederum von der Materialzusammensetzung und dem Fertigungsprozess abhängig. Die Legierungszusammensetzung der untersuchten Kerne kann mit $\text{Fe}_{73,5}\text{Cu}_1\text{Nb}_3\text{Si}_{15,5}\text{B}_7$ angegeben werden. Hingegen liegt in den Fertigungsparametern das Know-how der Hersteller, das daher vertraulich behandelt wird. Den Datenblättern der einzelnen Produkte können die jeweiligen Eigenschaften entnommen werden. So können Ringbandkerne mit einer verschwindend kleinen Magnetostriktion hergestellt werden. Dabei kompensiert sich die Magnetostriktion der nanokristallinen Kristallkerne mit der Magnetostriktion des amorphen Materials, das die Kerne umschließt. Der spezifische elektrische Widerstand des nanokristallinen Materials liegt bei rund $115 \mu\Omega\text{cm}$. Einzelne Bandlagen der untersuchten Kerne sind durch eine Oxidschicht isolierend voneinander getrennt. Die Sättigungsinduktion B_{Sat} wird mit 1,2 T angegeben und ist damit deutlich höher als bei gewöhnlichen Ferritmaterialien.

Ein weiterer wichtiger Parameter ist die Permeabilität. Der Wertebereich, in dem die Permeabilität eingestellt werden kann, reicht von 1000 bis hin zu 200 000. Abhängig von der Richtung, dem Betrag und der Dauer des externen Magnetfeldes beim Tempern kann die Abhängigkeit der Permeabilität durch die Magnetisierung beeinflusst werden. Beim Tempern mit einem Magnetfeld längs der Bandrichtung entsteht eine Längsanisotropie. Die magnetisch leichte Achse ist damit parallel zum Magnetfeld, das von einem Strom durch den Ring erzeugt wird. Entsprechende Ringbandkerne haben eine rechteckige Hysteresekurve und eine Permeabilität mit starker Feldabhängigkeit. Durch das Tempern im Querfeld ergibt sich eine

Queranisotropie, bei der die leichte Achse quer zum anliegenden Feld verläuft. Die resultierende Hysteresekurve ist sehr flach und die Permeabilität ist bis zur magnetischen Sättigung relativ konstant. In Abbildung 4-36 sind neben einer rechteckigen so genannten Z-Hystereseschleife und einer sehr flachen so genannten F-Hystereseschleife Ringbandkerne mit Quer- und Längsanisotropie dargestellt. Die für die Dämpfung von VFTs eingesetzten Ringbandkerne verfügen über eine Queranisotropie und somit über eine flache Hysteresekurve. [Flohrer, 2007], [MAGNETEC, 2013].

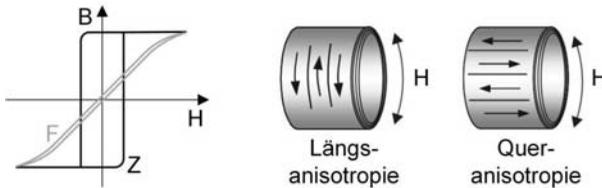


Abbildung 4-36: Breite Z-Hysteresekurve und flache F-Hysteresekurve (links) und Ringbandkerne mit Längs- und Queranisotropie (rechts) [Flohrer, 2007].

Überschreitet die anliegende Feldstärke die Sättigungsfeldstärke, sind alle Domänen ausgerichtet und es kann keine weitere Polarisation stattfinden. Dadurch nimmt die Permeabilität eines nanokristallinen Ringbandkernes bei einer Aussteuerung nahe der Sättigungsflussdichte stark ab. Auch mit steigender Frequenz verringert sich die Permeabilität des Materials. Die Permeabilität der verwendeten Ringe in Abhängigkeit der Frequenz wird im Kapitel 4.3.1.5 beschrieben.

Für die Versuche zur Dämpfung von VFTs wurden Ringbandkerne aus dem Material NANOPERM der Firma MAGNETEC mit Permeabilitäten von 8 000, 30 000 und über 45 000 untersucht. Diese Werte sind den Datenblättern der Ringbandkerne entnommen und gelten für eine Frequenz von 10 kHz. Auch die Größe der Kerne wurde variiert. So kamen Ringe mit einem Durchmesser D von 20, 30 und 50 cm zum Einsatz. Tabelle 4-1 zeigt den Durchmesser, die Permeabilität, die Anzahl und die Typbezeichnung der Ringe, welche für die Untersuchung der VFT-Dämpfungseigenschaften zur Verfügung standen.

	$\mu = 8\ 000$	$\mu = 30\ 000$	$\mu = 45\ 000$
D = 20 cm	M-457 20 Ringe	M-117 10 Ringe	M-617 8 Ringe
D = 30 cm	M-582 1 Ring	--	--
D = 50 cm	M-603 1 Ring	--	--

Tabelle 4-1: Durchmesser D , Permeabilität μ , Anzahl und Typbezeichnung der untersuchten Ringbandkerne.

4.3.1.4 Verlustmechanismen in nanokristallinen Bändern

Die Verluste der nanokristallinen Ringbandkerne im Bereich niedriger Frequenzen sind relativ gering. Daher eignen sie sich beispielsweise auch besonders gut in EMV-Filteranwendungen oder als Übertrager. Da verschiedene Verlustmechanismen zum Gesamtverlust beitragen, werden die Wichtigsten im Folgenden vorgestellt.

Durch das Ummagnetisieren der Kerne werden, wie in Kapitel 4.3.1.1 beschrieben, die Elementarmagneten des Materials dem äußeren Feld entsprechend ausgerichtet und die Magnetisierung der Probe ändert sich. Die Verluste, welche durch die Vorgänge beim Ummagnetisieren entstehen, werden als Hystereseverluste bezeichnet. Um den Einfluss dynamischer Verlustprozesse zu minimieren, wird diese Verlustkomponente bei einem quasistatischen Magnetisierungsvorgang bestimmt. Die Fläche der Hysteresekurve bildet die Verluste während eines Ummagnetisierungsvorgangs ab. Für eine quasistatische Magnetisierung ist sie sehr flach (Abbildung 4-37). Der Hystereseverlust der untersuchten Ringbandkerne ist aufgrund ihrer nanokristallinen Struktur nahezu vernachlässigbar [Flohrer, 2007], [Hilzinger, 2013].

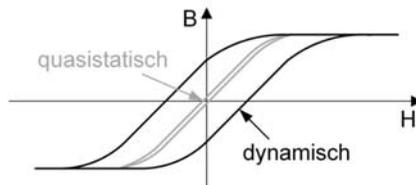


Abbildung 4-37: Schmale Hysteresekurve einer quasistatischen Ummagnetisierung im Vergleich zu einer breiten Hysteresekurve einer Ummagnetisierung mit höheren Frequenzen (dynamisch).

Werden die Kerne mit höherer Frequenz ummagnetisiert, wird die Hysteresekurve breiter und die Verluste steigen (Abbildung 4-37). Die Ursache für diese dynamische Verlustkomponente sind Wirbelströme, die mit steigender Frequenz zunehmen. Sie werden hauptsächlich durch zwei unterschiedliche Phänomene verursacht [Flohner, 2007], [Hilzinger, 2013]:

- Beim klassischen Wirbelstromverlust, der auch als Makrowirbelstromverlust bezeichnet wird, werden durch ein in Bandrichtung zeitlich veränderliches Magnetfeld Wirbelströme in den einzelnen Bandlagen induziert (siehe Abbildung 4-38). Bei einer sinusförmigen Induktionsänderung unterhalb der Sättigung ist er proportional zur Frequenz und zum Quadrat der maximalen Induktion. Mit zunehmender Induktionsrate dB/dt wird die Wirbelstromstruktur inhomogener und im Inneren des Materials wird das äußere Feld durch die Wirbelströme abgeschwächt (Skineffekt). Werden die Ringbandkerne bis zur Sättigung oder darüber hinaus magnetisiert, ändert sich auch die effektive Permeabilität des Materials. Eine Berechnung der klassischen Wirbelstromverluste ist daher für Magnetisierungsvorgänge, wie sie durch VFTs verursacht werden, nur schwer möglich.
- Weitere nicht zu vernachlässigende Verluste sind unter dem Begriff Überschussverluste zusammengefasst. Vor allem der Rotationsüberschussverlust ist bei Materialien mit Quenanisotropie zu berücksichtigen. Bei einer Magnetisierung im Bereich der magnetischen Sättigung trägt dieser Mechanismus einen großen Teil zum Gesamtverlust bei. Er wird daher im Folgenden kurz beschrieben.

Die spontane Magnetisierung einzelner Domänen kann als ein Vektor M_s betrachtet werden. Bei den untersuchten Materialien ist der Betrag von M_s stets 1,2 T (Sättigungsinduktion) und lediglich die Ausrichtung des Vektors wird variiert. Im entmagnetisierten Zustand ist die Summe über alle Domänen null. Der Vektor M_s setzt sich aus einem Anteil M_y , der längs des Bandes in Feldrichtung verläuft, und einem Anteil M_x , der quer zur Bandrichtung längs der leichten Achse der Ringbandkerne verläuft, zusammen. Wird nun ein äußeres Feld angelegt, wird der Vektor M_s in Richtung des äußeren Feldes gedreht. Dadurch erfahren auch beide Richtungskomponenten eine Änderung. Die Änderung der Magnetisierung in y -Richtung wird durch den klassischen Wirbelstromverlust erfasst. Zusätzlich werden durch die veränderliche x -Komponente ebenfalls Wirbelströme induziert. Diese so genannten Mikrowirbelströme bilden den Überschussverlust durch Magnetisierungsrotation. Da

auch hier das Verhalten des Materials im Bereich der Sättigung nicht genau bekannt ist, können durch Mikrowirbelströme entstehende Überschussverluste ebenfalls nicht berechnet werden.

In Abbildung 4-38 sind die Wirkmechanismen des klassischen Wirbelstromverlusts aufgrund eines veränderlichen externen Magnetfeldes und des Mikrowirbelstromverlustes durch Magnetisierungsrotation dargestellt.

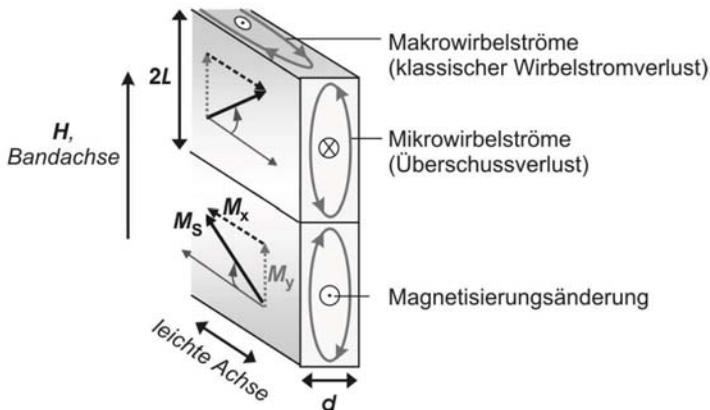


Abbildung 4-38: Schematische Darstellung der Domänenstruktur und der bei Wechselfeldmagnetisierung induzierten Wirbelströme in einem Band mit Queranisotropie nach Herzer [23].

4.3.1.5 Bestimmung der Permeabilität

Ein Ring aus einem ferromagnetischen Werkstoff, der um einen elektrischen Leiter angeordnet wird, entspricht einer in den Stromkreis eingefügten Impedanz. Mit Hilfe eines Impedanzanalysators kann die eingefügte Impedanz in Abhängigkeit der Frequenz für kleine Aussteuerungen weit unterhalb der Sättigung gemessen werden. Die Impedanz der Ringbandkerne kann durch eine Reihenschaltung eines Widerstands und einer Induktivität abgebildet werden. Mit den Gleichungen 4-5, 4-6 und 4-7 lässt sich unter Berücksichtigung der Messwerte die Permeabilität als Funktion der Frequenz berechnen. Zur Messung der Impedanz wurde der Impedanzanalysator 4294A von Agilent eingesetzt. Mit ihm wurden jeweils Betrag und Phase der Ringe vom Typ M-617, M-117 und M-457 im Frequenzbereich von 10 kHz bis 100 MHz gemessen. Diese Ringe unterscheiden sich lediglich durch ihre Permeabilität. Der Durchmesser aller drei Ringtypen ist konstant. Zur Messung wurde ein Draht in einer möglichst kleinen Schleife durch jeweils einen Ring geführt und in der Aufnahme des

Impedanzanalysators befestigt. Der Einfluss des Drahts wurde durch eine Kalibrierungsmessung, bei der der Draht ohne Ringbandkerne vermessen wurde, berücksichtigt. Der verwendete Impedanzanalysator bietet die Möglichkeit, die Messergebnisse in Form des Reihenersatzschaltbildes auszugeben. In Abbildung 4-39 sind die Induktivität L_s und der Widerstand R_s der untersuchten Ringbandkerne im Frequenzbereich von 10 kHz bis zu 100 MHz abgebildet. Es handelt sich dabei um Mittelwerte aus Messungen von acht Ringbandkernen des jeweiligen Typs.

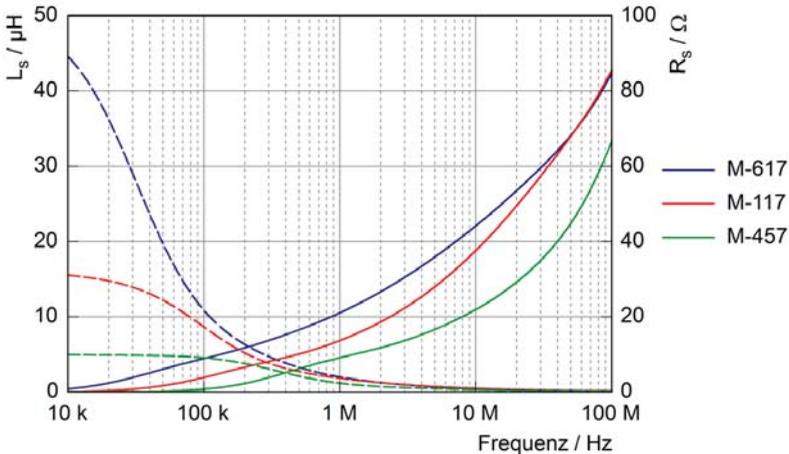


Abbildung 4-39: Gemessene Impedanz der Ringe vom Typ M-617, M-117 und M-457 im Frequenzbereich von 10 kHz bis 100 MHz. Die Impedanz wird in der Form einer Serienschaltung aus einer Induktivität L_s (gestrichelte Linie) und einem Widerstand R_s (durchgezogene Linie) dargestellt.

Auffällig ist, dass die induktive Komponente der Impedanz mit steigender Frequenz deutlich abnimmt. Die induktiven Werte bei niedriger Frequenz sind stark von der Permeabilität des jeweiligen Ringtyps abhängig. Der Ohm'sche Anteil nimmt hingegen mit steigender Frequenz stark zu, so dass die Abhängigkeit von der Permeabilität der Ringbandkerne weniger deutlich ausgeprägt ist. Dies deutet darauf hin, dass vor allem die Ohm'schen Verluste, die hauptsächlich auf Wirbelstromverlusten beruhen, zur Dämpfung im relevanten Frequenzspektrum beitragen. In Abbildung 4-40 sind der Real- und Imaginärteil sowie der Betrag der Permeabilität im Frequenzbereich von 10 kHz bis zu 100 MHz dargestellt. Sie sind aus den Messergebnissen mit Hilfe der Gleichungen 4-5, 4-6 und 4-7 berechnet worden.

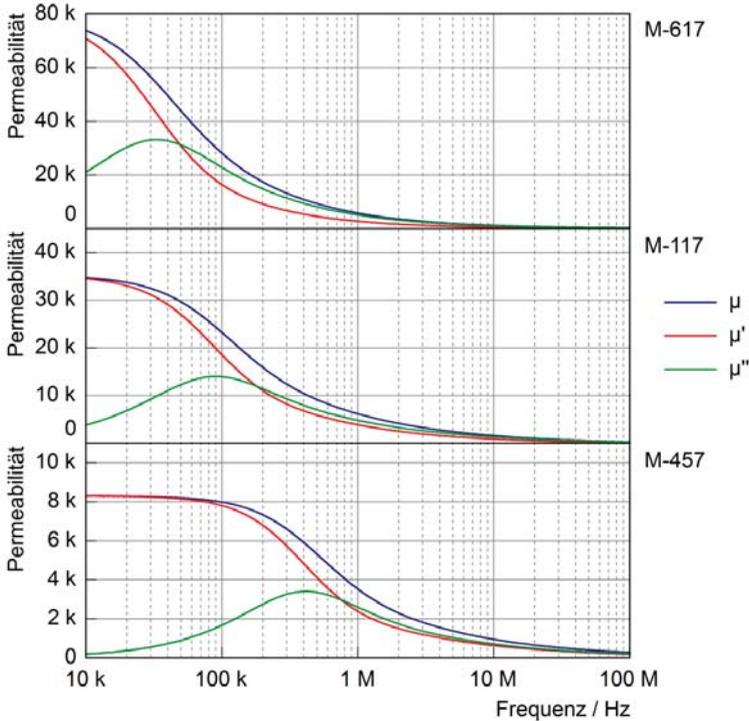


Abbildung 4-40: Betrag (μ), Real- (μ') und Imaginärteil (μ'') der Permeabilität der Ringbandkerne vom Typ M-617, M-11 und M-457.

Die berechneten Beträge der Permeabilität stimmen mit den in den Datenblättern angegebenen Werten bei 10 kHz gut überein. Der Betrag μ und der Realteil μ' der Permeabilität beginnt bei den Ringen mit höherer Permeabilität bereits bei niedrigeren Frequenzen abzunehmen. Ebenso ist das Maximum des Imaginärteils bei hochpermeablen Ringbandkernen bereits bei Frequenzen unterhalb 100 kHz erreicht. Im Frequenzbereich, der für die VFT-Dämpfung wichtig ist (oberhalb 1 MHz), ist der Betrag der Permeabilität bei allen Ringen bereits deutlich abgefallen. Jedoch haben die Ringe mit der initial höheren Permeabilität auch in diesem Frequenzbereich noch eine höhere Permeabilität als die Niederpermeablen.

Bei der Interpretation dieser Ergebnisse muss berücksichtigt werden, dass die Messungen im Kleinspannungsbereich durchgeführt wurden und daher die Aussteuerung wesentlich geringer als unter VFT-Beanspruchung ist. Das Verhalten des nanokristallinen Materials weicht jedoch bei einer Aussteuerung im Bereich der

magnetischen Sättigung deutlich vom beschriebenen Verhalten ab. Daher wird im folgenden Kapitel die Impedanz der Ringbandkerne bei Hochspannungsmessungen untersucht.

4.3.2 Eigenschaften bei VFT-Beanspruchung

Der Impedanzanalysator verwendet zur Messung der Impedanz Signale von bis zu 20 mA. Die Aussteuerung, welche die Ringbandkerne während der Impedanzmessungen dadurch erfahren, ist sehr gering und nicht mit der durch VFTs verursachten Aussteuerung vergleichbar. Da das nanokristalline Material durch die VFTs sehr stark angesteuert und teilweise sogar magnetisch gesättigt wird, unterscheiden sich die Eigenschaften der Ringbandkerne bei VFT-Beanspruchung von der Messung mit dem Impedanzanalysator. Die Eigenschaften können nicht direkt während der VFT-Einwirkung gemessen werden. Daher soll die Impedanz der Ringe mit Hilfe der Reflektion, die VFTs an den Ringbandkernen erfahren, abgeschätzt werden.

4.3.2.1 Theoretische Betrachtung der Reflektion an Ringbandkernen

Nanokristalline Ringbandkerne, die um den Innenleiter der GIS angeordnet sind, stellen eine Erhöhung der Impedanz dar. Nach Gleichung 3-6 in Kapitel 3.2.1 beträgt die Wellenimpedanz Γ_1 der GIS rund 70Ω . Die eingefügte Impedanz der Ringe Z_R addiert sich zur Impedanz der GIS, so dass für die Gesamtimpedanz Γ_2 an der Stelle der Ringe gilt:

$$\Gamma_2 = \Gamma_1 + Z_R = 70\Omega + Z_R \quad 4-8$$

Damit entsteht am Einbauort der Ringe ein Impedanzsprung, an dem eine Wandlerwelle reflektiert bzw. gebrochen wird. Der Reflektionsfaktor r an einem derartigen Impedanzsprung ist wie folgt definiert [Küchler, 2009]:

$$r = \frac{\Gamma_2 - \Gamma_1}{\Gamma_2 + \Gamma_1} = \frac{w_r}{w_h} \quad 4-9$$

Dabei ist w_h die hinlaufende Welle und w_r die rücklaufende Welle, die aus der Reflektion der hinlaufenden Welle an den Ringbandkernen resultiert. Wird wie in Abbildung 3-13 der Sensor 3 direkt vor den Ringbandkernen angeordnet, kann mit ihm die Summe aus der hin- und rücklaufenden Welle direkt an der Reflektionsstelle gemessen werden. Für die resultierende Spannung w unmittelbar an der Reflektionsstelle gilt:

$$w = w_h + w_r \quad 4-10$$

Mit einer Referenzmessung, bei der keine Ringe eingebaut sind und somit keine Reflektion an den Ringen entsteht, kann am Sensor 3 die Spannung der hinlaufenden Welle gemessen werden. Wird die Spannung der hinlaufenden Welle w_h von der Spannung der resultierenden Welle w subtrahiert, erhält man die Spannung der rücklaufenden Welle w_r . Durch den Vergleich der hin- und rücklaufenden Welle nach Gleichung 4-9 kann der Reflektionsfaktor bestimmt werden.

Wie in Kapitel 3.2.1 beschrieben, hat eine VFT einen komplexen Spannungsverlauf, der sich aus vielen Überlagerungen zusammensetzt. Eine zusätzliche Reflektionsstelle, wie sie durch die nanokristallinen Ringe verursacht wird, hat dadurch weitreichende und multiple Auswirkungen auf den Verlauf der VFT. Daher muss zur Bestimmung des Reflektionsfaktors die Spannung der ersten Spitze betrachtet werden, da nur unmittelbar an dieser die erste Reflektion der Wanderwelle an den Ringbandkernen gemessen werden kann.

Mit Hilfe des Reflektionsfaktors lässt sich nach Gleichung 4-9 die Gesamtimpedanz Γ_2 berechnen. Unter Berücksichtigung der Gleichung 4-8 und dem Wellenwiderstand Γ_1 der GIS folgt daraus schließlich die Impedanz der Ringe bei VFT-Beanspruchung. Dieser Wert ist lediglich der Betrag der Impedanz. Die Phasenbeziehung lässt sich mit dieser Messmethode nicht bestimmen.

4.3.2.2 Messung der Eigenschaften bei VFT-Beanspruchung

Zur Bestimmung der Impedanz der Ringbandkerne bei VFT-Beanspruchung wurde der Versuchsaufbau entsprechend der Abbildung 3-13 installiert. Dadurch ist es möglich, die Spannung direkt vor den Ringbandkernen am Sensor 3 zu messen und daraus nach dem im Kapitel 4.3.2.1 beschriebenen Vorgehen die Impedanz der Ringbandkerne zu bestimmen. Die Funkenstrecke war so eingestellt, dass bei etwa 600 kV ein Überschlag erfolgte. Mehrere Versuchsvarianten mit keinem und unterschiedlich vielen Ringen der einzelnen Typen wurden durchgeführt. Beispielhaft dafür werden in Abbildung 4-41 zunächst die Ergebnisse von jeweils acht Ringen der unterschiedlichen Materialtypen vorgestellt. Es fällt auf, dass bei den Versuchen mit hochpermeablen Ringbandkernen die erste Spitze der VFTs höher als die Referenz ist. Dies ist auf die Reflektion zurückzuführen, die zu einer Überlagerung der hin- und rücklaufenden Welle führt. Alle weiteren VFT-Spitzen sind aufgrund der Dämpfung durch die Ringbandkerne bereits deutlich reduziert.

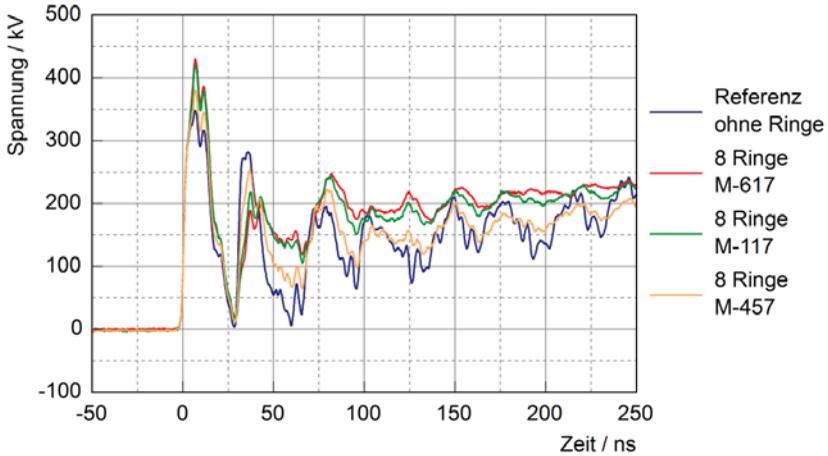


Abbildung 4-41: VFTs mit jeweils acht Ringbandkernen unterschiedlicher Materialien am Sensor 3 gemessen.

In Abbildung 4-42 ist die erste Spitze der VFTs vergrößert dargestellt. Am Beispiel der Messung mit acht Ringen vom Typ M-617 (rote Kurve) ist dargestellt, dass sich die Gesamtwelle w aus der hinlaufenden Welle w_h und der rücklaufenden Welle w_r zusammensetzt. Da die hinlaufende Welle w_h der Referenzmessung (blaue Kurve) entspricht, ist folglich die rücklaufende Welle w_r die Differenz aus der Messung mit Ringbandkernen (rote Kurve) und der Referenzmessung (blaue Kurve).

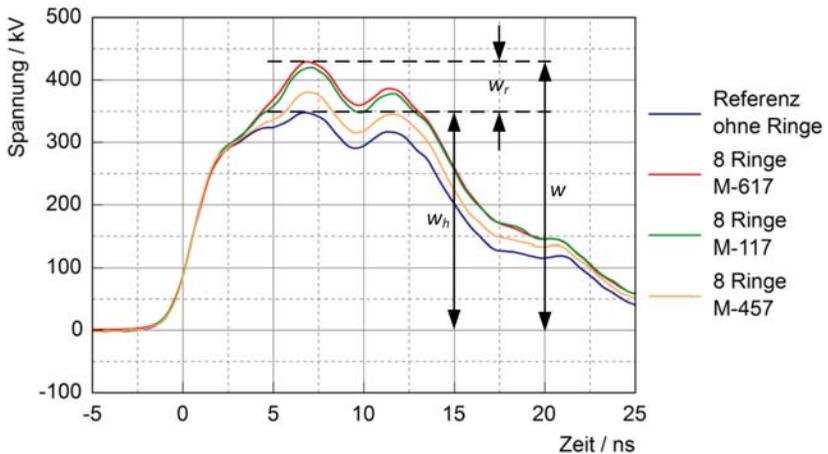


Abbildung 4-42: Erste Spitze der VFTs mit jeweils acht Ringbandkernen unterschiedlicher Materialien am Sensor 3 gemessen.

Aus den Spannungswerten der hin- und rücklaufenden Welle lässt sich mit den Gleichungen 4-8 und 4-9 die eingefügte Impedanz der installierten Ringe berechnen. Für das in Abbildung 4-43 gezeigte Beispiel mit acht Ringen des Typs M-617 erhält man eine Impedanz von rund 40 Ω . Unter der Annahme, dass jeder Ring gleich viel zur gemessenen Impedanz beiträgt, ergibt sich für die Impedanz eines einzelnen Ringes bei VFT-Beanspruchung etwa 5 Ω .

Diese Ergebnisse konnten durch weitere Versuche bestätigt werden, bei denen der Einfluss unterschiedlicher Parameter untersucht wurde. Auftretende Abweichungen lagen im Bereich der Messungenauigkeit. Die untersuchten Parameter sind im Folgenden zusammengefasst:

- Variation der Anzahl der eingebauten Ringbandkerne (jeweils acht und vier Ringbandkerne)
- Halbierung der VFT-Grundfrequenz durch Kurzschluss am GIS-Ende (siehe Kapitel 3.2.2.1)
- Verlangsamung der Anstiegszeit der VFTs von 3,5 ns auf 14 ns
- Reduzierung der VFT-Amplitude um etwa 50 %

Die bei allen Versuchen gewonnenen Impedanzwerte liegen unter Verwendung des jeweiligen Ringtyps und konstanter Ringanzahl im Bereich derselben Größenordnung. Somit scheint der Einfluss durch die Grundfrequenz der VFTs, der Spannungsamplitude und der Anstiegszeit im jeweils untersuchten Bereich vernachlässigbar. Da die untersuchten Bereiche jeweils typisch für VFTs sind, können die gemessenen Impedanzen auch für VFT-Beanspruchung allgemein als hinreichend genau betrachtet werden.

Die Versuche mit einer unterschiedlichen Anzahl an Ringbandkernen des gleichen Typs deuteten auf einen näherungsweise proportionalen Zusammenhang zwischen Impedanz und Ringanzahl hin. Dabei haben die beiden hochpermeablen Ringbandkerne (M-617 und M-117) näherungsweise die gleiche Impedanz. Sie ist deutlich höher als die Impedanz eines Rings vom Typ M-457 mit niedriger Permeabilität. Die durchschnittlichen Impedanzwerte pro Ring eines jeweiligen Typs sind in Tabelle 4-2 zusammengefasst.

Ringtyp	M-617	M-117	M-457
Durchschnittliche Impedanz	5 Ω	5 Ω	2 Ω

Tabelle 4-2: Durchschnittliche Impedanz der Ringbandkerne bei VFT-Beanspruchung.

4.3.3 Experimentelle Untersuchungen der Dämpfung

In diesem Kapitel werden Ergebnisse vorgestellt, die bei zahlreichen Versuchen mit nanokristallinen Ringbandkernen gewonnen werden konnten. Untersuchungen mit VFTs wurden am Standardversuchsaufbau, wie er in Kapitel 3.2.1 vorgestellt wurde, durchgeführt. Dadurch konnte die Spannung sowohl vor (Sensor 1) als auch nach der Funkenstrecke und den eingebauten Ringen (Sensor 2) gemessen werden. In Abbildung 4-44 ist die Dämpfung von 38 Ringbandkernen mit einem Durchmesser von 20 cm dargestellt. Acht Ringe vom Typ M-617, zehn Ringe vom Typ M-117 und 20 Ringe vom Typ M-457 wurden dazu um den Innenleiter angeordnet. Am Sensor 1 (Abbildung 4-44 oben) wird die Dämpfung erst sichtbar, nachdem die gedämpften Wanderwellen den Sensor erreichen. Ab diesem Zeitpunkt sind nahezu keine VFT-Spitzen sichtbar. Am Sensor 2 (Abbildung 4-44 unten) wird bereits die erste Spitze nahezu komplett gedämpft. Da den Sensor 2 nur Wanderwellen erreichen, die bereits die Ringe durchlaufen haben und gedämpft sind, wird bei den folgenden Versuchen die Dämpfung meist anhand der Messungen am Sensor 2 beschrieben. Wie in Abbildung 4-44 gezeigt wird, werden die VFTs am Sensor 1 jedoch in gleichem Maße gedämpft.

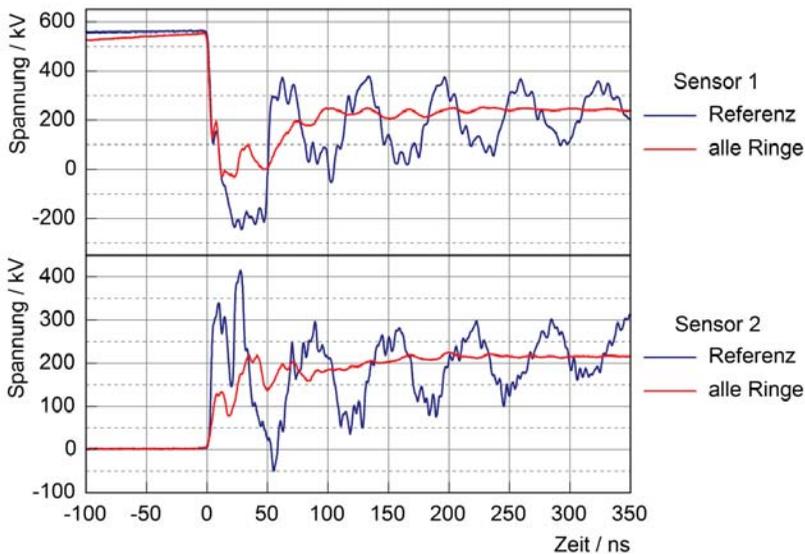


Abbildung 4-44: VFTs, die mit 38 Ringen gedämpft wurden (rot), im Vergleich zu nicht gedämpften VFTs (blau) am Sensor 1 (oben) und Sensor 2 (unten) gemessen.

Trotz der starken Dämpfung der VFTs, wie sie in Abbildung 4-44 abgebildet ist, kann unter bestimmten Voraussetzungen der Einsatz der Ringbandkerne auch zu einer Erhöhung der VFT-Amplituden an gewissen Orten der GIS führen. Die Überlagerung der an den Ringen reflektierten Wanderwelle führt in ungünstigen Fällen zu höheren Amplituden. Dieser Effekt wurde in Kapitel 4.3.2 genutzt, um die Impedanz der Ringe bei VFT-Bearbeitung zu bestimmen. Durch eine abgestimmte Positionierung der Ringbandkerne kann diesem Effekt jedoch entgegengewirkt werden.

In den folgenden Abschnitten werden die Auswirkungen verschiedener Parameter auf die Dämpfung der VFTs untersucht. Neben dem Einfluss von Anzahl, Permeabilität und Größe der Ringbandkerne werden auch die Auswirkungen verschiedener Formen der VFTs und der Positionierung der Ringe betrachtet. Aber auch Erkenntnisse zum Verhalten bei Nennspannung und zur Alterung werden vorgestellt. Die im Folgenden gezeigten Messungen sind jeweils repräsentative Beispiele der entsprechenden Untersuchungen.

4.3.3.1 Einfluss der Anzahl verwendeter Ringbandkerne

Um die Abhängigkeit der Dämpfung von der Anzahl eingebauter Ringbandkerne zu bestimmen, wurden unterschiedlich viele Ringe vom Typ M-457 um den Innenleiter der GIS angeordnet. In Abbildung 4-45 wird die Dämpfung von zwei, fünf, zehn und zwanzig Ringbandkernen mit einer Referenzmessung ohne Ringe verglichen.

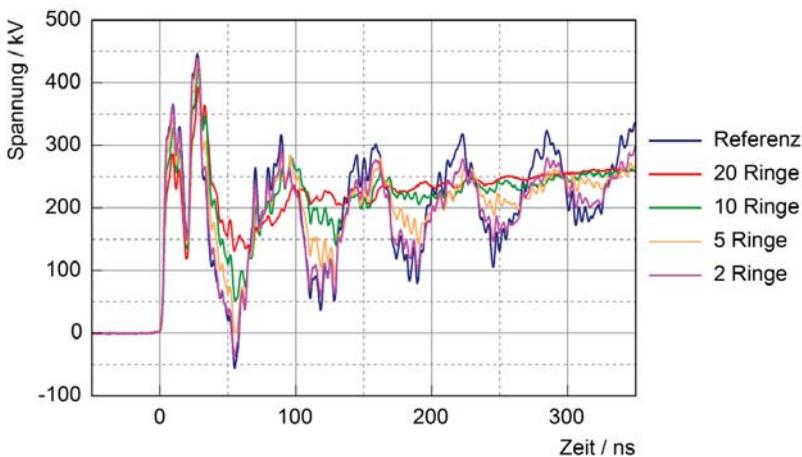


Abbildung 4-45: VFTs am Sensor 2, die mit zwei, fünf, zehn und zwanzig Ringbandkernen vom Typ M-457 gedämpft wurden, im Vergleich zu einer nicht gedämpften VFT.

Es ist deutlich zu sehen, dass die VFTs, welche mit 20 Ringbandkernen gedämpft werden, die kleinsten Amplituden aufweisen. Die erste Spitze ist gegenüber der Referenzmessung um rund 20 % gedämpft. Sind nur wenige Ringe zur Dämpfung der VFTs eingesetzt, fällt die Dämpfung deutlich geringer aus. Dadurch kann eine deutliche Reduzierung der Amplituden erst dann erreicht werden, wenn die Wanderwellen die Ringe mehrmals durchlaufen haben. Dies kann an den hinteren Spitzen der VFT gut erkannt werden. Die erste negative Spitze der in Abbildung 4-45 gezeigten VFT (bei etwa 55 ns) wird daher in Abbildung 4-46 vergrößert dargestellt. Um zu verdeutlichen, dass die Dämpfung der VFTs nahezu linear mit der Anzahl eingebauter Ringe zunimmt, sind in Abbildung 4-46 noch zusätzlich die gemessenen Spannungen der Versuche mit einem und drei eingebauten Ringen eingefügt.

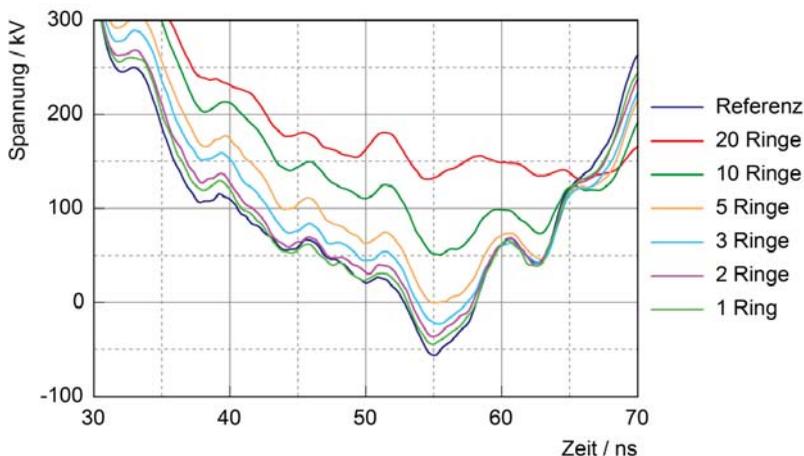


Abbildung 4-46: Vergrößerung der ersten negativen Spitze aus Abbildung 4-45 durch Spannungsverläufe aus Versuchen mit einem und drei Ringbandkernen ergänzt.

4.3.3.2 Einfluss der Permeabilität

Eine wichtige Kenngröße weichmagnetischer Materialien ist die Permeabilität. Um den Einfluss der Permeabilität auf die VFT-Dämpfung der nanokristallinen Ringbandkerne zu untersuchen, sind jeweils acht Ringe vom Typ M-457 ($\mu_{r@10\text{ kHz}} = 7\ 000$), M-117 ($\mu_{r@10\text{ kHz}} = 30\ 000$) und M-617 ($\mu_{r@10\text{ kHz}} > 45\ 000$) in die Versuchsanordnung eingebaut worden. Die entsprechenden VFTs werden in Abbildung 4-47 mit einer Referenzmessung ohne Ringe verglichen. Die größte Dämpfung wird mit den Ringen vom Typ M-617 erzielt, da sie die größte Permeabilität besitzen. Bereits das erste Maximum der VFT wird mit acht Ringen um etwa 20 % gedämpft.

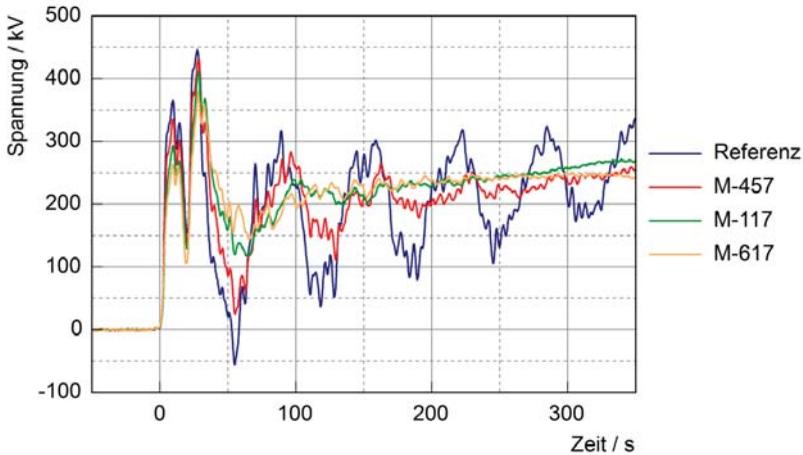


Abbildung 4-47: VFTs am Sensor 2, die mit jeweils acht Ringbandkernen vom Typ M-457, M-117 und M-617 gedämpft wurden, im Vergleich zu einer nicht gedämpften VFT.

4.3.3.3 Einfluss des Durchmessers der Ringbandkerne

Mit Hilfe von unterschiedlich großen Ringbandkernen, die jeweils aus nanokristallinem Material mit einer Permeabilität von $\mu_{@ 10 \text{ kHz}} = 7\,000$ bestehen, wurde der Einfluss der Ringgröße untersucht. Dazu wurde jeweils ein Ring vom Typ M-457, M-582 und M-603 in die Versuchs-GIS eingebaut. In Tabelle 4-3 sind die geometrischen Abmessungen dieser Ringe aufgeführt.

	äußerer Durchmesser	innerer Durchmesser	Breite	Volumen
M-457	20 cm	17,5 cm	3 cm	281 cm ³
M-582	30 cm	25 cm	3 cm	825 cm ³
M-603	50 cm	45 cm	3 cm	2700 cm ³

Tabelle 4-3: Geometrische Abmessungen der Ringbandkerne vom Typ M-457, M-582 und M-603.

In Abbildung 4-48 sind die VFTs, die mit den unterschiedlich großen Ringbandkernen gedämpft wurden, und eine nicht gedämpfte Referenz-VFT dargestellt. Da die Dämpfung der niederinduktiven Ringbandkerne sehr gering ist und jeweils nur ein

Ring zur Verfügung stand, kann die Dämpfung erst beurteilt werden, nachdem die Wanderwellen mehrfach durch die Ringe gewandert sind. Daher ist in Abbildung 4-48 die vierte positive Spitze der VFTs vergrößert dargestellt. Die Dämpfung der VFTs ist trotz der unterschiedlich großen Ringbandkerne näherungsweise gleich. Durch das deutlich größere Volumen der großen Ringe wird mehr nanokristallines Material eingesetzt. Dies wird jedoch durch den Rückgang des magnetischen Felds, der mit zunehmendem Abstand zum Innenleiter entsteht, kompensiert. Für einen effektiven Einsatz müssen die Ringbandkerne folglich möglichst nahe am Innenleiter angeordnet sein, da dort die höchsten magnetischen Feldstärken auftreten.

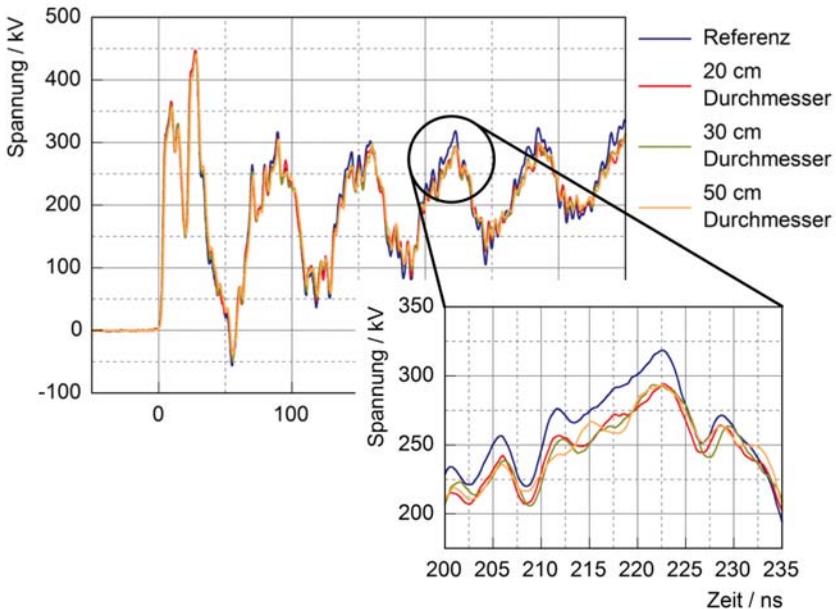


Abbildung 4-48: VFTs am Sensor 2, die mit jeweils einem unterschiedlich großen Ringbandkern vom Typ M-457, M-582 und M-603 gedämpft wurden, im Vergleich zu einer nicht gedämpften VFT.

4.3.3.4 Einfluss der Position und Anordnung der Ringbandkerne

Wie bereits bei der Bestimmung der Ringimpedanz unter VFT-Belastung in Abschnitt 4.3.2.2 deutlich wurde, kann durch den Einsatz der Ringbandkerne auch eine lokale Erhöhung der VFT-Amplitude entstehen. Der Einbauort der Kerne hat somit direkten Einfluss auf die VFTs. Zur Bestimmung der Auswirkungen, die durch unterschiedliche Positionen der Ringbandkerne verursacht werden, sind jeweils acht

Ringe vom Typ M-617 an unterschiedlichen Positionen in die Standardversuchsordnung eingebaut worden. In Abbildung 4-49 sind die Positionen der Ringbandkerne dargestellt.

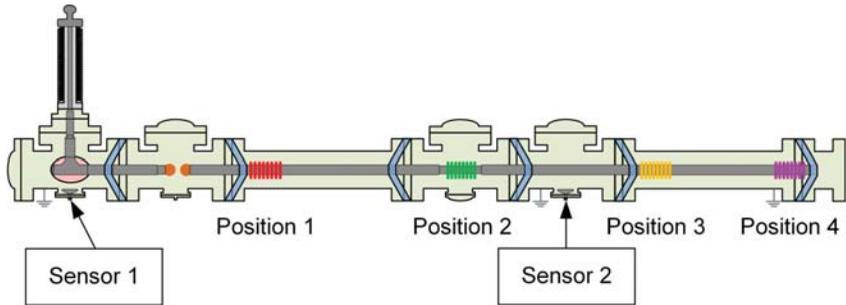


Abbildung 4-49: Einbauorte von jeweils acht Ringbandkernen des Typs M-617 zur Untersuchung der Auswirkungen unterschiedlicher Positionen auf die Dämpfung.

Der Einfluss, den die Position der Ringe auf den VFT-Verlauf hat, ist in Abbildung 4-50 dargestellt. Während die Ringe an Position 1 und 2 eine näherungsweise gleiche Dämpfung verursachen, wird durch die Ringe an Position 3 die erste Spitze zunächst erhöht. Im weiteren Verlauf der VFT wird jedoch eine mit den Ringen an Position 1 und 2 vergleichbare Dämpfung erzielt.

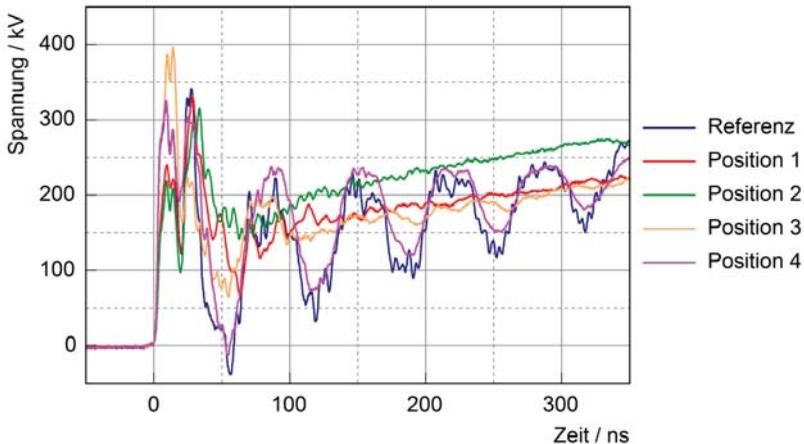


Abbildung 4-50: VFTs am Sensor 2, die mit jeweils acht Ringbandkernen vom Typ M-617 an unterschiedlichen Positionen in der GIS gedämpft wurden, im Vergleich zu einer nicht gedämpften VFT.

Die Ursache für die erhöhte erste VFT-Spitze ist die Reflektion an den Ringbandkernen. Dadurch kommt es direkt vor den Ringbandkernen zu einer Überlagerung aus der einlaufenden und reflektierten VFT. Da der Sensor 2 direkt vor der Position 3 der Ringe liegt, kann die Überlagerung in diesem Fall gemessen werden. Sind die Ringe an Position 4 eingebaut, führen sie zu keiner effektiven Dämpfung. Als Grund dafür kann das offene Ende der GIS, vor dem die Ringe direkt angeordnet sind, angesehen werden. Ein offenes Ende ist für eine stehende Welle, wie sie sich in der GIS ausbildet, ein Stromknoten. Dies bedeutet, dass durch die Ringbandkerne kein Strom fließt und somit kein magnetisches Feld die Ringe durchsetzt. Wird das GIS-Ende durch Kupferbänder kurzgeschlossen, kann mit Ringen an Position 4 ebenfalls eine Dämpfung erzielt werden.

Bisher wurden die Ringe stets direkt nebeneinander um den Innenleiter angeordnet. Durch eine verteilte Anordnung der Ringe, wie sie in Abbildung 4-51 an Position 2 und 3 dargestellt ist, wird die Impedanz der Ringe über eine längere Distanz verteilt. Position 1 befindet sich direkt an der Funkenstrecke. Jeweils vier Ringbandkerne wurden auf beiden Seiten der Funkenstrecke angeordnet.

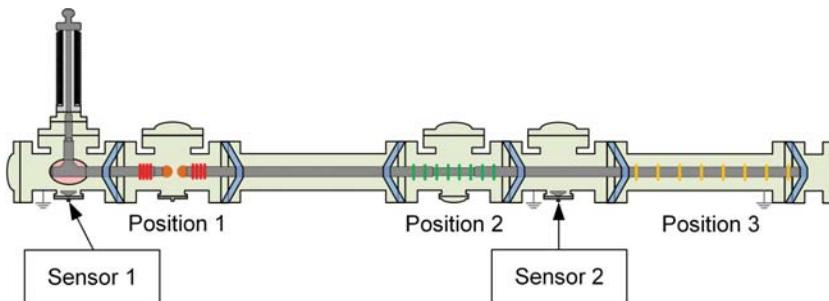


Abbildung 4-51: Einbauorte von jeweils acht über eine längere Strecke verteilte Ringbandkerne des Typs M-617 zur Untersuchung der Auswirkungen unterschiedlicher Positionen auf die Dämpfung.

Sind die Ringe auf beiden Seiten der Funkenstrecke (Position 1) und verteilt an Position 2 angeordnet, kann am Sensor 2 näherungsweise die gleiche Dämpfung wie bei direkt nebeneinander angeordneten Ringen, die sich zwischen Funkenstrecke und Sensor 2 befinden, gemessen werden. Es sind jeweils acht Ringe wirksam. Somit bleiben die Gesamtimpedanz und damit auch die Gesamtdämpfung konstant und vom Abstand zwischen den Ringbandkernen unabhängig. Die Erhöhung der ersten VFT-Spitze fällt jedoch geringer aus, wenn die Ringe an Position 3 über eine längere Strecke verteilt sind. Der Impedanzsprung an den Ringbandkernen, die mit

Abstand zueinander angeordnet sind, ist somit niedriger als an mehreren direkt nebeneinander liegenden Ringen. Da sich bei dieser Anordnung einige Ringe bereits in der Nähe des offenen Endes der GIS befinden und dadurch mit weniger Strom durchflossen werden, ist die Dämpfung der folgenden VFT-Spitzen zunächst etwas geringer.

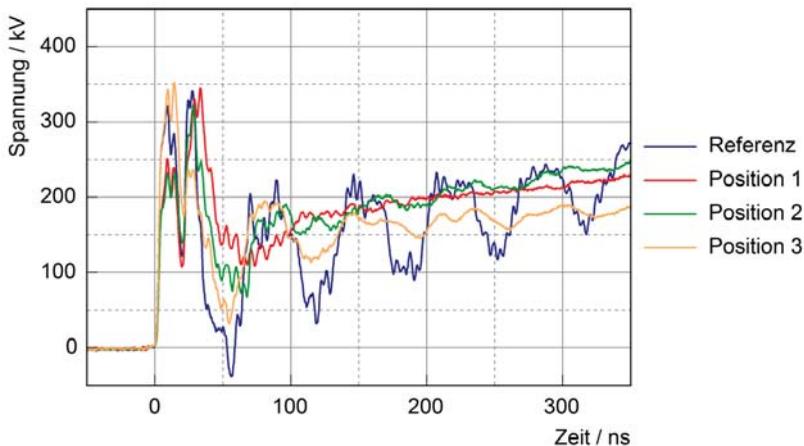


Abbildung 4-52: VFTs am Sensor 2, die mit jeweils acht über eine längere Strecke verteilten Ringbandkernen vom Typ M-617 an unterschiedlichen Positionen in der GIS gedämpft wurden, im Vergleich zu einer nicht gedämpften VFT.

Die Auswertung der Messungen am Sensor 1 ergaben, dass durch die Anordnung von jeweils vier Ringen beidseitig der Funkenstrecke bereits die erste Spitze der VFTs gedämpft wird. Dies kann darauf zurückgeführt werden, dass die VFT-Welle bereits vier Ringbandkerne durchläuft, bevor sie am Sensor 1 gemessen wird.

4.3.3.5 Einfluss unterschiedlicher VFT-Parameter

In zahlreichen Versuchen wurde untersucht, ob Grundfrequenz, Anstiegszeit und Amplitude der VFTs Einfluss auf das Dämpfungsvermögen der VFTs hat. Die Grundfrequenz der VFTs wurde durch unterschiedliche Abschlüsse des GIS-Endes zwischen 15 MHz und 7,5 MHz variiert. Zur Änderung der Anstiegszeit wurden Druck und Abstand der Funkenstrecke geändert. Werte zwischen rund 3,5 ns und 10 ns wurden erzielt. Die Amplitude der VFTs konnte mit Hilfe der angelegten Stoßspannung und den Parametern der Funkenstrecke variiert werden. Es wurden VFTs mit Amplituden zwischen 200 kV und über 500 kV untersucht. Die Auswertung dieser

Messergebnisse ergab keine Abhängigkeit der Dämpfungseigenschaften nanokristalliner Ringbandkerne von diesen Parametern der VFTs.

4.3.3.6 Verluste der Ringbandkerne bei hohen Strömen mit Netzfrequenz

Für den Einsatz der nanokristallinen Ringbandkerne in einer GIS muss gewährleistet sein, dass durch den Einsatz der Ringe bei Nennbetrieb keine bedeutsamen Verluste entstehen. Aufgrund der Eigenschaften der Ringe sind die Verluste im Nennfrequenzbereich vernachlässigbar. Hinzu kommt, dass die Ringe bei bereits einigen Ampere in Sättigung sind und dadurch ihre niederfrequenten magnetischen Eigenschaften nahezu komplett verlieren. Bei einem Versuch mit hohen Strömen wurde nachgewiesen, dass keine Verluste bei Nennbetrieb entstehen. Dazu wurden hohe Ströme (50 Hz) mit Hilfe von zwei parallel verlaufenden Kabeln durch einen Ring vom Typ M-457 geführt. Zur Erhöhung des gesamten Stroms durch den Ring wurden die Kabel mehrfach durch den Ring gewickelt. Somit wurde ein maximaler Gesamtstrom von rund 3,4 kA erzielt. Mit einem Infrarotthermometer wurde die Temperatur der Ringe überwacht. Nach mehreren Stunden Versuchsdauer waren die Ringe an ihrer Außenseite nur vernachlässigbar erwärmt. Die geringfügige Erwärmung des Ringbandkerns kann auf die von den Kabeln thermisch abgestrahlte Energie zurückgeführt werden, da diese sich auf über 100 °C erwärmt hatten. Eine anschließende Untersuchung der Eigenschaften des Rings ergab keine Veränderung. Daraus kann gefolgert werden, dass die Ringe im niederfrequenten Bereich (50 Hz) keine Verluste verursachen und auch nicht durch hohe Nennströme beschädigt werden.

4.3.3.7 Teilentladungen bei Einsatz von Ringbandkernen

Mit einem spezifischen elektrischen Widerstand von 115 $\mu\Omega\text{cm}$ ist die nanokristalline Legierung leitfähig. Durch die Kunststoffummantelung ist sie mit geringem Abstand vom hochspannungsführenden Innenleiter isoliert. Dadurch führen die scharfen Kanten der Ringe, die aus rund 20 μm dünnen Bändern gewickelt sind, zu Teilentladungen (TE) bei Wechselfspannungsbeanspruchung. Um das TE-Verhalten zu untersuchen, wurde ein Ring mit 20 cm Durchmesser auf den Innenleiter einer GIS geschoben und mit 50 Hz Wechselfspannung beaufschlagt.

Bei etwa 40 kV setzen Teilentladungen ein. Diese treten sowohl in der positiven als auch in der negativen Flanke bis jeweils kurz vor dem Maximum der anliegenden Spannung auf. Das Teilentladungsmuster ist in Abbildung 4-53 dargestellt und zeigt typische Charakteristika einer Gleit- oder Oberflächenentladung auf [Küchler, 2009].

Diese können im Spalt zwischen nanokristallinen Bändern, Kunststoffummantelung und Innenleiter oder zwischen den einzelnen Bandlagen der Ringbandkerne entstehen. Bei Versuchen, bei denen nur das blaue Kunststoffgehäuse auf dem Innenleiter montiert war, konnten bis zur maximalen Versuchsspannung (80 kV) keine Teilentladungen gemessen werden.

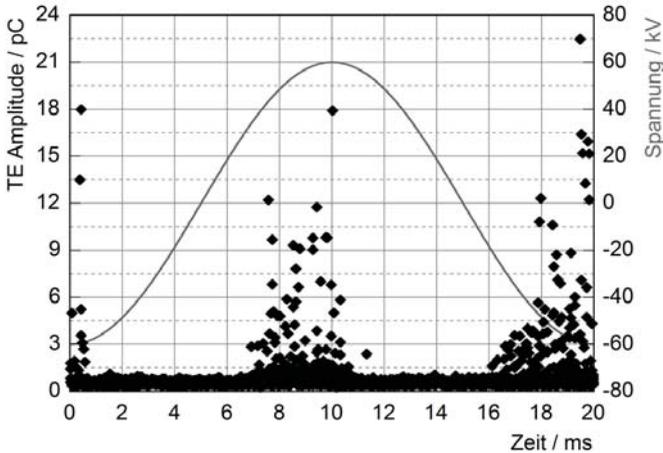


Abbildung 4-53: Phasenaufgelöstes Teilentladungsmessungsmuster eines Ringbandkerns, der um einen spannungsführenden Innenleiter angeordnet ist.

Um die Teilentladungen zu verhindern können die Ringbandkerne unter einer Schirmelektrode angeordnet werden. Zu diesem Zweck wurde bei einem Versuch ein Aluminiumrohr als Schirmelektrode in den Versuchsaufbau integriert. Das Rohr wurde einseitig mit dem Innenleiter leitend verbunden, so dass 13 Ringbandkerne darunter angeordnet werden konnten (Abbildung 4-54).

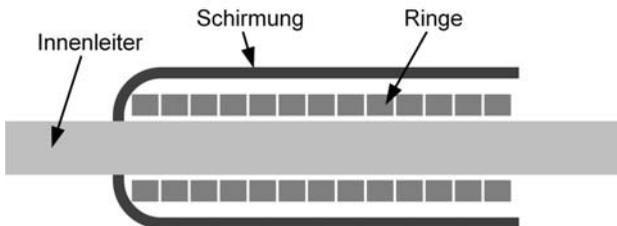


Abbildung 4-54: Skizze der untersuchten Schirmanordnung mit 13 Ringen vom Typ M-457.

Bei Versuchen mit VFTs konnte mit den geschirmten Ringbandkernen dieselbe Dämpfung erzielt werden wie mit nicht geschirmten. Dies kann darauf zurückgeführt werden, dass der Strom auch trotz der Schirmung durch die Ringe fließt und dadurch die gleichen magnetischen Felder und Verluste in den Ringen verursacht werden.

Beim Einsatz von Ringbandkernen zur Dämpfung von VFTs muss beachtet werden, dass auch die Ausbreitung von Teilentladungsimpulsen beeinflusst werden kann. Die Impulse einer Teilentladungsquelle können ebenfalls gedämpft werden, so dass sie mittels einer UHF-Messung schwieriger detektiert und lokalisiert werden können. Mit Hilfe eines „Sensitivity Checks“ kann jedoch die Messempfindlichkeit eines UHF-Messsystems nachgewiesen werden [Tröger, 2010]. In Abhängigkeit des Einbausorts der Ringe kann ggf. mit zusätzlichen UHF-Sensoren eine ausreichende TE-Sensitivität sichergestellt werden.

4.3.3.8 Alterung der Ringbandkerne

Im Rahmen der Untersuchungen wurden die Ringbandkerne zahlreichen Tests unterzogen. Einige der Ringe wurden dabei weit über 1000 VFTs ausgesetzt. Zur Überprüfung von Alterungserscheinungen wurde am Ende der Untersuchungen der Test, bei dem die Ringbandkerne erstmals eingesetzt wurden, reproduziert. In Abbildung 4-55 werden die Ergebnisse der ersten Messung mit denen der reproduzierten Messung verglichen.

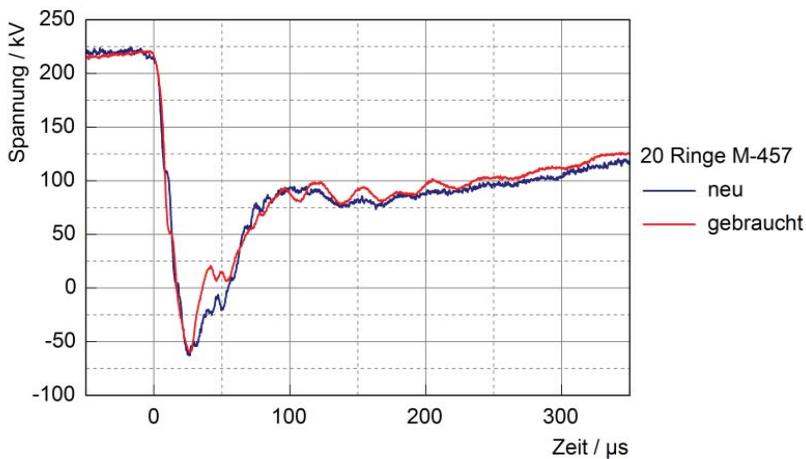


Abbildung 4-55: VFTs, die mit jeweils 20 Ringen unterschiedlichen Alters vom Typ M-457 gedämpft wurden (Sensor 1).

20 Ringe vom Typ M-457 wurden unter den gleichen Rahmenbedingungen wie beim ersten Test untersucht. Sowohl die Durchschlagsspannung der Kugelfunkenstrecke als auch die Anordnung des Versuchsaufbaus wurden an die ersten Versuche angepasst. Bei beiden Messungen ist die Dämpfung der VFTs nahezu gleich. Somit kann festgestellt werden, dass das Dämpfungsverhalten durch die VFT-Beanspruchung der Ringbandkerne während der Untersuchungen nicht beeinflusst wurde. Es kann davon ausgegangen werden, dass aufgrund von VFTs keine Alterung und Abnahme der Dämpfungsfähigkeit verursacht wird. Andere Alterungsmechanismen (z.B. thermisch) sind im Rahmen dieser Arbeit nicht untersucht worden und sollten zukünftig noch betrachtet werden.

4.3.4 Simulationsmodell nanokristalliner Ringbandkerne

Wie beispielsweise in [Zenkner, 2000] oder [Hilzinger, 2013] beschrieben, können weichmagnetische Bauteile mit Hilfe einer Serienschaltung aus einer Induktivität und einem Widerstand abgebildet werden. Diese Annahme ist jedoch nur gültig, solange die Materialien in ihrem Arbeitsbereich betrieben werden und nicht magnetisch gesättigt sind. Im gesättigten Zustand verlieren magnetische Materialien ihre magnetischen Eigenschaften nahezu vollständig. Des Weiteren haben die Messungen der Ringeigenschaften in Kapitel 4.3.1.5 gezeigt, dass für Frequenzen oberhalb von 1 MHz die Serieninduktivität verschwindend gering ist. Da bei VFT-Beanspruchung sowohl die Ringe in Sättigung betrieben werden als auch Frequenzanteile von über 1 MHz vorherrschen, können die Ringbandkerne hinreichend genau durch lediglich einen reinen Widerstand abgebildet werden. Der Betrag dieses Widerstands kann mit Hilfe des in Kapitel 4.3.2 vorgestellten Verfahrens direkt bei VFT-Beanspruchung bestimmt werden.

Zur Verifizierung dieses Modells werden ein oder mehrere Widerstände in das im Kapitel 3.3 vorgestellte SPICE-Modell des Versuchsaufbaus integriert. Um eine Vergleichbarkeit der Simulationsergebnisse mit den Messergebnissen sicherzustellen muss der Ort, an dem die Ringe in die Simulation integriert werden, dem Einbauort im Versuchsaufbau entsprechen. Abbildung 4-56 zeigt das Gesamtmodell mit integriertem Widerstand. Als Betrag wird zunächst 40Ω verwendet. Dies entspricht acht Ringbandkernen vom Typ M-617 mit jeweils einer Impedanz von 5Ω .

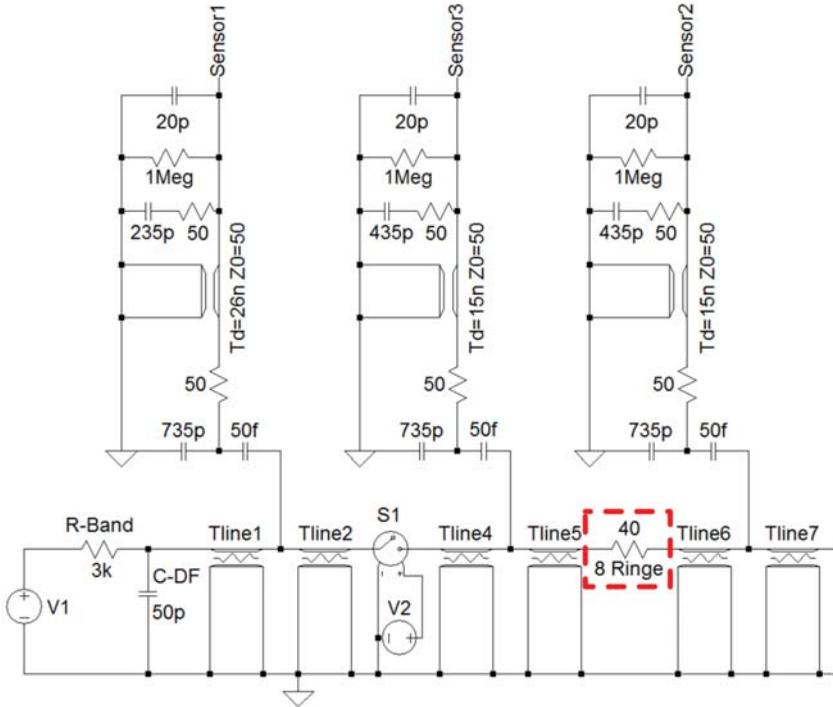


Abbildung 4-56: Simulationsmodell mit einem $40\ \Omega$ Widerstand als Modell für acht Ringe vom Typ M-617 mit jeweils $5\ \Omega$ Widerstand.

In Abbildung 4-57 sind die Ergebnisse der Messung (blau) und der Simulation (rot) einander gegenübergestellt. Beispielhaft erfolgt dies mit den Ergebnissen von Sensor 2. Vor allem die erste Spitze der VFT wird durch die Simulation sehr gut abgebildet. Im Vergleich zur Referenzmessung ohne Ringe (grau) kann die erste Spitze um etwa 20 % gedämpft werden. Aber auch im weiteren Verlauf der VFT bildet die Simulation das Messergebnis hinreichend genau ab.

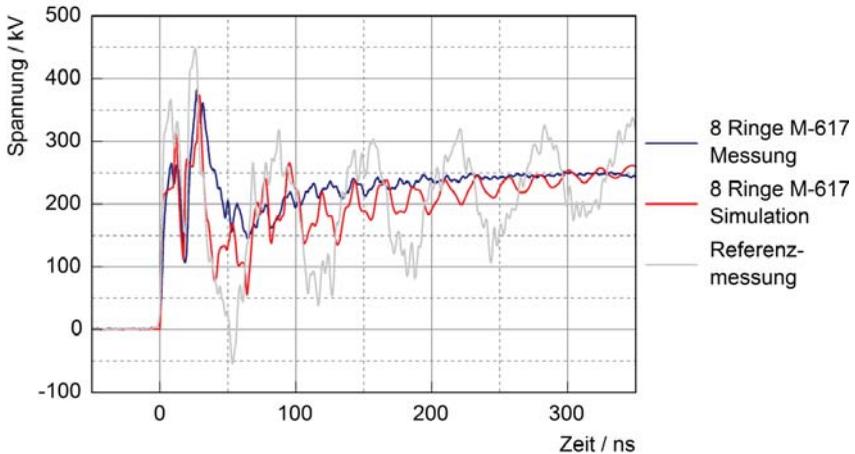


Abbildung 4-57: Vergleich einer gemessenen (blau) und simulierten (rot) VFT am Sensor 2 mit jeweils acht Ringbandkernen vom Typ M-617. Grau hinterlegt ist eine Referenzmessung ohne Ringbandkerne.

Weitere Versuche mit unterschiedlich vielen Ringbandkernen und unterschiedlicher Permeabilität bestätigten diese Ergebnisse. Betrachtet man alle Ergebnisse der Simulationen, kann gesagt werden, dass sowohl das Modell der GIS als auch das Modell der Ringbandkerne hinreichend genaue Ergebnisse liefern. Somit ist gezeigt, dass sich die Ringbandkerne unter dem Einfluss von VFTs wie ein einfacher Ohm'scher Widerstand verhalten und damit hinreichend genau abgebildet werden können.

4.3.5 Bewertung der nanokristallinen Ringbandkerne

Die Untersuchung des Dämpfungspotentials von nanokristallinen Ringbandkernen ergab sehr gute Resultate. Mit der Erhöhung der Anzahl eingebauter nanokristalliner Ringbandkerne lässt sich die Dämpfung nahezu beliebig steigern. Mit allen 38 zur Verfügung stehenden Ringen kann eine beinahe vollständige Dämpfung der VFTs erzielt werden. Dabei kann mit Ringmaterialien, deren Permeabilität relativ hoch ist, eine bessere Dämpfung erreicht werden als mit niederpermeablen Materialtypen. Es konnte gezeigt werden, dass die Ringe im Nennbetrieb keine Verluste verursachen. Um Teilentladungserscheinungen zu vermeiden, müssen die Ringe unter Schirmelektroden angeordnet werden. Dadurch ist die Installation der Ringe in einer GIS sehr einfach möglich. Die Ringe können verteilt in der GIS oder an bestimmten

Orten konzentriert angeordnet werden. Dabei muss allerdings darauf geachtet werden, dass durch Reflektionen an der durch die Ringe eingefügten Impedanz auch lokale Erhöhungen der VFT-Spannung möglich sind. Daher liegt es nahe, die Ringe möglichst direkt an der Entstehungsquelle der VFTs zu positionieren.

Aufgrund des nur qualitativen Verständnisses der Vorgänge innerhalb der Ringbandkerne können das Verhalten und die Dämpfung der Ringe nicht berechnet werden. Es wurde eine Messtechnik entwickelt, um die Eigenschaften der Ringe bei VFT-Bearspruchung zu bestimmen. Mit Hilfe der dabei gewonnenen Ergebnisse lässt sich die Dämpfung der VFTs durch die nanokristallinen Ringbandkerne in einer SPICE-Simulation abschätzen. Dabei konnte gezeigt werden, dass sich die Ringbandkerne näherungsweise wie ein Ohm'scher Widerstand verhalten, wenn sie durch VFTs beansprucht werden.

4.4 Vergleich der untersuchten Dämpfungsstrategien

Das wichtigste Kriterium zur Bewertung der einzelnen Strategien zur Dämpfung von VFTs ist das Dämpfungspotential der jeweiligen Methode. Dabei müssen für eine Gesamtbeurteilung neben der absoluten Dämpfung der VFT-Amplitude auch weitere Parameter berücksichtigt werden. So konnten bei der Untersuchung der Dämpfungsmethoden unterschiedliche Abhängigkeiten von den VFT-Eigenschaften (z.B. Grundfrequenz) und teilweise auch ein zeitlich verzögertes Einsetzen der Dämpfung festgestellt werden. Neben dem Dämpfungspotential muss aber auch die technische Umsetzung in einer GIS im Auge behalten werden. Da alle drei untersuchten Methoden im Nennbetrieb vernachlässigbare Verluste verursachen, muss dieses Unterscheidungsmerkmal nicht weiter verfolgt werden[Burow, 2014].

In Tabelle 4-4 werden die drei Dämpfungsmethoden anhand ihrer wichtigsten Eigenschaften verglichen. Neben dem Dämpfungspotential, das sowohl anhand der Dämpfung der ersten VFT-Spitze als auch anhand der Dämpfung der darauf folgenden Spitzen betrachtet wird, ist eine Einschätzung der technischen Umsetzbarkeit aufgeführt. Die angegebenen Werte der Dämpfungen entsprechen dabei der jeweils maximalen Dämpfung, die bei den Versuchen mit den unterschiedlichen Methoden erzielt werden konnte. Die Ergebnisse, die in Tabelle 4-4 dargestellt sind, werden in den beiden folgenden Kapiteln näher erläutert.

	Dämpfung der ersten VFT- Spitze (in %)	Dämpfung der folgenden VFT-Spitzen (in %)	Aufwand für technische Umsetzbarkeit
Hohlraum- resonator	0	35 *	hoch
Spiralförmig geschlitzter Innenleiter mit Metalloxidvaristoren	40 **	nahezu 100 **	mäßig
Nanokristalline Ringbandkerne	85	nahezu 100	gering

* Diese Dämpfung tritt erst nach einigen 100 ns ein

** Unterschiedliche Versuchsparameter führten zu den jeweiligen Resultaten

Tabelle 4-4: Vergleich der Eigenschaften der unterschiedlichen Dämpfungsmethoden

4.4.1 Dämpfungspotential der untersuchten Methoden

Die Untersuchung von Hohlraumresonatoren, die um den Innenleiter einer GIS angeordnet sind, ergab ein mäßiges Dämpfungspotential dieser Methode. In Abbildung 4-12 ist dies beispielhaft an Messergebnissen dargestellt. Bei den Versuchen war es nicht möglich, die ersten Spitzen der VFTs zu dämpfen. Erst nach einigen 100 ns wurde eine leichte Dämpfung der VFTs im Bereich von rund 35% ersichtlich. Dieser Verzug der Dämpfung lässt sich auf die Zeit zurückführen, die das System zum Einschwingen benötigt. Um eine möglichst große Dämpfung zu erzielen, muss ein Widerstand im Spalt des Resonators Energie absorbieren. Mit Hilfe der Simulation konnte gezeigt werden, dass die beste Dämpfung erzielt werden kann, wenn der Widerstand an die Wellenimpedanz des Hohlraums angepasst ist. Ein Überschlag im Spalt muss vermieden werden, da dadurch der Resonator kurzgeschlossen wird und die VFTs nicht gedämpft werden. Ebenso zeigten die Versuche auf, dass diese Dämpfungsmethode sehr frequenzselektiv ist. Nur bei näherungsweise Gleichheit von VFT-Grundfrequenz und Resonanzfrequenz des Resonators konnte der oben beschriebene Dämpfungseffekt erzielt werden. Eine Verdoppelung der VFT-Grundfrequenz bei konstanter Resonanzfrequenz des Resonators führte dazu, dass die VFTs nicht gedämpft wurden.

Eine Dämpfung der ersten VFT-Spitze von rund 40 % konnte in den Versuchen mit Hilfe eines spiralförmig geschlitzten Innenleiters und dazu parallel geschalteten Metalloxidvaristoren erzielt werden (z.B. Abbildung 4-31). Die erste Spitze der VFTs

wird besonders gut gedämpft, wenn der Ableiter eine hohe Ansprechspannung besitzt. Dies führt jedoch dazu, dass die weiteren Spitzen der VFTs weniger gedämpft werden und die transiente Überspannung langsamer abklingt. Durch eine niedrigere Bemessungsspannung des Varistors wird hingegen erreicht, dass die VFTs im Bereich nach der ersten Spitze besser gedämpft werden. Die Versuche zeigten auch, dass durch eine zu hohe Bemessungsspannung die Anregung einzelner GIS-Teile und dadurch Schwingungen mit höherer Frequenz verursacht werden kann. Auf die Dämpfung dieser Methode haben Steilheit und Grundfrequenz der VFT einen geringen Einfluss. Das optimale Verhältnis zwischen Bemessungsspannung der Varistoren und Induktivität des geschlitzten Innenleiters kann mit Hilfe des Simulationsmodells bestimmt werden.

Die beste Dämpfung konnte mit nanokristallinen Ringbandkernen, die um den Innenleiter angeordnet sind, erzielt werden. Mit der Erhöhung der Anzahl eingebauter nanokristalliner Ringbandkerne lässt sich die Dämpfung nahezu beliebig steigern. Wie in Abbildung 4-44 ersichtlich ist, kann mit beispielsweise 38 Ringen eine nahezu vollständige Dämpfung der VFTs erzielt werden. Die Versuche zeigten, dass mit hochpermeablen Ringen eine größere Dämpfung erzielt werden kann als mit niederpermeablen. Ebenso empfiehlt es sich die Ringbandkerne in Bereichen mit möglichst großem magnetischem Feld zu installieren. Im Nennbetrieb konnten keine Verluste durch die Ringbandkerne nachgewiesen werden. Unterschiedliche VFT-Parameter (z.B. Steilheit, Frequenz und Amplitude) hatten keinen Einfluss auf die Dämpfung. Da die Ringe eine Impedanzerhöhung darstellen und somit zu zusätzlichen Reflektionen führen, kann eine lokale Erhöhung der VFT-Amplitude auftreten. Die der Dämpfung zu Grunde liegenden Verlustmechanismen des nanokristallinen Materials sind lediglich qualitativ bekannt, da durch die VFTs die Sättigung der Kerne erfolgt. Daher wurde ein Messverfahren entwickelt, um das Verhalten der Ringbandkerne abschätzen zu können. Mit den dadurch gewonnenen Ergebnissen und dem entwickelten Simulationsmodell lässt sich die Dämpfung der Ringe berechnen.

Mit den in dieser Arbeit gewonnenen Erkenntnissen konnte gezeigt werden, dass sowohl mit einem spiralförmig geschlitzten Innenleiter mit Metalloxidvaristoren als auch mit nanokristallinen Ringbandkernen eine Dämpfung erzielt werden kann, durch die die Amplituden der VFTs auf Werte unterhalb der Bemessungs-Blitzstoßspannung begrenzt werden können. Mit beiden Konzepten ist es möglich auch eine deutlich größere Dämpfung zu erzielen, so dass die VFT-Amplituden noch deutlich geringer werden. Das Dämpfungspotential der Hohlraumresonatoren scheint aufgrund der gewonnenen Erkenntnisse nicht ausreichend zu sein, um eine

zuverlässige Begrenzung der VFT-Amplituden auf die Bemessungs-Blitzstoßspannung sicherstellen zu können.

4.4.2 Technische Umsetzbarkeit der untersuchten Methoden

Hohlraumresonatoren können in einer GIS durch die Anpassung von großen Schirmelektroden, wie sie beispielsweise an Trennschaltern zum Einsatz kommen, integriert werden. Dazu müssen die Schirmelektroden mit einem Spalt versehen werden, der die Kapazität des Resonators darstellt. Zusammen mit einer Induktivität, die der Hohlraum unter der Schirmelektrode bildet, entsteht ein Schwingkreis, dessen Resonanzfrequenz, wie in Kapitel 4.1.2.2 gezeigt, durch beide Parameter angepasst werden kann. Die räumliche Ausdehnung dieser Schirmelektroden kann jedoch den Einstellbereich der möglichen Resonanzfrequenzen limitieren. Dabei muss darauf geachtet werden, dass das dielektrische Design der Gesamtanlage nicht gestört wird. Zur Absorption der Energie muss ein Widerstand im Resonator integriert sein. Dieser muss so dimensioniert und angeordnet sein, dass er zu keinem Überschlag im Spalt führt. Die Grundfrequenzen der VFTs werden durch die Schaltzustände einer GIS beeinflusst, so dass unterschiedliche und abwechselnde Grundfrequenzen möglich sind. Da die gewonnenen Erkenntnisse auf eine relativ hohe Frequenzselektivität hindeuten, müssen entweder breitbandigere Hohlraumresonatoren zum Einsatz kommen oder mehrere Hohlräume an unterschiedliche Frequenzen angepasst werden. Beide Maßnahmen müssten individuell für jede Anlage angepasst werden. Die technische Umsetzung dieser Punkte ist in weiten Teilen noch unklar.

Die Herausforderung bei der Realisierung des induktiven Innenleiters mit Metalloxidvaristoren ist die Dimensionierung und Herstellung des geschlitzten Innenleiterstücks. In Abhängigkeit des SF₆-Drucks muss der Schlitz so gestaltet sein, dass durch Überspannungen keine Überschläge im Schlitz entstehen. Darüber hinaus muss auch eine ausreichende Isolationsfestigkeit zwischen GIS-Innenleiter und -Kapselung sichergestellt sein. Da durch die Schlitzung der für den Stromfluss zur Verfügung stehende Querschnitt verringert wird, muss auch auf eine ausreichende Stromtragfähigkeit des geschlitzten Leiters geachtet werden. Durch diese Einschränkung wird die Ganghöhe der spiralförmigen Schlitzte und damit die Induktivität des geschlitzten Leiters direkt beeinflusst. Zur Ableitung von nicht transienten Überspannungen kommen Metalloxidvaristoren in GIS bereits heute standardmäßig zum Einsatz. Daher sind im Bereich der Ableiter keine größeren technischen Probleme zu erwarten.

Bei der Integration nanokristalliner Ringbandkerne in einer GIS muss darauf geachtet werden, dass die Ringe unterhalb einer Schirmelektrode angebracht sind, um Teilentladungen zu verhindern. Wie in Kapitel 4.3.3.7 nachgewiesen wurde, wird durch Schirmungsmaßnahmen das Dämpfungspotential der Ringe nicht beeinflusst. Zahlreiche in einer GIS bereits vorhandene Schirmelektroden könnten dazu verwendet werden (z.B. Schirmungen über Steckkontakte). Die Größe der Ringbandkerne kann in Absprache mit den Herstellern an die für einen optimalen Einbau in einer GIS notwendigen Abmessungen angepasst werden. Durch die unkomplizierte Integration der Ringe in einer GIS ist es durchaus auch vorstellbar, vorhandene GIS mit nanokristallinen Ringbandkernen nachzurüsten ohne beträchtliche Änderungen am GIS-Design und -Topologie vornehmen zu müssen.

Zusammenfassend lässt sich festhalten, dass der technische Aufwand zur Umsetzung der Dämpfungsmethoden bei nanokristallinen Ringbandkernen am geringsten ist. Die Ringe können um den Innenleiter angeordnet werden und müssen nur mit einer einfachen Schirmelektrode abgedeckt werden. Die einfache Installation ermöglicht sogar die Nachrüstung bestehender GIS. Die technische Ausführung eines geschlitzten Innenleiters mit parallelen Metalloxidvaristoren erfordert zunächst deutlich mehr Aufwand. Es müsste ein standardisiertes Element entwickelt werden, das in den GIS zum Einsatz kommt. Eine großteils noch ungeklärte technische Realisierung erschwert hingegen den Einsatz eines Hohlraumresonators. Mit dem vorgestellten Resonatormodell konnte zwar das Dämpfungsprinzip untersucht werden. Jedoch eignet sich vor allem die Umsetzung des Resonators und des Spalts nicht für den Einsatz in einer realen GIS. Hinzu kommt, dass das Resonatordesign an die Grundfrequenzen der möglichen VFTs einer Anlage angepasst werden muss.

5 Zusammenfassung

Für die Untersuchung neuer Methoden zur Dämpfung von VFTs wurde im Rahmen dieser Arbeit zunächst ein Versuchsaufbau mit geeigneter Messtechnik entwickelt. Dieser ermöglicht die Erzeugung von VFTs mit Amplituden von bis zu 800 kV mit sehr guter Reproduzierbarkeit. Das speziell angepasste Messsystem weist bis etwa 100 MHz eine konstante Übertragungsfunktion auf und stellt dadurch eine exakte Messung der VFTs sicher.

Mit Hilfe der untersuchten Dämpfungsmethoden konnten die Amplituden der VFTs gedämpft und dadurch auf einfacher zu beherrschende Werte reduziert werden. Die folgenden drei neuen und innovativen Ansätze zur Dämpfung von VFTs entwickelt und untersucht:

- Hohlraumresonatoren
- Spiralförmig geschlitzter Innenleiter mit Metalloxidvaristoren
- Nanokristalline Ringbandkerne

Neben der theoretischen Beschreibung der Funktionsweise wurde das Dämpfungspotential aller drei Methoden in einem GIS-Versuchsaufbau unter Hochspannung getestet und auf Basis der Versuchsergebnisse Simulationsmodelle entwickelt. Für die Untersuchung der Dämpfungsprinzipien sind reale Modelle konstruiert worden, anhand deren das Dämpfungsverhalten und die Funktionsweise analysiert werden konnten. Für die Versuchsdurchführung wurden VFTs, die Amplituden von mehreren 100 kV und Anstiegszeiten von rund 3,5 ns aufweisen, erzeugt. Die Simulationsmodelle, mit denen das Dämpfungspotential und die Charakteristika der einzelnen Dämpfungsmethoden abgebildet werden können, wurden in LTspice erstellt.

Als Hohlraumresonatoren können speziell angepasste Schirmelektroden verwendet werden, die in GIS zur Homogenisierung des elektrischen Feldes eingesetzt werden. Der Hohlraum unterhalb der Schirmelektrode stellt dabei die Induktivität eines elektrischen Schwingkreises dar. Durch einen Spalt in der Schirmelektrode wird die nötige Kapazität gebildet. In den entwickelten Modellen eines Hohlraumresonators wird sowohl der Spalt als auch der Hohlraum durch Aluminiumrohre gebildet, die um den Innenleiter der GIS angeordnet sind. Es konnte gezeigt werden, dass beide Parameter variiert werden können. Durch eine Variation dieser Parameter lässt sich die Resonanzfrequenz des Hohlraumresonators in gewissen geometrischen Grenzen an die Grundfrequenz der VFTs anpassen. Im Ergebnis führte die Untersuchung

dieser Dämpfungsmethode mit einem an die VFTs angepassten Hohlraumresonator jedoch lediglich zu einer geringfügigen Dämpfung der VFTs. Zudem ist es nicht möglich, die ersten Spitzen der VFTs zu reduzieren. Erst nach einigen 100 ns kann eine leichte Dämpfung der VFT-Spitzen festgestellt werden. Um den VFTs die Energie zu entziehen, muss ein Widerstand parallel zum Spalt, der die Kapazität des Schwingkreises bildet, installiert werden. Für die vorgestellten Grundlagenversuche wurde dazu ein Widerstand aus Salzwasser konstruiert. Die Versuche ergaben, dass der Widerstand und der Spalt so dimensioniert sein müssen, dass kein Überschlag entstehen kann. Mit Hilfe des Simulationsmodells konnte außerdem gezeigt werden, dass ein Widerstand, der den Resonator passend abschließt und zu keinem Überschlag im Spalt führt, die größtmögliche Dämpfung erzielt. Darüber hinaus ist diese Dämpfungsmethode sehr frequenzabhängig. Stimmen die Resonanzfrequenz des Resonators und die Grundfrequenz der VFTs nicht überein, werden die VFTs nicht gedämpft.

Eine Dämpfung der ersten VFT-Spitze von bis zu 40 % konnte durch ein spiralförmig geschlitztes Innenleiterstück, in dessen Inneren Metalloxidvaristoren parallel geschaltet sind, erzielt werden. Dabei führt die spiralförmige Schlitzung des Innenleiterrohrs zu einer Induktivität von wenigen μH im Zuge des Innenleiters. Durch die hochfrequenten VFTs fällt über der Induktivität Spannung ab. Übersteigt diese Spannung die Bemessungsspannung der Metalloxidvaristoren, die im Inneren des Innenleiters parallel zur Induktivität angeordnet sind, fließt Strom durch die Varistoren. Durch die Restspannung der leitfähigen Varistoren wird Energie in Wärme umgesetzt und die VFTs gedämpft. Mit Hilfe von zwei Modellen wurden Erkenntnisse zur Funktion und dem Potential dieser Dämpfungsmethode gewonnen. Während beim ersten Modell die Induktivität noch aus einer Drahtwicklung bestand, wurde für das zweite Modell ein spiralförmig geschlitzter Innenleiter angefertigt. Durch eine Variation der effektiven Induktivität und der Anzahl eingebauter Varistoren konnte gezeigt werden, dass vor allem das Verhältnis von Bemessungsspannung der Varistoren zur Induktivität des geschlitzten Leiters große Auswirkungen auf die Dämpfung der VFTs hat. So kann durch eine Änderung dieses Verhältnisses entweder die Dämpfung der ersten VFT-Spitze oder die der darauffolgenden VFT-Spitzen gesteigert werden. VFT-Parameter wie Grundfrequenz und Anstiegszeit haben hingegen lediglich einen geringfügigen Einfluss auf die Dämpfung. Das Verhältnis von Induktivität zur Bemessungsspannung, bei dem die meiste Energie durch die Varistoren absorbiert und damit die insgesamt beste

Dämpfung erzielt wird, kann mit dem entwickelten Simulationsmodell berechnet werden.

Mit nanokristallinen Ringbandkernen lässt sich ebenfalls eine ausgezeichnete Dämpfung erzielen. Dazu müssen die Ringbandkerne um den Innenleiter der GIS angeordnet werden. Durch die Installation von hinreichend viel nanokristallinem Material kann eine nahezu vollständige Dämpfung der VFTs erzielt werden. Durch den Einsatz von weniger nanokristallinen Ringbandkernen wird eine von der Anzahl der eingebauten Kerne und deren Materialeigenschaften abhängige Dämpfung erzielt. In zahlreichen Versuchen mit unterschiedlichen Materialtypen konnten grundlegende Erkenntnisse über die Dämpfungseigenschaften gewonnen werden. Dabei konnte gezeigt werden, dass im Nennbetrieb keine nennenswerten Verluste durch die Ringbandkerne erzeugt werden und dass nanokristallines Material mit höherer Permeabilität eine bessere Dämpfung erzeugt. Um Teilentladungen an den Ringbandkernen zu verhindern, müssen diese durch Elektroden abgeschirmt werden. Mit den vorgestellten Versuchen konnte gezeigt werden, dass die nanokristallinen Ringbandkerne bei VFT-Beanspruchung, die zur magnetischen Sättigung des Materials führt, einen Ohm'schen Widerstand darstellen und dadurch die VFTs dämpfen. Da das Verhalten des nanokristallinen Materials bei Sättigung nicht vollständig bekannt ist und daher die Eigenschaften der Ringbandkerne im gesättigten Zustand nicht berechnet werden können, wurde eine Methode entwickelt, um die Eigenschaften in diesem Zustand zu messen. Mit Hilfe der Messergebnisse und dem entwickelten Simulationsmodell kann die Dämpfung abgeschätzt werden, die durch eine bestimmte Anzahl an Ringbandkernen eines Materialtyps erzielt werden kann.

Zusammenfassend kann festgestellt werden, dass die vorliegende Arbeit keine effektive Dämpfung durch den Einsatz von Hohlraumresonatoren nachweisen konnte. Schwierigkeiten ergeben sich vor allem bei der Entwicklung eines für reale Anwendungen geeigneten Designs des Spalts. Ebenfalls müsste eine Strategie, die die Dämpfung der ersten VFT-Spitzen und VFTs mit unterschiedlichen Grundfrequenzen ermöglicht, entwickelt werden. Das Dämpfungspotential und die Funktionsprinzipien der beiden anderen Dämpfungsmethoden konnte im Rahmen dieser Arbeit grundsätzlich nachgewiesen und erklärt werden. Für eine Integration in GIS sind jedoch weitere Parameterstudien und Designoptimierungen nötig. Ein weiterer, notwendiger Schritt ist die Untersuchung des Dämpfungspotentials im Zuge von realen Trennerschaltungen. Dazu empfehlen sich Testverfahren, wie sie zur Prüfung von Trennschaltern angewendet werden.

Beim Einsatz einer der Dämpfungsmethoden müssen jedoch auch deren Auswirkungen auf bestehende Testverfahren berücksichtigt werden. Vor allem die Auswirkungen auf die Sensitivität von Teilentladungen innerhalb der GIS müssen dabei beachtet werden.

6 Literaturverzeichnis

- [Boeck, 1983] **W. Boeck, J. Kindersberger**, *Destination of the Statistical Time Lag in SF6* 4th International Symposium on High Voltage Engineering, Athen, Griechenland, 1983, vol. 1, paper No. 31.06
- [Boggs, 1982] **S. A. Boggs, F. Y. Chu, N. Fujimoto, A. Krenicky, A. Plessl und D. Schlicht**, *Disconnect Switch Induced Transients and Trapped Charge in Gas-Insulated Substations*, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-101, Issue 10, pp. 3593 – 3602, 1982
- [Boll, 1990] **R. Boll**, *Weichmagnetische Werkstoffe*, 4. Auflage, Vacuumschmelze GmbH, Berlin und München, 1990, ISBN 3-8009-1546-4
- [Buchner, 1995] **D. Buchner**, *Der Energie-Durchschlagsmechanismus in SF6 bei steilen transienten Überspannungen*, Dissertation Technische Universität München, VDI Verlag, Düsseldorf, 1995, ISBN: 3-18-319821-5
- [Burow, 2011] **S. Burow, S. Tenbohlen, W. Köhler, J. Smajic, A. Tröger und W. Holaus** *Can Ferrite Materials or Resonant Arrangements Reduce the Amplitudes of VFTO in GIS?* Proceedings of 17th International Symposium on High Voltage Engineering, Hannover, 2011, paper No. B-035, VDE-Verlag, ISBN 978-3-8007-3364-4
- [Burow, 2012a] **S. Burow, U. Riechert, W. Köhler und S. Tenbohlen**, *New mitigation methods for transient overvoltages in gas insulated substations*, Stuttgarter Hochspannungssymposium, Stuttgart, 2012, pp. 169 – 181, ISBN 978-3-00-037432-6
- [Burow, 2012b] **S. Burow, U. Straumann, W. Köhler und S. Tenbohlen**, *Messung und Dämpfung von sehr schnellen Transienten (VFT) in gasisolierten Schaltanlagen* ETG-Fachbericht, Fulda, 2012, vol. 134, ISBN 978-3-8007-3465-8
- [Burow, 2014] **S. Burow, U. Straumann, W. Köhler und S. Tenbohlen**, *New Methods of Damping Very Fast Transient Overvoltages in Gas Insulated Switchgear* IEEE Transaction on Power Delivery, vol. 29, No. 5, pp. 2332 – 2339, 2014
- [CIGRÉ, 2011] **CIGRÉ**, *Background of Technical Specifications for Substation Equipment Exceeding 800 kV AC*, CIGRÉ Brochure 456, Working Group A3.22, 2011, ISBN 978-2-85873-145-9
- [Dais, 2007] **A. Dais**, *Studie zur Dämpfung von schnellen transienten Überspannungen (VFT) größer 600 kV in gasisolierten Schaltanlagen*, Diplomarbeit Universität Stuttgart, 2007
- [Ferch, 2013] **M. Ferch**, *Application overview of nanocrystalline inductive components in today's power electronic systems*, Proceedings of Soft Magnetic Materials Conference, Budapest, Ungarn, 2013, paper No. A2-01

- [Flohner, 2007] **S. Flohner**, Analyse der dynamischen Magnetisierungsprozesse nanokristalliner Weichmagnete, Dissertation Universität Dresden, 2007
- [Fujimoto, 1982] **J. Fujimoto, E. P. Dick, S. A. Boggs und G. L. Ford**, *Transient Ground Potential Rise in Gas Insulated Substations - Experimental Studies*, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems. vol. PAS-101, Issue 10, pp. 3603 – 3609, 1982
- [Grigsby, 2001] **L. L. Grigsby**, *The Electric Power Engineering Handbook*, CRC Press LLC, Boca Raton, Florida, USA, 2001, ISBN 0-8493-8578-4
- [Hemmi, 2006] **R. Hemmi, R. Shinohara, Y. Kitazumi, H. Yatsuzuka, K. Hirasawa und T. Yamagiwa**, Evaluation of VFTO (Very Fast Transient Overvoltage) and Its Reduction by Parallel Resistor during Switching Operation of Disconnecting Switch in Future UHV Gas Insulated Substations, Int. Conference of UHV Power Transmission Technology, Peking, China, 2006, pp. 460-466
- [Heers, 1995] **B. F. Heers**, Untersuchungen zur Durchschlagsentwicklung in einer störstellenbehafteten SF6-Anordnung bei Beanspruchung mit hochfrequenten Steilstoßspannungen, Dissertation RWTH Aachen, Sharker Verlag, 1995, ISBN 3-8265-0606-5
- [Hiesinger, 1991] **H. Hiesinger**, *Der Hochfrequenz-Durchschlagsmechanismus in SF6 bei schwingenden transienten Überspannungen*, Dissertation Technische Universität München, VDI-Verlag, Düsseldorf, 1991, ISBN 3-18-149921-8
- [Hilzinger, 2013] **R. Hilzinger, W. Rodewald**, *Magnetic Materials*, VACUUMSCHMELZE GmbH & Co. KG, Publicis Publishing, Erlangen, 2013, ISBN 978-3-89578-352-4
- [Hinrichsen, 2001] **V. Hinrichsen**, Metalloxid-Ableiter in Hochspannungsnetzen – Grundlagen, 3. Auflage, Siemens AG, Erlangen, 2001
- [Holaus, 2008] **W. Holaus, F. Stuckl**, *Ultra-high-voltage switchgear to power China*. ABB Review Special Report "Dancing with the Dragon", Zürich, Schweiz, 2008, pp. 33 – 37
- [Holaus, 2009] **W. Holaus, J. Smajic und J. Kostovic**, High-Voltage Device and Method for Equipping a High-Voltage Device with Means for Reducing Very Fast Transients (VFTs), patent No. 09156418.7-1242, European Patent Office, 2009
- [Kämpfer, 2011] **S. Kämpfer, G. Kopatsch**, *ABB Schaltanlagen Handbuch*, 12. neu bearbeitete Auflage, Cornelsen Verlag, Berlin, 2011, ISBN 978-3-06-450726-5
- [Klein, 2004] **T. Klein**, *Einflüsse auf das Energieaufnahmevermögen von Metalloxidableitern*, Dissertation Universität Stuttgart, Sharker Verlag, 2004, ISBN 3-8322-2583-8
- [Küchler, 2009] **A. Küchler**, *Hochspannungstechnik*, 3. neu bearbeitete Auflage, Springer-Verlag, Berlin und Heidelberg, 2009, ISBN 978-3-540-78412-8
- [Li, 2007] **Q. Li, M. Wu**, Simulation Method for the Applicatopns of Ferromagnetic Materials in Suppressing High-Frequency Transients Within GIS, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 22, No. 3, 2007

- [Li, 2009] **H. Li, L. Gan, L. Li, Y. Zhou** und **Y. Xu**, *Research on Protection Measure for Very Fast Transient Over-voltage of GIS*, Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference, Wuhan, China, 2009, pp. 1 – 5, ISBN 978-1-4244-2486-3
- [Lijum, 2006] **J. Lijum, Z. Yuanbing, P. Ge, Y. Zheng** und **Z. Xianggong**, *Estimating the Size of Ferrite for Suppressing VFTO in GIS*, 8th International Conference on Properties and Applications of Dielectric Materials, Bali, Indonesien, 2006, pp. 388 – 391, ISBN 1-4244-0189-5
- [Lijun, 2005] **J. Lijun, Z. Yicheng, Z. Xianggong** und **S. Yuzhuo**, *Characteristic Parameter Analysis on the Suppressing VFTO in GIS by Ferrite*, Proceedings of 2005 International Symposium on Electrical Insulating Materials, Kitakyushu, Japan, 2005, vol. 3
- [Linear Technology, 2013] **Linear Technology**, *LTspice IV*, Linear Technology, Milpitas, Kalifornien, USA, 2013, <http://www.linear.com/designtools/software/>
- [Liu, 2005] **Q. Liu**, *Study of Protection of transformer from Very fast transient Over-voltage in 750 kV GIS*, Proceedings of 8. International Conference on Electrical Machines and Systems, Nanjing, China, 2005, vol. 3, pp. 2153 – 2156, ISBN: 7-5062-7407-8
- [MAGNETEC, 2013] **MAGNETEC**, *Werkstoffeigenschaften von NANOPERM®*, MAGNETEC GmbH, Langenselbold, 2013, <http://www.magnetec.de/de/produkte-aus-nanoperm/technische-daten-nanoperm/>
- [Meppelink, 1989] **J. Meppelink, K. J. Diederich, K. Feser** und **W. Pfaff**, *Very Fast Transients in GIS*, IEEE Transaction on Power Delivery, vol. 4, No. 1, pp. 223 – 233, 1989
- [Plafßmann, 2009] **W. Plafßmann, D. Schulz**, *Handbuch Elektrotechnik*, 5. Auflage, Vieweg+Teubner, Wiesbaden, 2009, ISBN 978-3-8348-0470-9
- [Povh, 1996] **D. Povh, H. Schmitt, O. Völcker** und **R. Witzmann**, *Modeling and Analysis Guidelines for Very Fast Transients*, IEEE Transaction on Power Delivery, vol. 11, No. 4, 1996
- [Riechert, 2012] **U. Riechert, M. Bösch, J. Smajic, A. Shoory, M. Szewczyk, W. Piasecki, S. Burow** und **S. Tenbohlen**, *Mitigation of Very Fast Transient Overvoltages in Gas Insulated UHV Substations*, 44th CIGRÉ Session, Paris, Frankreich, 2012, Report A3-110
- [Riechert, 2014] **U. Riechert, U. Steiger**, *Schaltanlagen und Leistungsschalter für HGÜ-Anwendungen*, Stuttgarter Hochspannungssymposium, Stuttgart, 2014, pp. 71-80, ISBN 978-3-00-044942-0
- [Schon, 2010] **K. Schon**, *Stoßspannungs- und Stoßstrommesstechnik: Grundlagen - Messgeräte – Messverfahren*, Springer-Verlag, Berlin und Heidelberg, 2010, ISBN 978-3-642-13117-2
- [Schwaiger, 1925] **A. Schwaiger**, *Elektrische Festigkeitslehre*, 2. vollständig umgearbeitete und erweiterte Auflage, Springer-Verlag, Berlin, 1925

- [Shimoda, 1999] **N. Shimoda, K. Taguchi, T. Nemoto, M. Kobayashi, A. Hashimoto und J. Ozawa**, *Suppression of Very Fast Transient Overvoltages Across Insulating Flange of 1000 kV GIS*, 11th International Symposium on High Voltage Engineering, London, England, 1999, vol. 2, pp. 415 – 418, ISBN: 0-85296-719-5
- [Smajic, 2011a] **J. Smajic, W. Halaus, A. Troeger, S. Burow, R. Brandl und S. Tenbohlen**, *HF Resonators for Damping of VFTs in GIS*, Proceedings of the 9th International Conference on Power System Transients, Delft, Niederlande, 2011, Paper ID: 185
- [Smajic, 2011b] **J. Smajic, W. Halaus, J. Kostovic und U. Riechert**, *3D Full-Maxwell Simulations of Very Fast Transients in GIS*, IEEE Transaction on Magnetics, vol. 47, No. 5, 2011
- [Smajic, 2013] **J. Smajic, A. Shoory, S. Burow, W. Halaus, U. Riechert und S. Tenbohlen**, *Simulation Based Design of HF-Resonators for Damping of Very Fast Transients in GIS*, Proceedings of COMPUMAG, Budapest, Ungarn, 2013, paper No. PB6-2
- [Smajic, 2014] **J. Smajic, A. Shoory, S. Burow, W. Halaus, U. Riechert und S. Tenbohlen**, *Simulation-Based Design of HF Resonators for Damping Very Fast Transients in GIS*, IEEE Transaction on Power Delivery, vol. 29, No. 6, pp. 2528 – 2533, 2014
- [Tavakoli, 2013] **A. Tavakoli, A. Gholami, H. Nouri und M. Negnevitsky**, *Comparison Between Suppressing Approaches of Very Fast Transients in Gas-Insulated Substations (GIS)*, IEEE Transaction on Power Delivery, vol. 28, No. 1, pp. 303 – 310, 2013
- [Tröger, 2010] **A. Tröger, U. Riechert, S. Burow und S. Tenbohlen**, *Sensitivity Evaluation of Different Types of PD Sensors for UHF-PD-Measurements*, Proceedings of the 2010 International Conference on Condition Monitoring and Diagnosis, Tokyo, Japan, 2010, paper No. P1-49, pp. 839 – 842
- [Weidong, 2005] **L. Weidong, X. Zhutao und Q. Jiali**, *Simulation Tests of Suppressing VFT in GIS bei Magnetic Rings*, Proceedings of the XIVth International Symposium on High Voltage Engineering, Peking, China, 2005, paper No. J-51
- [Yamagata, 1996] **Y. Yamagata, K. Tanaka, S. Nishiwaki, N. Takahashi, T. Kokumai, I. Miwa, T. Komukai und K. Imai**, *Suppression of VFT in 1100 kV GIS by Adopting Resistor-Fitted Disconnecter*, IEEE Transaction on Power Delivery, vol. 11, Issue 2, pp. 872-880, 1996
- [Zenkner, 2000] **H. Zenkner, A. Gerfer und B. Rall**, *Triologie der Induktivitäten*, 3. erweiterte und überarbeitete Auflage, Würth Elektronik GmbH & Co. KG, Waldenburger, 2000, ISBN 3-934350-30-5
- [Zutao, 2005] **X. Zutao, L. Weidong, Q. Jiali, G. Yonggang, Z. Yalin, S. Yuzhang und W. Shuping**, *Estimation of Suppressing Very Fast Transient Overvoltage in GIS by Magnetic Rings*, Proceedings of the XIVth International Symposium on High Voltage Engineering, Peking, China, 2005, paper No. B-45