



Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg
Hamburg University of Applied Sciences

Masterthesis

Daniel Schenke

Implementierung und Verifikation eines
frequenzabhängigen Kabelmodells zur
Simulation von Spannungsüberhöhungen

Daniel Schenke

Implementierung und Verifikation eines
frequenzabhängigen Kabelmodells zur Simulation
von Spannungsüberhöhungen

Masterthesis eingereicht im Rahmen der Masterprüfung
im Masterstudiengang Automatisierung
am Department Informations- und Elektrotechnik
der Fakultät Technik und Informatik
der Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg

Betreuender Prüfer : Prof. Dr.Ing. Gustav Vaupel
Zweitgutachter : Prof. Dr.Ing. Michael Röther

Abgegeben am 23.12.2014

Daniel Schenke

Thema der Masterthesis

Implementierung und Verifikation eines frequenzabhängigen Kabelmodells zur Simulation von Spannungsüberhöhungen

Stichworte

Wechselrichter, Leitungstheorie, Schiffsnetze, Erdspannungen

Kurzzusammenfassung

In dieser Arbeit wird ein frequenzabhängiges Kabelmodell erstellt, um es in einer Systemsimulation mit weiteren Komponenten zu verwenden. Das Modell spiegelt dabei das Kabelverhalten in einem breiten Frequenzbereich sehr gut wider. Es werden verschiedene Aspekte betrachtet die den Weg vom realen Kabel zum Modell beschreiben. Das frequenzabhängige Modell wird am Schluss mit einem einfachem Kabelmodell, welches bisher im Einsatz war, verglichen.

Daniel Schenke

Title of the paper

Implementation and verification of a frequency dependent cable model for overvoltage simulation

Keywords

Inverter, Cabletheorie, Electrical grid of ships, Groundvoltage

Abstract

This work includes the construction of a frequency dependent cable model which will be used in a system simulation. The model shows good agreement of the cable properties. Different aspects are considered when building the model based on real cable data. At the end the frequency dependent model will be compared to a simpler model that has been used before.

Danksagung

Mit dem Abschluss dieser Masterarbeit möchte ich vorerst meine akademische Laufbahn beenden. Es war eine sehr bereichernde Zeit, mit der ich meinen Wissensdurst zumindest bis zu einem gewissen Grad stillen konnte. Die gesammelten Erfahrungen und das Wissen sollen nun in der Praxis erprobt und angewandt werden. In diesem Zusammenhang möchte ich mich bei allen Menschen bedanken die mich während meiner gesamten Laufbahn unterstützt, inspiriert und motiviert haben, ohne die ich diese Arbeit wahrscheinlich nicht hätte beenden können. Denn auch wenn es auf den ersten Blick so scheint, als ob dies das Werk eines einzelnen ist, steckt in Wirklichkeit viel mehr dahinter. Es sind die Menschen wie Freunde, Familie, Kollegen und Betreuer die dies ermöglicht haben. Jeder trägt ein Stück dazu bei.

Besonderer Dank gilt dabei Prof. Dr.-Ing. Gustav Vaupel, der mich während des gesamten Zeitraumes seitens der Hochschule wissenschaftlich unterstützt hat und immer wieder den Fokus auf das Ziel gelenkt hat, falls ich drohte abzuschweifen. Meinem Betreuer Christian Gritsch, auf der Firmenseite, danke ich für die Idee dieses Themas und für die angenehme Aufnahme in den Standort Nürnberg. Er hat den Kontakt zu vielen weiteren Kollegen hergestellt und mich umfassend auf die Thematik vorbereitet. Außerdem hat er wesentlich zu den Korrekturen der schriftlichen Ausarbeitungen beigetragen.

Für die Unterstützung am Standort Hamburg bedanke ich mich bei den Kollegen, Bernhard de Vries, Jan Reiners, Carsten Nagel und Irina Mann. Diese haben mich mit Witz und Charme in das Hamburger Team aufgenommen, bei Statusmeetings wertvolle Anregungen beigetragen und bei der Erstellung von unangenehmen Reisekostenabrechnungen geholfen.

Für das Suchen und Finden von Tipp-, Rechtschreib- und Kommafehlern bedanke ich mich bei meiner Freundin Monika Eversmann, die mich auch emotional bei dieser Arbeit unterstützt hat.

Alle anderen, nicht namentlich aufgeführten Personen, dürfen sich mit diesem Absatz angesprochen fühlen: Ich danke euch allen!

Inhaltsverzeichnis

Tabellenverzeichnis	7
Abbildungsverzeichnis	8
1. Einführung	12
1.1. Motivation	13
1.2. Kapitelübersicht	14
2. Theoretische Betrachtungen	16
2.1. Das Kabel	16
2.1.1. Frequenzumrichter Kabel	17
2.2. Leitungstheorie	19
2.2.1. Telegraphengleichungen	19
2.2.2. Leitungsparameter	21
2.3. Stromverdrängung in Kabeln	24
2.3.1. Skin-Effekt	24
2.3.2. Proximity-Effekt	25
2.4. Elektromagnetische Verträglichkeit	26
2.4.1. Gegentaktstörungen	27
2.4.2. Gleichtaktstörungen	28
3. Normen	30
3.1. IEC60228 - Leiter für Kabel und isolierte Leitungen	30
3.2. IEC60287 - Berechnung des Nennstromes von elektrischen Kabeln	31
3.3. IEC60502 - Energiekabel mit extrudierter Isolierung von 1kV bis 30kV	34
4. Analyse	35
4.1. Software	35
4.1.1. Ansys Simplorer	35
4.1.2. Ansys Q3D	35
4.1.3. EMTP-RV	37
4.2. Frequenzanteile der Erregerspannung	37

4.3. Kabelmodelle	41
4.3.1. Bergeron Methode	41
4.3.2. Lumped Parameter Modell	44
4.3.3. Distributed Parameter Modell	45
4.4. Parameter Bestimmung	45
4.4.1. Numerische Berechnung	46
4.4.2. Analytische Berechnung	47
4.4.3. Messungen	56
4.4.4. Bestimmung des Leiterwiderstandes	60
4.4.5. Grundlage zum Vergleich der Bestimmungsmethoden	63
4.5. Frequenzverhalten der Kabeltypen	66
4.6. Frequenzabhängigkeit	69
4.6.1. Angleich des Kabelmodells an Frequenzverlauf	72
4.6.2. Resultierende Spannungsform	73
5. Simulation	77
5.1. Vergleich IGBT und idealer Schalter	77
5.2. Vergleich verschiedener Segmentimplementationen	78
5.3. Ansätze zur Modellbildung verlitzter Leiter	81
5.4. Simulation und Untersuchung eines Mittelspannungskabel	84
5.5. Geschirmte Kabel	90
5.6. Systemsimulation	93
5.6.1. Ergebnisse ohne Netzfilter	96
5.6.2. Ergebnisse mit Netzfilter	99
6. Schluss	102
6.1. Fazit	102
6.2. Ausblick	104
Literaturverzeichnis	105
A. Berechnung der Leiter-Leiter Kapazitäten	107
B. Ergebnisse Leitermodelle	110
C. Approximation	112
D. Geometrische Kabeldaten Typ 1	114

Tabellenverzeichnis

2.1. Technische Daten der eingesetzten Kabel	18
3.1. Spezifischer elektrischer Widerstand und Temperaturkoeffizient laut [6]	33
3.2. Skin- und Proximity Effekt - Werte für k_s und k_p laut [6]	34
4.1. Typische Anstiegszeiten einzelner Bauelemente [15]	40
4.2. Analytische und numerische Bestimmung des Leiterwiderstandes SC-Kabel	62
4.3. Analytische und numerische Bestimmung des Leiterwiderstandes Kabel 1	62
4.4. Aufbau Q3D Matrizen	63
4.5. Umwandlung der Ergebnisse aus unterschiedlichen Bestimmungsmethoden in Vergleichbare Werte	64
4.6. Gegenüberstellung der Ergebnisse aus den Bestimmungsmethoden für den Widerstand $[\frac{m\Omega}{m}]$	64
4.7. Gegenüberstellung der Ergebnisse aus den Bestimmungsmethoden für die Induktivität $[\frac{nH}{m}]$	65
4.8. Gegenüberstellung der Ergebnisse aus den Bestimmungsmethoden für die partielle Kapazität zwischen zwei Leitern $[\frac{pF}{m}]$	65
4.9. Ein- und Ausgangsdaten Kabelparameter-Routine	74
4.10. Parameter für Kabelsegment, Ozoflex H07RN-F Kabel	74
5.1. Simulationsergebnisse verlitzter Leiter	83
5.2. Typische Werte Mittelspannungskabel (Martin Hilscher SIEMENS)	85
5.3. Ein- und Ausgangsdaten Kabelparameter-Routine Schirmung	95
B.1. Simulationsergebnisse der unterschiedlichen Leitermodelle Teil 1	110
B.2. Simulationsergebnisse der unterschiedlichen Leitermodelle Teil 2	111

Abbildungsverzeichnis

2.1. Typischer Kabelaufbau eines ein-adrigen und mehradrigen (rohrartigen) Kabels	17
2.2. Querschnitte der drei unterschiedlichen Kabeltypen	18
2.3. Ersatzschaltbild eines einphasigen Kabels der Länge dx	20
2.4. Längsschnitt eines elektrischen Leiters mit Wirbelfeldern [16]	24
2.5. Querschnitt eines Leiters mit Eindringtiefe δ	25
2.6. Stromdichteverteilung in nah beieinander liegenden Leitern (heiße Farben = hohe Stromdichte) [3]	26
2.7. Kopplungsarten im Feld- und Netzwerkmodell [16]	27
2.8. Gegentaktstörung im Netzwerkmodell, [16]	28
2.9. Gleichtaktstörung im Netzwerkmodell a) ideal b) mit Streukapazitäten und Leitungsimpedanzen, [16]	29
4.1. Definition Anstiegszeit eines Signalwechsels	38
4.2. Definition der Anstiegszeit bei vereinfachtem Signalverlauf, [13, Seite 28]	39
4.3. Netzseitige Spannungsflanken der Leiter-Leiter-Spannung	40
4.4. Schaltungsbeispiel zur Analyse der transienten Spannungsvorgänge	42
4.5. Vereinfachte Schaltung im eingeschwungenen Zustand (verlustlose Leitung)	43
4.6. Bergeron Diagramm	43
4.7. Spannungsverlauf an Punkt A (rot) und B (blau)	44
4.8. Schema eines LPM für ein Kabel	44
4.9. Schema eines DPM für ein Kabel	45
4.10. Ersatzschaltbild eines kurzen einphasigen Leitungsstückes	47
4.11. Ersatzschaltbild eines 3-dreiphasigen Leitungsstückes	48
4.12. EMTP-RV Eingabe der Geometrie und Materialeigenschaften	54
4.13. EMTP-RV Eingabe Kabellänge und Umgebungseigenschaften	55
4.14. EMTP-RV Auswahl des Kabelmodells	55
4.15. Messaufbau zur Bestimmung von R und L	58
4.16. Parasitäre Kapazitäten im 3-adrigen Kabel	60
4.17. Schema zur Messung der Kapazitäten	61
4.18. Phasenwiderstand über Frequenz	67
4.19. Phaseninduktivität über Frequenz	68
4.20. Leiter-Leiter Kapazität über Frequenz	68

4.21. Ableitwert Kabel 1	69
4.22. R-L-Leiter Ersatzschaltbild mit vier Komponenten, [7, Seite 1]	70
4.23. RL-Parallelzweige nach [10]	71
4.24. Ersatzschaltbild des Frequenzabhängigen Kabelmodells	72
4.25. Repräsentation der Frequenzabhängigkeit von R und L mit variabler Anzahl paralleler Zweige	73
4.26. Repräsentation der Frequenzabhängigkeit von C und G mit variabler Anzahl paralleler Zweige	73
4.27. Reflexionsverhalten Ozoflex Kabel (a) Simulation mit Modell dieser Masterarbeit (b) Simulation und Messung in Dissertation	75
4.28. Kabel 1 Spannungsverlauf	76
5.1. Spannungsverlauf der ersten Kennlinie bei Vergleich zwischen idealisierter und realitätsnaher Spannungskennlinie	78
5.2. Modellbildungsvarianten der Segmente eines Kabels a) Γ -Segment b) π -Segment c) T-Segment	79
5.3. Aufbau der Simulation für ein Kabel mit Γ -Segmenten	79
5.4. Zeitverlauf der 3 Modelle bei positiver Rechteckflanke	80
5.5. Eingangsimpedanz der 3 Segmentmodelle	81
5.6. Variationen der Leiterdarstellung	82
5.7. Umgebungssimulation mit Kreissegment als Bezugspotenzial (nicht maßstäblich)	83
5.8. Schaltung zur Untersuchung eines typischen Mittelspannungskabels	85
5.9. Mittelspannungskabel Leiter-Erde Spannung	87
5.10. Überschwingen an Spannungshub in Simulation mit 30 Kabelsegmenten	88
5.11. Überschwingen an Spannungshub in Simulation mit 250 Kabelsegmenten	89
5.12. Abhängigkeit der Ausbreitungsdauer t_p von der Anzahl der Segmente	90
5.13. Ersatzschaltbild geschirmtes Kabel ohne Skin-Effekt	91
5.14. Simulierter Spannungsverlauf des Schirmes gegen Erde	92
5.15. Schematischer Aufbau der Systemsimulation	93
5.16. Systemsimulation in Simulationsprogramm	94
5.17. Kabelsegmentaufbau für Frequenzabhängiges Modell	94
5.18. Leiter-Leiter Spannung zwischen Netz und Kabel	97
5.19. Leiter-Erde Spannung zwischen Netz und Kabel	98
5.20. Gleichtaktspannung	98
5.21. Leiter-Leiter Spannung zwischen Netz und Kabel, gefiltert	99
5.22. Leiter-Erde Spannung zwischen Netz und Kabel, mit Netzfilter	100
5.23. Gleichtaktspannung, mit Netzfilter	101
A.1. Partielle Kapazitäten im Kabeltyp 2	108
A.2. Messaufbau für C_a , C_b und C_c	109

C.1. Approximation des Leiterwiderstandes mit Spline-Funktion	113
C.2. Approximation der Phaseninduktivitaet mit Spline-Funktion	113
C.3. Approximation der Leiter-Leiter Kapazitaet mit Spline-Funktion	113
C.4. Approximation des Ableitwertes mit Spline-Funktion	113
D.1. Abmessungen Kabel 1	114

Abkürzungsverzeichnis

AFE	Active-Front-End
CM	Gleichtaktstörung, engl. Common Mode
DFE	Diode-Front-End
DGL	Differentialgleichung
DM	Gegentaktstörung, engl. Differential Mode
DPM	Verteilte Parameter Modell, engl. Distributed-Parameter-Modell
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
ESB	Ersatzschaltbild
FEM	Finite Elemente Methode
FG	Funktionsgenerator
LPM	Zusammengefasste Parameter Modell, engl. Lumped-Parameter-Modell
PE	Polyethylen
PP	Polypropylen
PT	Rohr-artig ,engl. Pipe Type
PVC	Polyvinylchlorid
PWR	Pulswechselrichter
SC	Ein-adrig ,engl. Single Core
TO	Testobjekt
XLPE	vernetztes Polyethylen, engl. Crosse Linked PE

1. Einführung

Durch die ständig fortschreitende Verbreitung von Energie konsumierenden Technologien in allen Bereichen des Lebens, gewinnt die Energieversorgung, -verteilung und -umwandlung immer mehr an Bedeutung. Die Form in der Energie verteilt wird hat sich aus der Historie heraus überwiegend auf eine Wechselspannung bzw. Wechselstrom mit fester Frequenz eingestellt. In einigen Anwendungsfällen werden jedoch andere als die vom Versorgungsunternehmen zur Verfügung gestellte Energieform benötigt. Speziell beim Einsatz von Asynchronmotoren wird eine von der Netzfrequenz abweichende Periodendauer benötigt um den Motor im vollen Umfang (z.B. Drehzahl regeln) nutzen zu können. Die Umwandlung der Energieform, damit ist in diesem Fall die Frequenz der Spannung gemeint, übernimmt ein Umrichter. Dieser besteht aus einem Gleichrichter, der die Wechselspannung mit fester Frequenz in eine Gleichspannung wandelt, und einem Wechselrichter, der die Gleichspannung in eine Wechselspannung variabler Frequenz abändert. Damit ist ein Energiefluss in eine Richtung (vom Netz über Gleichrichter, Wechselrichter zum Verbraucher) vorgeschrieben. Soll auch ein Energiefluss vom Verbraucher zum Netz möglich sein, um zum Beispiel überflüssige Rotationsenergie dem System zurückzuführen, kann an Stelle des Gleichrichters ein gesteuerter Wechselrichter eingesetzt werden. Häufig werden diese mit Insulated Gate Bipolar Transistoren (IGBT) ausgestattet. Ein IGBT ist dabei ein Schalter, der je nach Steuerimpuls geöffnet oder geschlossen werden kann. Aus dem Zusammenspiel von öffnen/schließen mehrerer solcher Schaltelemente wird die gewünschte Spannungsform erzeugt. Die Wechselspannung am Ausgang des Wechselrichters ist, aufgrund der Diskretisierung durch die IGBT's, eine Aufreihung von Impulsen mit unterschiedlicher Pulsdauer. Das zugrunde liegende Verfahren ist dabei die Pulsweitenmodulation (PWM). Die Schaltfrequenz ist dabei um ein vielfaches höher als die Grundfrequenz, welche durch das Wechselrichten erzeugt wird. Hinzu kommen höhere Frequenzanteile die aus den Spannungsflanken der Schaltvorgänge resultieren. Diese hohen Frequenzen können im System zu Spannungsüberhöhungen oder Resonanzen führen die bereits in der Planungs- und Entwicklungsphase zu Berücksichtigen sind.

Einige Projekte erfordern es Simulationen des elektrischen Netzes, mit den wesentlichen Quellen und Lasten, im vornherein durchzuführen um eventuelle Schäden an den eingesetzten Komponenten zu vermeiden oder um die Sicherheit von Menschen zu gewährleisten. Auch in der Schiffsbaubranche werden solche Simulationen durchgeführt, da es hier selten möglich ist das System vor der Inbetriebnahme zu testen.

Die Genauigkeit der Ergebnisse einer solchen Simulation hängt stark vom Detaillierungsgrad der eingesetzten Modelle der elektrischen Komponenten ab, und von der Genauigkeit der Parameter mit denen die Modelle gespeist werden.

In dieser Arbeit soll die elektrische Komponente Kabel genauer betrachtet werden. Bei den Kabeln handelt es sich um Typen die für den Einsatz auf See, z.B. auf Schiffen oder Plattformen, geeignet sind. Der Weg zur Erlangung eines Kabelmodells, welches auch für einen größeren Frequenzbereich gültige Ergebnisse liefert, wird hier beschrieben. Dabei wird auf unterschiedliche Implementierungsansätze eingegangen und ein Ansatz ausgewählt, mit dem eine anschließende Anwendungssimulation durchgeführt wird. Die Bestimmung der Modellparameter ist ein wichtiger Punkt, der mit unterschiedlichen Methoden durchgeführt werden kann. Diese werden hier vorgestellt und verglichen.

1.1. Motivation

Bei dem Einsatz von gesteuerten Umrichtern treten durch Schaltvorgänge mit hohen Frequenzen und steilen Spannungsflanken harmonische Oberwellen bis in den MHz-Bereich im System auf. Dies war bisher verbraucherseitig bekannt und entsprechende Filter werden eingesetzt. In immer mehr Anlagen werden, aufgrund der Möglichkeit des Energietransfers in zwei Richtungen und zur Senkung von niederfrequenten Oberschwingungen, Active-Front-End (AFE) Umrichter eingesetzt. Diese besitzen steuerbare Schaltelemente, z.B. IGBT's, zwischen Netz und Zwischenkreis und treten häufig an Stelle eines Diode-Front-End (DFE) Umrichters. Somit können auch auf der Netzseite hohe Frequenzen auftreten.

Die meisten energietechnischen Systeme sind nicht für den Betrieb im Hochfrequenzbereich ausgelegt, sondern für die Frequenzen die durch das Netz und die angeschlossenen Verbraucher bestimmt werden. Diese liegen im Bereich von wenigen Hz bis in den kHz-Bereich. Das bedeutet, dass die Verwendung von AFE-Umrichtern zu Problemen mit anderen Verbrauchern im Netz führen kann. Dennoch bringt der Einsatz von AFE-Umrichtern einige Vorteile mit sich, weswegen diese vermehrt eingesetzt werden. Es ist zum Beispiel möglich überflüssige Energie aus dem System zurück in das Netz zu speisen. In anderen Fällen kann ein Transformator, der viel Platz benötigt, eingespart werden. Ein weiterer Vorteil ist die Anpassbarkeit der Zwischenkreisspannung.

In ungünstigen Konfigurationen kann die Belastung des Systems mit höheren Frequenzen zu Ausfällen oder Defekten führen. Um diese Phänomene zu untersuchen und zu verstehen ist es notwendig alle Komponenten des Systems mit möglichst genauen Simulationsmodellen nachzubilden. Dabei muss auch das Frequenzverhalten der Komponenten exakt abgebildet werden. Eine Simulation wird bevorzugt, um eine Gefährdungen von Mensch und Maschine auszuschließen und damit Kosten und Zeit zu sparen. Ein weiterer Vorteil von Simulationen

ist, dass Messgrößen leichter erfasst werden können, da es in der Praxis häufig schwer ist die benötigten Messinstrumente zu beschaffen oder die Messstellen für die betrachteten Größen zu erreichen.

Die Gefährlichkeit von realen Versuchen steht in direkter Proportionalität zur Höhe der umgesetzten Leistung. Eine Möglichkeit wäre einen Versuch mit ähnlichen Komponenten und geringerer Leistung durchzuführen, um auf das Verhalten der Anlage bei höherer Leistung zu schließen. Es kann aber nicht davon ausgegangen werden, dass lineare Verhältnisse bei der Skalierung der Ergebnisse bestehen. Dieser Zusammenhang wird in dieser Arbeit jedoch nicht untersucht. Um genaue Ergebnisse zu erzielen muss daher eine Simulation durchgeführt werden, welche die Eigenschaften und das Verhalten der realen Komponenten einbezieht.

In den bisherigen Systemsimulationen werden von **SIEMENS** einfachere Kabelmodelle für die elektrischen Komponenten eingesetzt, mit denen nicht alle Phänomene betrachtet werden können oder nur ungenaue Ergebnisse erzielt werden. Diese Arbeit ist der erste Schritt in der Richtung die Simulationsmodelle zu verbessern, um verlässliche Ergebnisse zu erzielen und bisher unbedachte Effekte aufzuklären. Dafür wird das elektrische Kabel als Ausgangspunkt der Betrachtungen herangezogen. Die bisher verwendeten Kabelmodelle können nur bei einer definierten Frequenz eingesetzt werden und bilden nicht das frequenzabhängige Verhalten eines Energiekabels ab.

Das Ziel ist es ein neues Modell zu implementieren, welches mit möglichst geringem Aufwand auch von anderen Anwendern genutzt werden kann. Mit dem Simulationsmodell sollen die Hochfrequenzeffekte möglichst genau wiedergegeben werden, um somit Rückschlüsse auf das Verhalten in realen Systemen ziehen zu können. Dazu werden die Anforderungen an das Modell genau analysiert und verschiedene Einbindungsmöglichkeiten verglichen.

1.2. Kapitelübersicht

Im folgenden Kapitel 2 wird zunächst auf den Aufbau und die Eigenschaften eines elektrischen Kabels eingegangen und was wir in dieser Arbeit unter dem Begriff Kabel verstehen. Die bekannten Theorien werden aufgearbeitet um den Leser ein besseres Verständnis zu vermitteln. In diesem Zusammenhang werden auch die Hochfrequenzphänomene des Skin- und Proximity-Effektes erläutert und auf den Begriff der elektromagnetischen Verträglichkeit hingewiesen.

Die für die Herstellung, Verwendung und Berechnung von Kabeln definierten Normen und Standards werden im Kapitel 3 erläutert, dabei werden die für diese Thesis relevanten Formeln und Definitionen aufgeführt.

Im Kapitel 4 werden die Anforderungen an das Simulationsmodell mit der Betrachtung des Eingangsfrequenzbereiches untersucht. Es werden unterschiedliche Softwarelösungen vorgestellt und drei grundlegende Modelle, mit denen ein Kabel simulationstechnisch umgesetzt werden kann. Die Kabelmodelle erfordern die Eingabe von kabelspezifischen Parametern. Für die Bestimmung dieser Parameter werden drei unterschiedliche Herangehensweisen (numerisch, analytisch, messtechnisch) vorgestellt und verglichen. Den Abschluss des Kapitels bildet die Umsetzung der Parameter in einem konkretem Modell und dessen Optimierung.

Unterstützt werden die theoretischen Überlegungen mit Simulationen im Kapitel 5. Darunter fällt die Betrachtung der Auswirkungen von unterschiedlichen Implementierungen der Wechselrichter-Schaltelemente und unterschiedlichen Ersatzschaltbildern des Kabels. Mehrere Ansätze zur Vereinfachung eines aus Einzellitzen bestehenden Gesamtleiters werden in diesem Kapitel verglichen und die Variation der Ergebnisse, in Bezug auf die realitätsnahe Implementierung, aufgezeigt. Weiterhin wird an Beispielen die Simulation von Kabeln vorgeführt und die gesammelten Erkenntnisse in einer anwendungsbezogenen Simulation umgesetzt.

Am Schluss werden die Ergebnisse reflektiert und ein Fazit gezogen, ein Ausblick zur Verbesserung und Erweiterungen wird ebenfalls in Kapitel 6 gewährt.

2. Theoretische Betrachtungen

2.1. Das Kabel

Kabel existieren in vielen unterschiedlichen Bereichen, z.B. in der Telekommunikations-, Audio- oder Daten-Technik, wobei sich die Definitionen über den jeweiligen Aufbau unterscheiden. Allen gemeinsam ist ein leitendes Medium (der Leiter) und eine Isolierung die den Leiter vollständig umschließt. Der Begriff Kabel steht in dieser Thesis für Energie-Kabel, die dafür ausgelegt sind elektrische Leistung zu übertragen und höheren mechanischen Beanspruchungen Stand zu halten. Dies ist der Fall bei einer Verlegung der Kabel im Freien, in der Luft, unter der Erde oder zu See.

Die Grundbestandteile des Kabels sind der Leiter, die den Leiter umgebende Isolationschicht und häufig auch ein Schirm, vgl. Abb. 2.1. Der äußere Mantel wird eingesetzt, wenn das Kabel vor mechanischen Einflüssen und Umweltbedingungen geschützt werden soll und isoliert den Schirm von der Umgebung/Erde. Bei Hochspannungskabeln werden zusätzliche Halbleiterschichten zwischen Leiter und Isolierung, sowie zwischen Isolierung und Schirm verwendet um eine zylindrische Ausbildung des elektrischen Feldes sicherzustellen.

Als Leitermaterialien werden in der Regel Kupfer oder Aluminium verwendet. Sie dienen dem Zweck, den elektrischen Strom zu transportieren. Der Querschnitt des Leiters ist dabei direkt proportional zur Höhe des Stromes, der durch ihn fließen soll.

Die Isolierung des Leiters muss in der Lage sein dem elektrischen Feld und der Temperatur des Leiters zu widerstehen, um eine elektrische Verbindung zwischen Leiter und Schirm oder anderen Leitern im System zu verhindern. Im Niederspannungsbereich wird als Isolationsmaterial häufig Polyvinylchlorid (PVC) und bei Hochspannungen vernetztes Polyethylen (VPE, engl. XLPE) verwendet.

Die Hauptaufgabe des metallischen Schirms eines Kabels ist, den Einfluss von elektrischen Feldern außerhalb des Kabels zu reduzieren bzw. auszulöschen. Der Schirm bietet zusätzlich die Eigenschaft, Fehlerströme gegen Erde abzuleiten und stellt einen Rückleiter für Ladeströme dar. Die Verringerung des Proximity-Effektes und der mechanische Schutz des Kabels bei versehentlichem Kontakt, sind weitere Vorteile des Schirmes, vgl. [18].

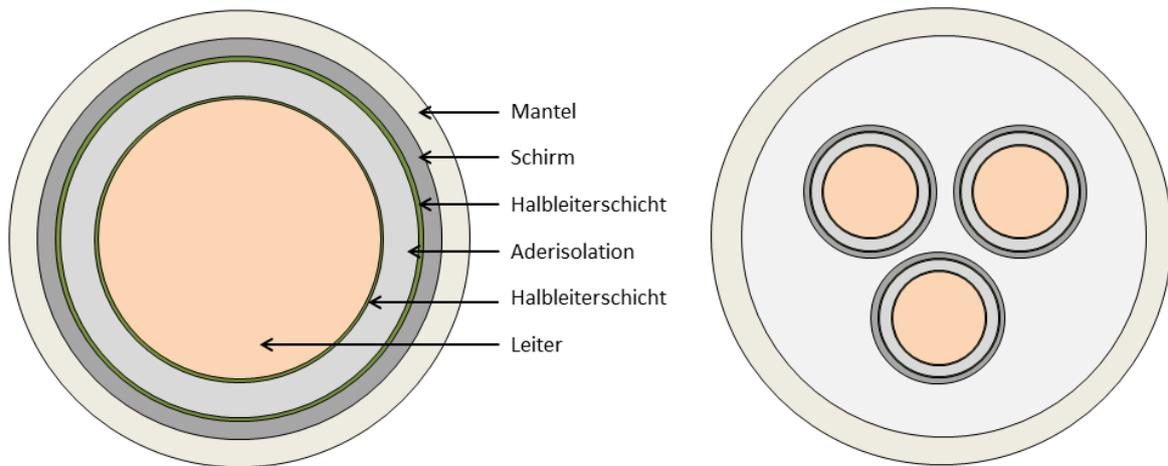


Abbildung 2.1.: Typischer Kabelaufbau eines ein-adrigen und mehradrigen (rohrartigen) Kabels

Neben den ein-adrigen Kabeln (engl. single core, SC), die in beliebigen Variation auch zusammen mit anderen SC-Kabeln verlegt werden können, gibt es die Gruppe der rohrartigen Kabel (engl. pipe-type, PT). Bei diesem Kabeltyp sind mindestens zwei SC-Kabel in einem gemeinsamen Mantel gebündelt. Hier gibt es verschieden Variationen des Aufbaus. Häufig werden Füllstoffe eingesetzt um die einzelnen Adern an ihrer Position zu halten, welche in der Regel die gleiche Entfernung zum Mittelpunkt des Kabels haben. In manchen Fällen wird nur ein gemeinsamer Schirm für alle Leiter verwendet.

2.1.1. Frequenzumrichter Kabel

Die in dieser Arbeit für Messungen verwendeten PT-Kabel sind dreiphasig, wobei je ein SC-Kabel pro Phase verwendet wird. In Abbildung 2.2 sind die Kabeltypen aufgeführt, die für Messungen herangezogen worden sind. Alle Typen werden von einem gemeinsamen Schirm umschlossen. Die Typen 1 und 2 bestehen aus runden Leitern, während bei Typ 3 die Leiter der einzelnen Phasen der Form eines Kreissegments entsprechen. Bei Typ 2 werden, zusätzlich zu den drei Phasen, drei PE-Leiter im Kabel verlegt. Insgesamt stehen vier Kabel für die Untersuchungen zur Verfügung, davon je ein Kabel vom Typ 1 und 3 und zwei vom Kabeltyp 2. Die Tabelle 2.1 zeigt die Eigenschaften der Kabel auf und die Einordnung in die in Abb. 2.2 definierten Kabeltypen.

Die eingesetzten Isolationsmaterialien in den Kabeln sind Polyethylen (PE), vernetztes Polyethylen (XLPE, engl. cross linked PE), Polypropylen (PP), Polyvinylchlorid (PVC) und ein

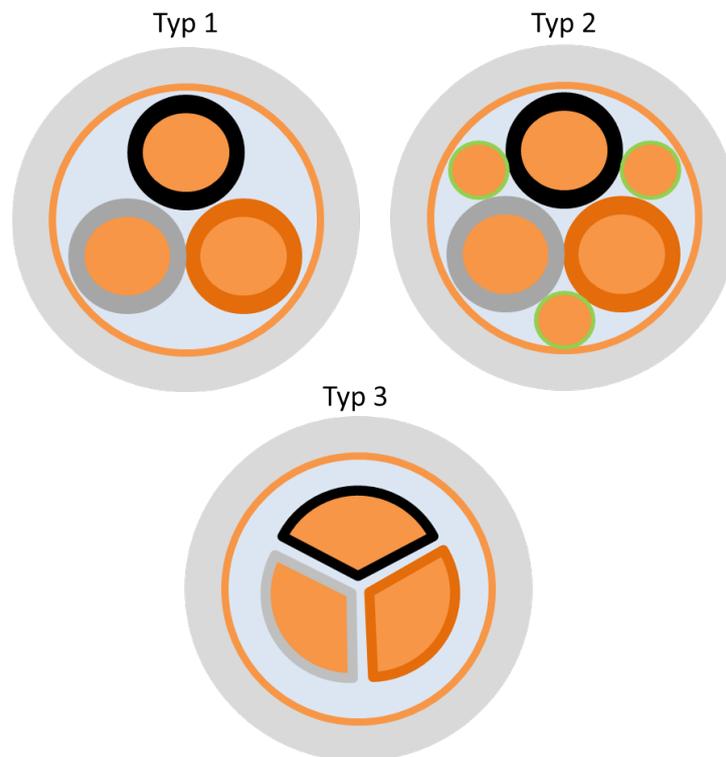


Abbildung 2.2.: Querschnitte der drei unterschiedlichen Kabeltypen

Eigenschaft	Kabel 1	Kabel 2	Kabel 3	Kabel 4
Hersteller	Ünika	Ünika	Prysmian	-
Typ	1	2	2	3
Typenbezeichnung	U-HFAM	U-HFAM	EMV-FC	-
Länge in [m]	2,51	3,27	8,20	8,20
Anz. d. Leiter	3	3/3	3/3	3
Leiterquerschnitt in [mm ²]	185	185/35	95/16	-
Leiterisolierung	XLPE	XLPE	PE	-
Innere Isolierung	PP	PP	PE	-
Äußere Isolierung	SHF1	SHF1	PVC	-

Tabelle 2.1.: Technische Daten der eingesetzten Kabel

Thermoplast, mit der nicht genauer beschriebenen Bezeichnung SHF1. Je nach eingesetztem Isolationsmaterial unterscheiden sich auch die parasitären Eigenschaften des Kabels, dazu zählen unerwünschte Effekte wie kapazitive Kopplungen zwischen einzelnen Leitern oder zwischen Kabel und Erde.

2.2. Leitungstheorie

In diesem Kapitel werden die theoretischen Grundlagen der Mathematik und Physik von Kabeln erläutert, um die transienten Vorgänge verstehen zu können. Die Theorie dient auch als Grundlage zum Verständnis der in dieser Arbeit verwendeten Simulationsmodelle.

2.2.1. Telegraphengleichungen

Durch Anwendung des Kirchhoff'schen Gesetzes auf das Ersatzschaltbild (ESB) in Abb. 2.3, welches ein infinitesimales Stück einer Leitung darstellt, erhalten wir die Gleichungen (2.1) und (2.2).

$$v(x, t) - v(x + dx, dt) = R dx \cdot i(x, t) + L dx \frac{\delta i(x, t)}{\delta t} \quad (2.1)$$

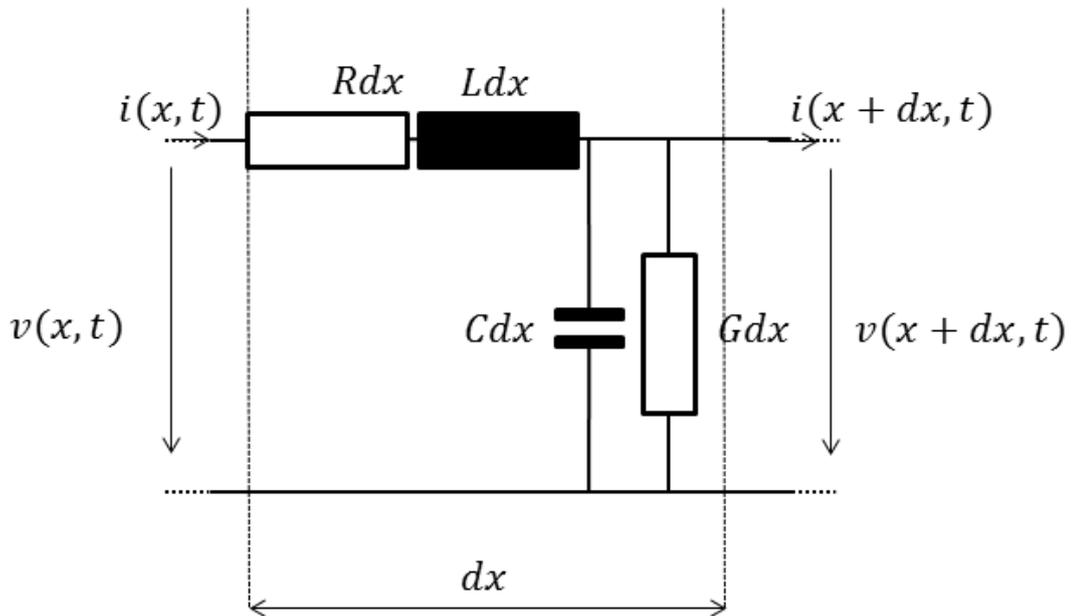
$$i(x, t) - i(x + dx, dt) = G dx \cdot v(x, t) + C dx \frac{\delta v(x, t)}{\delta t} \quad (2.2)$$

Im Zeitbereich ergeben sich aus den Gleichungen (2.1) und (2.2) unter Vernachlässigung der Verluste R und G die Lösungen (2.3) und (2.4) der Differentialgleichungen. Die Herleitung ist in [18] zu finden.

$$V(x, t) = V^+(t - \sqrt{LC}x) + V^-(t + \sqrt{LC}x) \quad (2.3)$$

$$I(x, t) = I^+(t - \sqrt{LC}x) + I^-(t + \sqrt{LC}x) \quad (2.4)$$

Spannung und Strom setzen sich hier aus jeweils zwei Komponenten zusammen V^+/I^+ und V^-/I^- , welche jeweils die vor- (+) und rückwärts (-) laufende Welle bezeichnen. Die resultierende Welle ist die Superposition aus den Komponenten zum Zeitpunkt t am Punkt x . Die vorwärts laufende Welle wird am Ende der Leitung reflektiert und kehrt als rückwärts

Abbildung 2.3.: Ersatzschaltbild eines einphasigen Kabels der Länge dx

laufende Welle zurück. Die Geschwindigkeit mit der sich eine Welle auf der verlustlosen Leitung fortpflanzt, kann ebenfalls aus den Gleichungen abgelesen werden:

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.5)$$

Sie ist unabhängig von der Länge der Leitung und dem Eingangssignal.

Die Gleichungen (2.1) und (2.2) können in den Frequenzbereich konvertiert werden, somit erhält man die verlustbehafteten und für stationäre Zustände geltenden Gleichungen (2.6) und (2.7).

$$-\frac{dV(x, \omega)}{dx} = I(x, \omega) [R(\omega) + j\omega L(\omega)] \quad (2.6)$$

$$-\frac{dI(x, \omega)}{dx} = V(x, \omega) [G(\omega) + j\omega C(\omega)] \quad (2.7)$$

Durch Ableiten und Einsetzen der oben genannten Größen in das Ergebnis erhalten wir die Gleichungen (2.8) und (2.9).

$$\frac{d^2 V(x, \omega)}{dx^2} = V(x, \omega) [(R(\omega) + j\omega L(\omega))(G(\omega) + j\omega C(\omega))] \quad (2.8)$$

$$\frac{d^2 I(x, \omega)}{dx^2} = I(x, \omega) [(R(\omega) + j\omega L(\omega))(G(\omega) + j\omega C(\omega))] \quad (2.9)$$

Die charakteristische Impedanz Z_0 einer Leitung und die Ausbreitungskonstante β sind definiert durch (2.10) und (2.11), vgl. [18].

$$Z_0(\omega) = \sqrt{\frac{R(\omega) + j\omega L(\omega)}{G(\omega) + j\omega C(\omega)}} \quad (2.10)$$

$$\beta = \sqrt{(R(\omega) + j\omega L(\omega))(G(\omega) + j\omega C(\omega))} \quad (2.11)$$

Wie bereits zu erkennen, sind die Parameter R, L, C und G abhängig von der Kreisfrequenz ω . Die zuvor genannten Formeln gelten daher nur für eine Frequenz.

2.2.2. Leitungsparameter

Eine Leitung setzt sich aus den Komponenten Widerstand, Kapazität, Induktivität und Ableitwert zusammen. Diese sind, wie in Kapitel 2.2.1 beschrieben, über die gesamte Länge eines Kabels verteilt und sind abhängig von der Länge des jeweils betrachteten Leitungsstückes.

Widerstand

Der Widerstand einer Leitung hängt von der Größe des Querschnitts und dem verwendeten Material ab. Die Definition zur Berechnung des Leiterwiderstandes findet sich in Kapitel 3.2. Die Höhe des Widerstandes beeinflusst die elektrischen Verluste auf der Leitung und die Dämpfung mit der eine Welle beaufschlagt wird. Die Frequenz des Eingangssignales, das an dem Leiter liegt, ist ein weiterer bestimmender Faktor für den Widerstand. Dies wird mit dem Skin-Effekt beschrieben, siehe Kapitel 2.3.1. Der Widerstand kann außerdem durch die Anwesenheit von weiteren Leitern im System beeinflusst werden, siehe dazu Kapitel 2.3.2.

Kapazität

Die Kapazität eines Kabels bestimmt die Aufladung des Leiters gegen einen anderen Leiter oder gegen die elektrische Erde. Die Isolierung des Leiters wirkt in diesem Fall wie das Dielektrikum eines Kondensators. Die Kapazität des Kabels wird damit durch den Abstand

der Leiter (bzw. der Dicke des Dielektrikums) und der Permittivität der Isolierung bestimmt. Für einen koaxialen Kabelaufbau ist die Kapazität wie in Gleichung (2.12) definiert.

$$C = \frac{2\pi\epsilon}{\ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)} \quad (2.12)$$

mit

ϵ = Permittivität der Isolierung

r_1 = Außenradius des Leiters

r_2 = Außenradius der Isolierung

Bei hohen Frequenzen können die elektrischen Dipole im Isolationsmaterial der schnellen Änderung des elektrischen Feldes nicht mehr folgen. Das bedeutet, dass die Permittivität mit steigender Frequenz abnimmt und damit sich auch die Kapazität verringert. Der Einfluss ist gering (ca. 10%, vgl. [13]), so dass der Einfluss häufig vernachlässigt wird. Dies führt jedoch dazu, dass die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Welle ungenau kalkuliert wird.

Induktivität

Die Induktivität eines Koaxialkabels bestimmt sich aus der inneren Induktivität des inneren (2.13) und äußeren (2.14) Leiters, sowie zum größeren Teil durch die Induktivität des Raumes zwischen den Leitern (2.15). Die Gleichungen für die inneren Induktivitäten sind stark frequenzabhängig und nur für niedrige Frequenzen gültig. Mit steigender Frequenz sinkt die Induktivität des Leiters, dies ist hauptsächlich auf Stromverdrängungseffekte zurück zu führen, die im nächsten Kapitel erläutert werden.

$$L_{i,i} = \frac{\mu}{8\pi} \quad (2.13)$$

$$L_{i,a} = \frac{\mu}{3\pi} \frac{s}{D} \quad (2.14)$$

$$L_a = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{D}{d}\right) \quad (2.15)$$

mit

μ = Permeabilität des Leiters

D = Innendurchmesser des konzentrisch angeordneten äußeren Leiters

d = Durchmesser des inneren Leiters

s = Dicke des äußeren Leiters

Die gesamte Induktivität ergibt sich aus der Summe der Teilinduktivitäten (2.16), wobei bei hohen Frequenzen die Terme für die inneren Induktivitäten vernachlässigt werden können (2.17).

$$L_{NF} = L_{i,i} + L_{i,a} + L_a \quad (2.16)$$

$$L_{HF} = L_a \quad (2.17)$$

Zusammen mit der Kapazität bestimmt die Induktivität der Leitung die Ausbreitungsgeschwindigkeit einer Welle auf selbiger und somit auch die Frequenz von auftretenden Reflexionen.

Ableitwert

Die Verluste zwischen Leiter und Erde, bzw. zwischen zwei Leitern, werden mit dem Ableitwert beschrieben. Er ist abhängig von den eingesetzten Isolationsmaterialien und beinhaltet deren Verluste sowie dielektrische Verluste. Der Ableitwert erhöht sich mit der Frequenz. Häufig wird dieser vernachlässigt, da der Verluststrom gegenüber dem Nennstrom in einem Kabel sehr viel geringer ist und damit nur die ohmschen Verluste bezeichnend sind. Um die Verluste in der Isolierung zu benennen wird manchmal auch der Verlustfaktor $\tan\delta$ angegeben.

$$\tan\delta = \frac{G}{\omega C} \quad (2.18)$$

Hier wird deutlich, dass der Verlustfaktor, und somit auch der Ableitwert, frequenzabhängig ist. Dies ist auf die bereits bei der Kapazität erläuterte Frequenzabhängigkeit der Permittivität zurückzuführen. Die Werte für G und $\tan\delta$ werden in der Regel durch Messungen bestimmt oder sind vom Hersteller gegeben.

2.3. Stromverdrängung in Kabeln

Durch das elektrische Feld, welches eine Potentialdifferenz zwischen Energiequelle am Anfang und Senke am Ende eines Kabels hervorruft, bewegen sich elektrische Ladungen durch den Leiter. Dieser gerichtete elektrische Strom erzeugt ein Magnetfeld senkrecht zur Flussrichtung des elektrischen Feldes. Das Magnetfeld induziert wiederum ein elektrisches Feld im Leiter. Somit entstehen so genannte Wirbelfelder und damit einhergehende Wirbelströme. Bei Gleichstrom und sehr niedrigen Frequenzen wirken sich die Wirbelströme kaum auf die Stromdichte im Leiter aus und können somit vernachlässigt werden. Bei höheren Frequenzen kann dieser Effekt nicht mehr vernachlässigt werden. Bei Kabeln kommt es in diesem Zusammenhang zu den beiden essentiellen Phänomenen Skin-Effekt und Proximity-Effekt.

2.3.1. Skin-Effekt

Bei schnell alternierenden elektrischen Feldern ist die Stromverteilung in einem elektrischen Leiter nicht mehr homogen. Der Strom lagert sich mit steigender Frequenz immer mehr an der Oberfläche des Leiters an, deshalb wird diese Eigenschaft auch als Skin-Effekt (engl. für Haut/Oberfläche) bezeichnet.

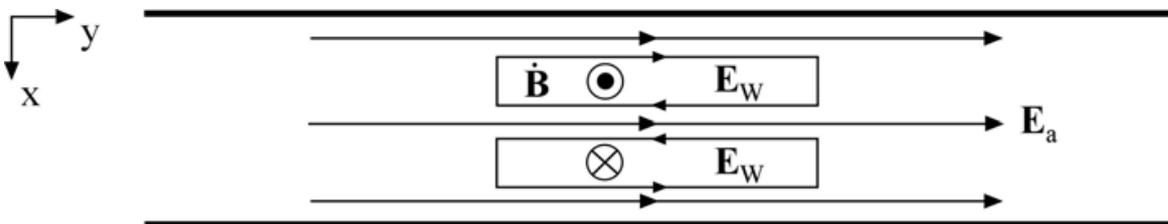


Abbildung 2.4.: Längsschnitt eines elektrischen Leiters mit Wirbelfeldern [16]

Die durch den magnetischen Fluss B induzierten Wirbelfelder E_W erzeugen einen Stromfluss der dem Quellenfeld E_a im inneren des Leiters entgegenwirkt und es am Rand des Leiters verstärkt, siehe Abb. 2.4. Somit fließt weniger Strom durch das Innere des Leiters.

Die Eindringtiefe δ bezeichnet die Fläche des Leiters in der ca. 63% des gesamten Stromes fließen.

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \quad (2.19)$$

mit

μ = Permeabilität des Leiters

σ = spezifischer Leitwert des Leiters

Die Eindringtiefe bezeichnet den Abstand von der Oberfläche des Leiters in das Innere, in der sich der Strom verdichtet, vgl. Abb. 2.5. Mit steigender Frequenz, Permeabilität und oder spezifischem Leitwert verringert sich die Eindringtiefe des Stromes in den Leiter.

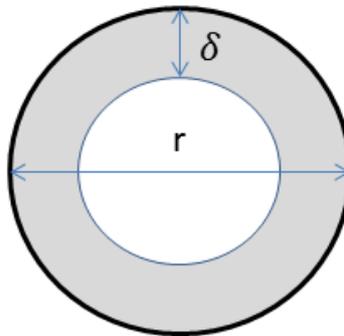


Abbildung 2.5.: Querschnitt eines Leiters mit Eindringtiefe δ

Durch die Verringerung des Querschnitts erhöht sich der Widerstand des Leiters. Dieser Einfluss muss bei der Berechnung von Kabelparametern berücksichtigt werden.

2.3.2. Proximity-Effekt

Liegen zwei oder mehrere Kabel dicht nebeneinander, können sich die magnetischen Felder gegenseitig beeinflussen. Liegt z.B. ein stromdurchflossener Leiter A in der Nähe eines undurchflossenen Leiters B, kann das sich zeitlich verändernde Magnetfeld von Leiter A ein elektrisches Feld in B induzieren. Es kommt somit zu einem Stromfluss in Leiter B. Je nach Konstellation können nahe beieinander liegende Leiter nun das Quellenfeld im jeweils anderen Leiter verstärken oder schwächen. Somit können sich zum Skin-Effekt weitere ohmsche Verluste addieren.

Abb. 2.6 zeigt die Stromverdrängung in drei Leitern, im Abstand von 1 mm , mit jeweils 240 mm^2 Querschnittfläche bei einer Frequenz von 1 kHz . Im Gegensatz zum reinen Skin-Effekt, wenn nur ein Leiter betrachtet wird, reduziert sich hier die stromdurchflossene Fläche um ca. 50%.

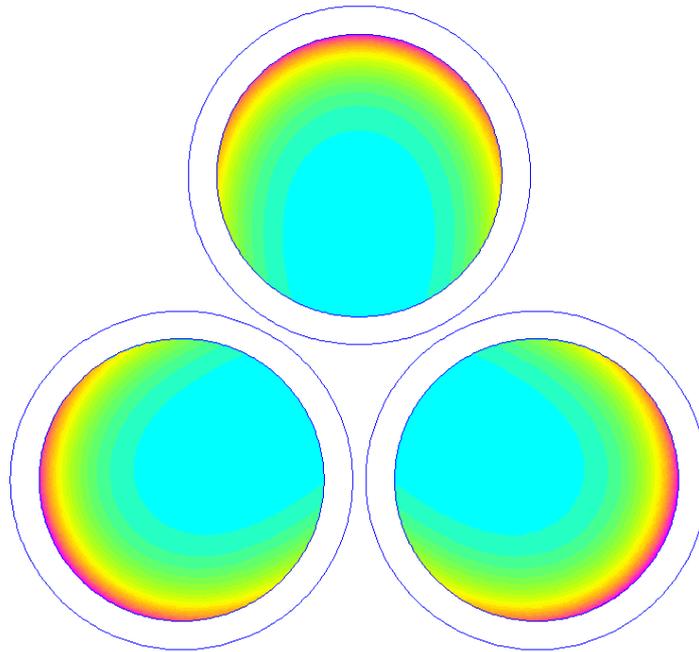


Abbildung 2.6.: Stromdichteverteilung in nah beieinander liegenden Leitern (heiße Farben = hohe Stromdichte) [3]

Möglichkeiten zur analytischen Berechnung des Widerstandsverhältnisses, bei unterschiedlichen Kabelanordnungen, finden sich zum Beispiel in [5].

2.4. Elektromagnetische Verträglichkeit

Der Begriff Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) bezeichnet eine Technologie die in vielen Bereichen der Elektrotechnik Anwendung findet (z.B. Automatisierungs-, Informations-, Kommunikations- und Energietechnik). Die EMV beschäftigt sich mit dem Aufkommen, der Ausdehnung und der Eliminierung von elektromagnetischen Einkopplungen. Dazu gehören zum Beispiel elektrostatische Entladungen, Stromschleifen über die elektrische Erde, Funkstörungen und Einstreuungen. Bei der Planung und Entwicklung eines Systems sollte die EMV von Beginn an berücksichtigt werden, nur so kann die Sicherheit und Zuverlässigkeit des Systems garantiert werden. Die Einhaltung der EMV ist, kurz gesagt, dann gewährt wenn alle Arten von Sendern und Empfänger nebeneinander funktionieren können. Im Falle der Antriebstechnik gilt die eingesetzte Leistungselektronik (z.B. Frequenzumrichter mit IGBT Schaltung) als Sender, der im System Störsignal verursachen kann.

Zum Planen der EMV müssen folgende Faktoren bekannt sein (gemäß [16]):

- die störende Umgebung (Feldstärken, Frequenzspektren, Flankensteilheiten)
- die Kopplungsmechanismen (in Form von Filter-/Schirmdämpfungen oder komplexer Übertragungsfunktionen)
- die Empfänglichkeit oder Empfindlichkeit des Störeffängers

Die Art und Weise elektromagnetischer Einkopplungen kann leitungsgebunden sein oder durch Abstrahlung erfolgen. Ist die Wellenlänge groß gegenüber den Dimensionen der Komponente, die als Störsender fungiert, dann finden die Einkopplungen hauptsächlich leitungsgebunden statt. Das heißt, dass die elektromagnetische Beeinflussung durch den Störer über Leitungen und passive Bauelemente zum Empfänger übertragen werden. Bei Wellenlängen, die im Bereich der Dimensionen der Störquelle sind, und darunter, spricht man von Abstrahlung. Dann werden die elektromagnetischen Beeinflussung über den Raum übertragen. Der Übergang zwischen den beiden Zuständen ist fließend und sie treten daher auch gemeinsam auf.

Da in der Netzwerktheorie keine Felder direkt berücksichtigt werden, können für rein elektrische Kopplungen ersatzweise Kondensatoren und für rein magnetische Kopplungen Induktivitäten im Ersatzschaltbild eingesetzt werden, wie in Abbildung 2.7 dargestellt.

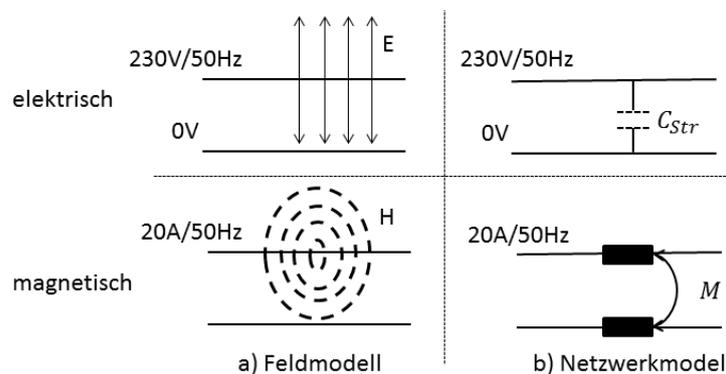


Abbildung 2.7.: Kopplungsarten im Feld- und Netzwerkmodell [16]

Zwei Begriffe der EMV, die Gegentakt- (Differential Mode, DM) und Gleichtaktstörungen (Common Mode, CM) sind auch für diese Arbeit relevant.

2.4.1. Gegentaktstörungen

Der Ursprung einer Gegentaktstörung kann in einer magnetischen Kopplung, Stromkreisen mit gemeinsamen Impedanzen oder Konvertierung von Energie aus einer Gleichtaktstörung liegen. Im Netzwerkmodell werden Gegentaktstörungen als ideale Spannungsquelle \underline{U}_{Gg0}

dargestellt und liegen in Reihe mit der Nutzsignalquelle. Die durch die Spannungsquelle erzeugten Ströme \underline{I}_{Gg} fließen in gleicher Richtung wie die Nutzsignalströme und verursachen am Empfänger \underline{Z}_E einen Spannungsabfall der als Störung betrachtet wird, vgl. mit Abb. 2.8.

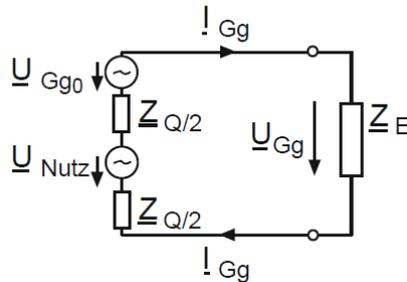


Abbildung 2.8.: Gegentaktstörung im Netzwerkmodell, [16]

2.4.2. Gleichtaktstörungen

Gleichtaktstörungen werden durch kapazitive Kopplungen, Potentialverschiebungen von Masse/Erdungspunkt oder durch Potentialdifferenzen zwischen räumlich getrennter Masse- und Erdanschlüsse hervorgerufen. Die Gleichtaktstörquelle liegt als ideale Spannungsquelle \underline{U}_{G10} im Netzwerkmodell zwischen Erde und Stromkreis. Die durch die Gleichtaktstörquelle getriebenen Ströme \underline{I}_{G1} fließen in den Leitern gleichsinnig zum Störfänger. In dem in Abb. 2.9 a) gezeigten Fall treten keine Ströme auf bzw. $\underline{I}_{G1} = 0$, da die Schaltung an keiner Stelle mit dem Erdpotential verbunden ist und damit kein geschlossener Stromkreis zustande kommt. Das bedeutet, dass sich in schwebenden Systemen (Erdfrei) zunächst keine Gleichtaktströme ausbilden können.

Jedoch können hohe Spannungen zwischen Stromkreis und Erdpotential zu Durchschlägen an der Isolation führen, was zu irreversiblen Schäden führt. Das System kann nur für niedrige Frequenzen als real erdfrei angesehen werden. Bei steigender Frequenz nehmen die Leitungsimpedanzen und Streukapazitäten der Komponenten gegen Erde zu. Sind die Streukapazitäten symmetrisch und die Leitungsimpedanzen im Hin- und Rückleiter gleich, bilden sich zwar Gleichtaktströme aus aber es tritt dadurch keine Störspannung an der Last (\underline{U}_{Gg}) auf, vgl. Abb. 2.9 b). In der Praxis kann davon ausgegangen werden, dass die Impedanzen und Kapazitäten nie komplett identisch sind und sich somit auch eine Störspannung am Empfänger ausbildet.

Durch ungleiche Impedanzen im Hin- und Rückleiter wird die Gleichtaktspannung ganz oder teilweise in eine Gegentaktspannung umgewandelt. Die Theorie dahinter ist in [16] erläutert.

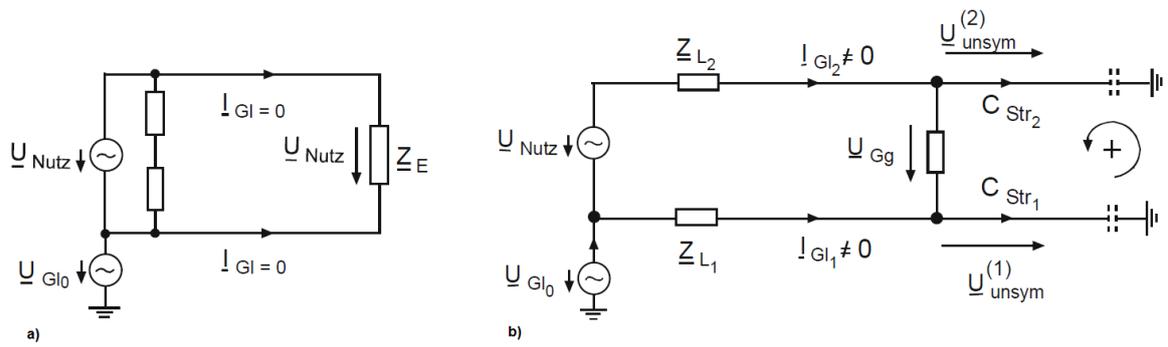


Abbildung 2.9.: Gleichtaktstörung im Netzwerkmodell a) ideal b) mit Streukapazitäten und Leitungsimpedanzen, [16]

Das bedeutet, dass in der Regel bei Systemen mit höheren Frequenzen, beide Phänomene gleichzeitig auftreten.

3. Normen

Die Internationale Kommission für Elektrotechnik (IEC) ist eine weltweite Organisation, die im Bereich der Elektrik und Elektronik Standardisierungen erstellt und ausgibt. Die durch diese Kommission herausgegebenen Normen sollen einen einheitlichen Aufbau, Umgang, Test und Einsatz von Kabeln und anderen elektronischen Komponenten oder Verfahren gewährleisten. Dadurch wird sichergestellt, dass regionsübergreifend gleiche Bedingungen herrschen und das Nutzen von elektronischen Komponenten für den Verbraucher erleichtert wird.

Die Normen für Kabel, die in dieser Arbeit von Bedeutung sind, werden hier genannt und erläutert.

3.1. IEC60228 - Leiter für Kabel und isolierte Leitungen

Die Norm 60228 beschreibt die Merkmale und Eigenschaften von Leitern für Kabel. In ihr werden die Anforderungen für die Anzahl, Maße und Widerstandswerte von Drähten mit unterschiedlichen Materialien festgelegt.

Elektrische Leiter werden aufgrund von unterschiedlichen Bauarten in Klassen eingeteilt:

- Klasse 1: ein-drahtige Leiter
- Klasse 2: mehr-drahtige Leiter
- Klasse 3: feindrähtige Leiter
- Klasse 4: feinstdrähtige Leiter

Die Kabel dieser Thesis können den Klassen 2 oder 5 zugeordnet werden. Ein Leiter kann aus weichgeglühtem Kupfer (blank oder metallumhüllt), Aluminium oder Aluminiumlegierung bestehen. Die Leiter werden nach ihrem Nennquerschnitt bezeichnet. Es wird jedoch darauf hingewiesen, dass der Nennquerschnitt nicht dem physikalischen Querschnitt des Leiters entsprechen muss, vielmehr wird für jeden Nennquerschnitt ein maximaler Widerstandswert gefordert, der von Kabelherstellern eingehalten werden muss. In dieser Norm sind ebenfalls

die Zugfestigkeiten für die Nennquerschnitte festgelegt, diese Eigenschaft ist für die weiteren Betrachtungen nicht relevant.

Als Beispiel wird für eine Leitung mit 120mm^2 Nennquerschnitt der Klasse 2, die aus runden Kupfer Drähten besteht, eine Mindestanzahl von 37 Einzeldrähten im Leiter und ein Widerstand von $0,153\frac{\Omega}{\text{km}}$ gefordert. Dies entspricht einem spezifischen Widerstand von $1.83610^{-8}\Omega\text{m}$. Bei Leitern der Klasse 2 mit blanken Drähten liegt der spezifische Widerstand im Bereich $1.9510^{-8}\Omega\text{m}$ bei $0,5\text{mm}^2$ bis $1.80810^{-8}\Omega\text{m}$ bei 630mm^2 und für Leiter der Klasse 5 von $1.810^{-8}\Omega\text{m}$ bei $0,5\text{mm}^2$ bis $1.76810^{-8}\Omega\text{m}$ bei 800mm^2 .

In der Norm geht es ausschließlich um den Gleichstromwiderstand einer Leitung, dieser ist zudem abhängig von der Temperatur des Leiters. Der Bezugswert ist immer für eine Leitertemperatur von 20° angegeben, bei abweichenden Temperaturen ist die Berechnungsformel

$$R_{20} = R_T k_T \frac{1000}{l} \quad (3.1)$$

mit

$$R_{20} = \text{Widerstandsbelag bei } 20^\circ \text{ in } \frac{\Omega}{\text{km}}$$

R_T = gemessener Widerstand

l = Länge der Leitung

k_T = Temperaturkorrekturfaktor

Der Korrekturfaktor für die Berechnung des Widerstandes bei einer Temperatur des Leiters abweichend von 20° zum Zeitpunkt der Messung ist

$$k_T = \frac{1}{1 + 0,00393(T - 20)} \quad (3.2)$$

3.2. IEC60287 - Berechnung des Nennstromes von elektrischen Kabeln

Methoden zur Berechnung des Nennstromes von Kabeln werden in der IEC60287 vorgestellt. Die Norm ist in drei Teile gegliedert:

1. Formeln zur Berechnung der Nennwerte und Verluste

2. Formeln für den thermischen Widerstand
3. Lektionen über die Einsatzbedingungen

Diese Norm ist gültig für stationäre Zustände von Kabeln bei Wechsel- und Gleichspannung bis 5kV. Stationär bedeutet dabei, dass ein kontinuierlicher und konstanter Strom fließt. Die Kabel können in der Erde vergraben, in Schächten, Kabelkanälen/–wannen oder Stahlrohren als auch in der Luft verlegt sein. Die Umgebungsbedingungen werden als konstant angenommen. Vorausgesetzt wird außerdem, dass der Strom ausreicht um die Höchsttemperatur des Leiters asymptotisch zu erreichen.

Neben den Berechnungen für die Nennwerte des Stromes, bei unterschiedlichen Kabelverlegungen, sind Berechnungsformeln für den Widerstand einer Leitung im Teil 1 der Norm angegeben. Diese können zum Vergleich mit anderen Berechnungsmethoden in dieser Arbeit herangezogen werden. Die Teile 2 und 3 der IEC60287 sind nicht relevant für die weiteren Betrachtungen.

Der Wechselstromwiderstand eines SC-Kabels wird angegeben mit [3.3](#) und für PT-Kabel mit [3.4](#)

$$R_{AC} = R_{DC}(1 + y_s + y_p) \quad (3.3)$$

$$R_{AC} = R_{DC}(1 + 1,5(y_s + y_p)) \quad (3.4)$$

mit

R_{AC} = Wechselstromwiderstand des Leiters bei maximaler Betriebstemperatur in $\frac{\Omega}{m}$

R_{DC} = Gleichstromwiderstand des Leiters bei maximaler Betriebstemperatur in $\frac{\Omega}{m}$

y_s = Faktor für den Skin Effekt

y_p = Faktor für den Proximity Effekt

Der Gleichstromwiderstand eines Leiters ist definiert durch

$$R_{DC} = \frac{\rho}{A} \quad (3.5)$$

$$R_{DC}(\theta) = R_{20} (1 + \alpha_{20}(\theta - 20)) \quad (3.6)$$

Material	spezifischer Widerstand $\rho(\Omega m)$	Temperaturkoeffizient $\alpha_{20}(K^{-1})$
Kupfer	$1,724 \cdot 10^{-8}$	$3,93 \cdot 10^{-3}$
Aluminium	$2,286 \cdot 10^{-8}$	$4,03 \cdot 10^{-3}$

Tabelle 3.1.: Spezifischer elektrischer Widerstand und Temperaturkoeffizient laut [6]

mit

ρ = spezifischer elektrischer Widerstand

A = Querschnittfläche des Leiters in m^2

R_{20} = Gleichstromwiderstand des Leiters bei 20°C in $\frac{\Omega}{m}$

α_{10} = Temperaturkoeffizient bei 20°C pro Kelvin

θ = Maximale Betriebstemperatur in °C

Die Werte für den spezifischen Widerstand und dem Temperaturkoeffizienten können der IEC entnommen werden, siehe Tabelle 3.1. Der Skin-Effekt-Faktor ist mit

$$y_s = \frac{x_s^4}{192 + 0,8x_s^4} \quad (3.7)$$

mit

$$x_s^2 = \frac{8\pi f}{R_{DC}} 10^{-7} k_s$$

gegeben.

Der Proximity-Effekt ist nur wirksam, wenn sich mindestens zwei Leiter in näherer Umgebung zueinander befinden. Die IEC60287 liefert mehrere Formeln je nach Anordnung der Kabel zueinander. Beispielhaft soll hier die Formel für Kabel mit zwei Leitern bzw. zwei Kabel mit je einem Leiter angegeben werden:

$$y_p = \frac{x_p^4}{192 + 0,8x_p^4} \left(\frac{d_c}{s} \right)^2 2,9 \quad (3.8)$$

Art des Leiters	k_s	k_p
<i>Kupfer</i>		
Rund, massiv	1	1
Rund, verlitzt	1	1
<i>Aluminium</i>		
Rund, massiv	1	1
Rund,verlitzt	1	0,8

Tabelle 3.2.: Skin- und Proximity Effekt - Werte für k_s und k_p laut [6]

mit

$$x_p^2 = \frac{8\pi f}{R_{DC}} 10^{-7} k_p$$

Die Berechnungen des Leiterwiderstandes sind gültig für $x_s, x_p < 2.8$. Die Werte für k_s, k_p sind in Tabelle 3.2 aufgeführt, es handelt sich dabei nur um Beispiele und nicht alle Leiterformen die in der IEC angegeben sind.

3.3. IEC60502 - Energiekabel mit extrudierter Isolierung von 1kV bis 30kV

Die Norm 60502 besteht aus vier Teilen, die sich mit den unterschiedlichen Spannungsebenen befassen. Für die Zwecke dieser Arbeit ist der Teil 1 wichtig, in dem Kabel mit einer Nennspannung von 1kV bis 3kV (Leiter-Leiter Spannung) betrachtet werden.

In diesem Teil werden der Aufbau, die Dimensionen und Anforderungen an die Prüfverfahren spezifiziert, sowohl für feste Installationen als auch Verteilernetze oder industrielle Installationen. Kabel für spezielle Anwendungen oder spezielle Bedingungen wie z.B. an Schiffen sind nicht inkludiert. Die Norm umfasst verschiedene Isolationsmaterialien wie PVC/A oder XLPE und legt die maximalen Temperaturen fest bei denen diese eingesetzt werden dürfen. Außerdem wird für jeden Leiternennquerschnitt und Isolationstyp ein Nennwert für die Dicke der Isolationsschicht vorgeschrieben.

Einige weitere Vorschriften zum Aufbau des Kabels werden in dieser Norm spezifiziert, die hier jedoch nicht weiter genannt werden sollen.

4. Analyse

4.1. Software

An dieser Stelle werden die in der Arbeit verwendeten Softwareprogramme vorgestellt.

4.1.1. Ansys Simplorer

Ansys Simplorer ist ein Simulationstool für elektrische Komponenten und Schaltungen. Mit diesem Programm können komplexe leistungselektronische Systeme und andere elektronisch gesteuerte Systeme simuliert werden.

Die Verwendung von Simplorer erlaubt es, Systeme bereits im Entwicklungsstadium zu simulieren um dadurch Probleme zu identifizieren. Somit kann die Qualität des Produktes sichergestellt oder die Entwicklungszeit verkürzt werden.

Simplorer erlaubt unterschiedliche Methoden zur Modellierung, dazu gehören Blockdiagramme, Zustandsgraphen, Gleichungen, VHDL-AMS und C. Diese Methoden können in einem Schema auch gemischt verwendet werden.

In dieser Arbeit wird Simplorer in der Version 2014.0.2 verwendet, um Simulationen mit unterschiedlichen Kabelmodellen durchzuführen und diese im Zusammenspiel mit anderen Komponenten zu untersuchen.

4.1.2. Ansys Q3D

Es handelt sich um ein 2D/3D-Analyse Tool, basierend auf der Finite-Elemente-Methode (FEM), das die parasitären Parameter R, L, C und G zwischen zwei Punkten einer Komponente berechnet. Anhand des geometrischen Aufbaus und den Materialien, werden die Parameter in Abhängigkeit von der Frequenz bestimmt. Mit dieser Methode können zum Beispiel elektrische Komponenten vor ihrer Herstellung simuliert und validiert werden um Kosten zu sparen. Das Vernetzen der finiten Elemente, das sogenannte meshing, übernimmt Q3D automatisch im Hintergrund.

Die Kalkulation wird für eine bestimmte Frequenz ausgeführt oder für ein diskretes Frequenzband, ausgehend vom meshing bei einer festgelegten Frequenz. Dies führt im Vergleich der beiden Möglichkeiten zu abweichenden Werten, bei der selben Frequenz, durch unterschiedlich vernetzte Modelle.

Es besteht außerdem die Möglichkeit, mit ANSYS Q3D, Modelle für Simplorer zu erstellen, welche direkt in Simplorer eingebunden werden können. Zusätzlich erzeugt das Programm RL und CG Matrizen, mit Dimensionen basierend auf der Anzahl der Komponenten.

Mit Hilfe der grafischen Oberfläche können diverse geometrische Formen erstellt und jeder Form ein Material zugeordnet werden. Somit lassen sich auch komplexe Konstellationen relativ leicht implementieren.

In dieser Arbeit wird Q3D Version 2014.0.2 verwendet, um Kabel mit ihren geometrischen Abmessung und Materialeigenschaften darzustellen und die R, L, C, G Parameter zu berechnen. Die FEM bietet den Vorteil, das keine aufwendigen Messungen nötig sind und dennoch genaue Ergebnisse erzielt werden können.

Gleichstrom gegenüber Wechselstrom Analyse

Q3D kann die Widerstands- und Induktivitätsmatrizen sowohl für Wechselstrom- (AC, engl. alternating current) als auch für Gleichstrom- (DC, engl. direct current) Probleme berechnen. Die Berechnung des Widerstandes basiert auf der Skin-Tiefe (vgl. Formel 2.19). Die Berechnung über die Skin-Tiefe ist nur in Bereichen genau, in denen die Dicke des Leiters viel größer oder viel kleiner ist als die Skin-Tiefe. Für die AC Analyse kann daher eine untere Grenzfrequenz angenommen werden, ab der die Berechnung des Widerstandes gültig ist, vgl. [2]. Die Grenzfrequenz ergibt sich bei einer Skin-Tiefe die drei mal kleiner als der Durchmesser des Leiters sein soll zu

$$f \geq \frac{9}{\pi \mu \sigma d^2} \quad (4.1)$$

mit

d = Durchmesser des Leiters

Das bedeutet, dass für einen Kupferleiter mit dem Durchmesser 11mm die Induktivitäts-/Widerstandswerte ab einer Frequenz von ca. 330kHz genau werden. Für kleinere Durchmesser steigt die untere Grenzfrequenz der AC Analyse.

Eine ähnliche Berechnung kann für die DC Analyse durchgeführt werden, unter der Annahme, dass die Skin-Tiefe größer sein muss als der Durchmesser des Leiters.

$$f \leq \frac{1}{\pi \mu \sigma d^2} \quad (4.2)$$

Für den im obigen Beispiel verwendeten Leiter ergibt sich damit eine obere Grenzfrequenz der DC Analyse von ca. 36Hz. Das bedeutet, dass die Widerstandswerte und Induktivitätswerte aus der Berechnung im Bereich 36Hz bis 330KHz für diesen spezifischen Leiter nicht gültig sind.

Bei der Ermittlung der Parameter mit Q3D für ein Simulationsmodell ist dieser Umstand zu berücksichtigen.

4.1.3. EMTP-RV

Das Programm EMTP (electro magnetic transient program)-RV von *powersys solutions* dient zur Analyse und Simulation von transienten Vorgängen in Energiesystemen und bietet die Möglichkeit Anwendungen der Energiebranche zu untersuchen. Dies ist unter anderem möglich durch erweiterte Modelle von elektrischen Maschinen, detaillierte Kabel und Leitungsmodelle sowie Transformator Modellen und Steuerungsgeräten.

Zusätzliche Softwareroutinen zur Berechnung von Kabelmodellen ermöglichen die Bestimmung der elektrischen Kabeleigenschaften anhand geometrischer Daten und Materialeigenschaften.

Die Testversion von EMTP-RV wurde genutzt um Kabelparameter zu bestimmen und mit anderen Methoden der Parameterbestimmung zu vergleichen. Der Vorteil der EMTP-Software liegt in der schnellen Berechnung der Kabelparameter. Allerdings ist der Funktionsumfang, was die Simulationen betrifft, deutlich geringer als der von Simplorer (wegen der Spezialisierung auf Energieübertragungssysteme). Da die Parameter auch mit den zuvor genannten Programmen gewonnen werden können, wird diese Software später nicht weiter verwendet und nur für Vergleichszwecke erwähnt.

4.2. Frequenzanteile der Erregerspannung

Um ein möglichst exaktes Ergebnis in der Simulation zu erzielen, ist es vorteilhaft, wenn bekannt ist, welche Frequenzanteile das Eingangssignal besitzt. Mit dieser Information muss dann das Kabelmodell angepasst werden, damit es dieses bestimmte Frequenzspektrum abdeckt.

Im Falle des Kabels handelt es sich bei dem Eingangssignal um die Ausgangsspannung des PWR, mit oder ohne Filter bzw. du/dt-Drossel. Die Grundfrequenz, die mit dem Umrichter auf der Motorseite eingestellt wird, liegt in der Regel zwischen wenigen bis mehreren hundert Hertz. Bei diesen Frequenzen bringen auch einfache Modelle, ohne Frequenzabhängigkeit, gute Ergebnisse. Allerdings liegt die Schaltfrequenz der Umrichter bei mehreren tausend Herz und setzt sich aus Rechteckimpulsen zusammen. Die Fourieranalyse eines Rechteckimpulses ergibt ein Spektrum mit unendlich vielen Frequenzen. Es macht jedoch wenig Sinn alle Frequenzen mit einzubeziehen, da bei sehr hohen Frequenzen nur noch wenig Energie in diesen Oberschwingungen steckt, und diese somit vernachlässigbar sind. Hinzu kommt, dass in der Praxis keine idealen Rechteckimpulse existieren.

Eine Abschätzung der maximalen Frequenz im System kann über die Flankensteilheit des Rechteckimpulses vorgenommen werden. Je nach Definition, gibt es verschiedene Möglichkeiten zur Berechnung der höchsten Frequenz. Im allgemeinen definiert sich die Anstiegszeit, als die Zeitdifferenz des Signals, die zwischen der 10% und 90% Marke besteht, siehe Abb. 4.1. Die maximale Spannung entspricht dabei der Zwischenkreisspannung des Umrichters. Bei einer Netzspannung von 690V entspräche dies etwa einer Zwischenkreisspannung von 1030V.

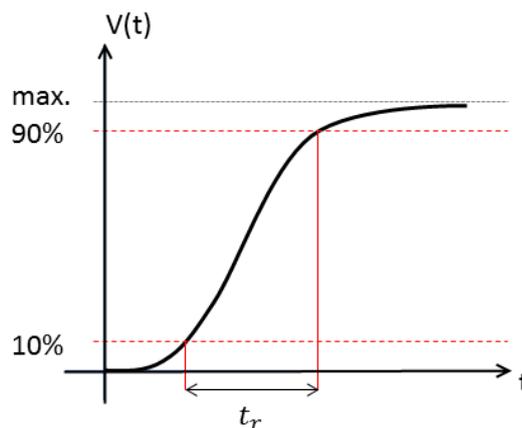


Abbildung 4.1.: Definition Anstiegszeit eines Signalwechsels

In [12, Seite 199] sind zwei ähnliche Formeln zur Abschätzung der höchsten Frequenz f_{max} genannt. Als Definition der Anstiegszeit t_r zwischen 10 bis 90% der stationären Amplitude eines Pulses (kein Schwingen) in Gl. (4.3) und für die Anstiegszeit t_r zwischen 20 bis 80% in Gl. (4.4).

$$f_{max} \approx \frac{0.5}{t_r} \quad (4.3)$$

$$f_{max} \approx \frac{0.4}{t_r} \quad (4.4)$$

Eine andere Approximation wird in [15, Seite 3] vorgestellt,

$$f_{max} = \frac{1}{\pi t_r} \quad (4.5)$$

jedoch geht aus der Quelle nicht hervor welche Definition für die Anstiegszeit genutzt wird. Wenn das Eingangssignal mit einem trapezförmigen Signal vereinfacht wird, wie in Abb. 4.2 gezeigt, kann die maximale Frequenz anhand der Formel aus [8]

$$f_{max} = \frac{1}{t_r} \quad (4.6)$$

berechnet werden.

Alle zuvor genannten Formeln liefern Ergebnisse in der gleichen Größenordnung, für die Anstiegszeit eines definierten Signalverlaufes. Am größten ist die Frequenz nach der Berechnung mit Formel 4.6. Es wird deshalb mit dieser Formel weitergearbeitet um auch den „Worst-Case“ mit einzubeziehen.

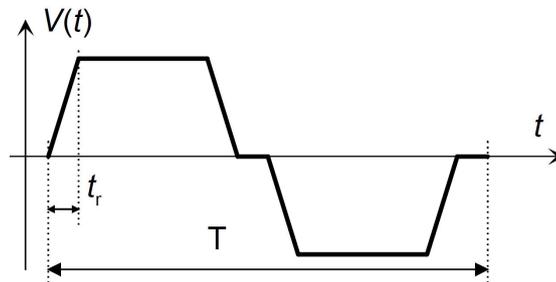


Abbildung 4.2.: Definition der Anstiegszeit bei vereinfachtem Signalverlauf, [13, Seite 28]

Typische Anstiegszeiten für gängige Schaltelemente in der Wechselrichtertechnik sind in Tabelle 4.1 aufgeführt. In dieser Arbeit beschäftigen wir uns ausschließlich mit Umrichtern, die IGBT's als Bauteile verwenden. Dies ist zugleich der kritische Fall, da die Frequenzen aufgrund der niedrigen Anstiegszeiten von IGBT's, sehr hoch werden.

Bei Motoren bzw. Umrichtern mit geringerer Leistung, sind die Anstiegszeiten kleiner als bei entsprechenden Systemen mit höherer Leistung. Auf Schiffen werden in der Regel sehr große Leistungen gefahren, so dass wir eine durchschnittliche Anstiegszeit von 200ns annehmen können. Bei einer Messung der netzseitigen Leiter-Leiter-Spannung an einem AFE-Wechselrichter eines Plattform-Versorgungs-Schiffes, wurden die Spannungspulse in Abb.

Bauteil	Anstiegszeit in μs
GTO	2 – 4
BJT	0.4 – 2
IGBT	0.05 – 0.4

Tabelle 4.1.: Typische Anstiegszeiten einzelner Bauelemente [15]

4.3 aufgezeichnet. Die Spannung wurde nach dem Netzfilter des *SINAMICS S120* am Anfang der Leitungen gemessen. Je nach Aussteuerungsgrad und Arbeitspunkt verändern sich die Flankensteilheiten der gepulsten Spannung auf den Leitern. In den gemessenen Graphen ergeben sich Anstiegszeiten von 200ns bis 1200ns. Damit können in diesem Fall 200ns als Maximum übernommen werden.

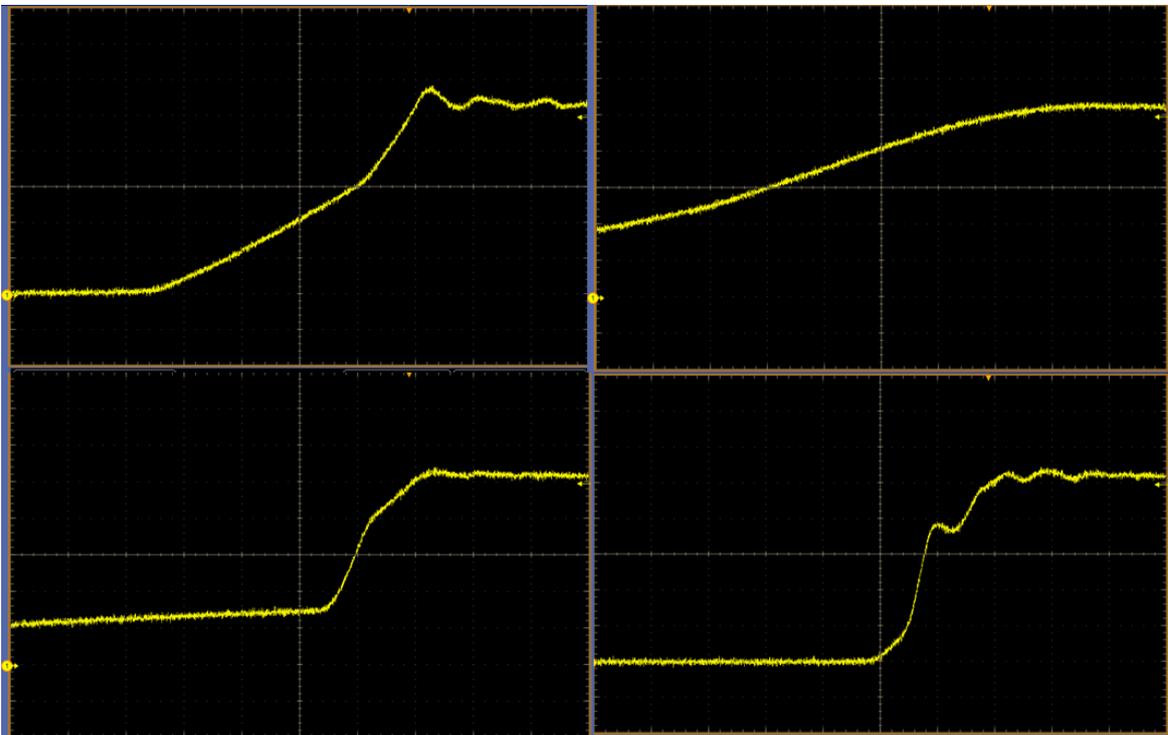


Abbildung 4.3.: Netzseitige Spannungsfanken der Leiter-Leiter-Spannung

Dies deckt sich auch mit den Angaben in [17], wo durchschnittliche Anstiegszeiten bei SINAMICS Umrichtern mit 170-340ns genannt werden. Daraus ergibt sich mit 4.6 eine Frequenz f_{max} im Bereich von ca. 3 bis 6MHz. Mit dieser Annahme muss nun ein Modell entwickelt werden, welches im Frequenzbereich bis 6MHz ausreichende Genauigkeit liefert.

4.3. Kabelmodelle

Um die Eigenschaften eines elektrischen Kabels in der Simulation nachzubilden, existieren verschiedene Ansätze, die in den folgenden Abschnitten erläutert werden sollen. Alle Modelle bilden in Ergänzung zu dem durch das Ohmsche Gesetz verursachten Spannungsabfall und Leistungsverlust auch die Wellenausbreitung auf dem Kabel ab. Dies ist in Anwendungen mit Wechselspannung oder gepulsten Spannungen, mit hohen Frequenzen, in Verbindung mit großen Leitungslängen wichtig, da in diesen Fällen durch Reflexion an den Kabelabschlüssen Spannungsüberhöhungen auftreten können.

4.3.1. Bergeron Methode

Die Bergeron Methode ist eine grafische Vorgehensweise, zur Bestimmung der Spannungsreflexionen auf einer Leitung, bei transienten Vorgängen. Die Methode wird in [20] vorgestellt.

Spannung und Strom breiten sich auf einer Leitung in Form einer vorwärts (u_v, i_v) und einer reflektierten (u_r, i_r) Welle aus. Die Wellen überlagern sich auf der Leitung und ergeben eine Spannung

$$u(x, t) = u_v + u_r \quad (4.7)$$

und den Strom

$$i(x, t) = i_v + i_r \quad (4.8)$$

in Abhängigkeit der Distanz x und der Zeit t . Die charakteristische Impedanz der Leitung ist das Verhältnis zwischen Spannung und Strom der fortlaufenden Welle:

$$Z_w = \frac{u_v}{i_v} = -\frac{u_r}{i_r} \quad (4.9)$$

Durch Umformung der Gleichungen ergibt sich:

$$u(x, t) + Z_w i = u_v + u_r + Z_w(i_v + i_r) = 2u_v(x - vt) \quad (4.10)$$

$$u(x, t) - Z_w i = u_v + u_r - Z_w(i_v + i_r) = 2u_r(x + vt) \quad (4.11)$$

Die Leitung wird als Verlustlos angenommen ($R' = G' = 0$) somit gilt

$$v = \frac{1}{\sqrt{L'C'}} \quad (4.12)$$

für die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Welle und

$$Z_w = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (4.13)$$

für die charakteristische Impedanz.

Die Funktionen

$$f(x - vt) = u + Z_w i \quad (4.14)$$

für die vorwärts laufende und

$$f(x + vt) = u - Z_w i \quad (4.15)$$

für die reflektierte Welle sind konstant, [20, Seite 2]. Damit ergibt sich eine Steigung von $-Z_w$ und $+Z_w$ im Strom-/Spannungsdiagramm für die vorwärts bzw. reflektierte Welle.

In Abb. 4.4 ist eine einfache Schaltung dargestellt, mit der die transienten Vorgänge anschaulich analysiert werden können. Die Schaltung besteht aus einer Spannungsquelle U_0 mit dem Innenwiderstand Z_i , einem Kabel mit der charakteristischen Impedanz Z_w und dem Abschlusswiderstand Z_L . Um den Bergeron Graphen zeichnen zu können, werden die charakteristischen Kennlinien der Leitungsabschlüsse bestimmt. Dafür wird die Schaltung im eingeschwungenen Zustand betrachtet, siehe Abb. 4.5.

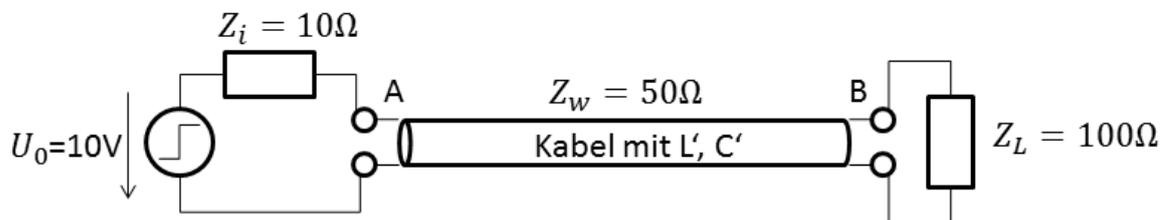


Abbildung 4.4.: Schaltungsbeispiel zur Analyse der transienten Spannungsvorgänge

Der Arbeitspunkt an der Stelle A=B ergibt sich somit aus den beiden Geradengleichungen

$$U_0 - Z_i i \quad (4.16)$$

$$Z_L * i \quad (4.17)$$

Die Gleichungen bilden die Begrenzung für die Geraden mit der Steigung Z_w , an denen diese gebrochen werden. Als letztes muss der Startpunkt des Graphen bestimmt werden. In unserem Fall wird die Spannung zum Zeitpunkt $t=0$ eingeschaltet. Zum Zeitpunkt $t < 0$ sind Spannung und Strom auf der Leitung gleich Null. Der Graph startet damit im Koordinatenursprung und beginnt mit der positiven Steigung Z_w , wird an der Kennlinie $U_0 - Z_i i$ gebrochen

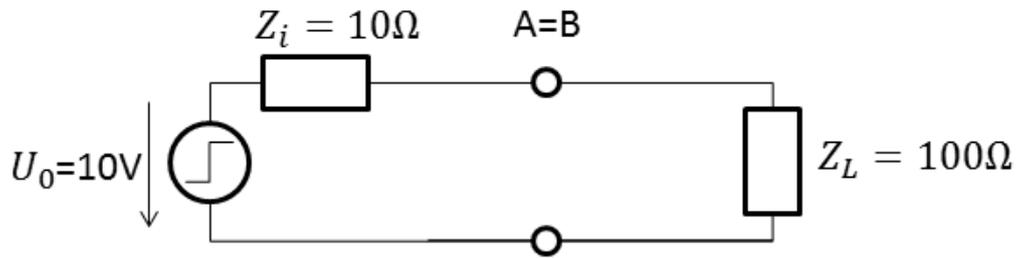


Abbildung 4.5.: Vereinfachte Schaltung im eingeschwungenen Zustand (verlustlose Leitung)

und mit der negativen Steigung $-Z_w$ reflektiert. Das Bergeron Diagramm bis zum Zeitpunkt $t=4\tau$ ist in Abb. 4.6 aufgezeigt. Mit

$$\tau = l/v$$

und l = Länge des Kabels.

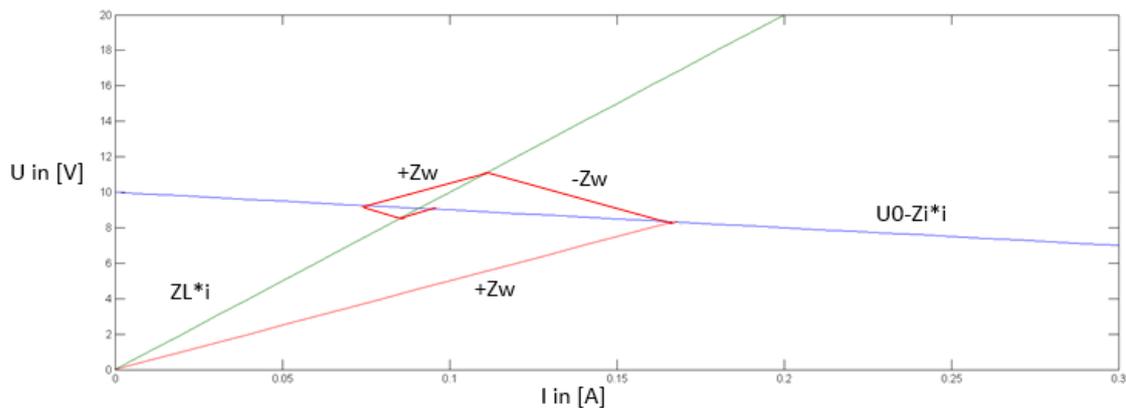


Abbildung 4.6.: Bergeron Diagramm

Der im Zeitbereich resultierende Spannungsverlauf am Anfang (A) und Ende (B) des Kabels ist in Abb. 4.7 gezeichnet, für $0 \leq t \leq 5\tau$. Somit kann die Spannungsüberhöhung am Ende des Kabels abgeschätzt werden.

Bei der Bergeron Methode handelt es sich um eine relativ einfache Prozedur, mit der der Spannungsverlauf an den Kabelabschlüssen vorhergesagt werden kann. Sie eignet sich ebenfalls für nicht lineare Leitungsabschlüsse, dafür müssen lediglich die Strom-Spannungskennlinien der Abschlüsse bekannt sein. Der Einsatz dieser Methode ist aber nur sinnvoll in Bereichen mit relativ kurzen Leitungslängen z.B. Mikroelektronik, da der Einfluss des ohmschen Widerstands und des Ableitwertes vernachlässigt wird. Außerdem ist

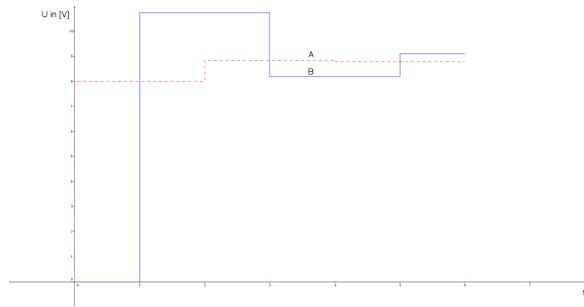


Abbildung 4.7.: Spannungsverlauf an Punkt A (rot) und B (blau)

es nicht möglich, den Einfluss eines Kabelschirms, mehrerer Leiter nebeneinander oder die Frequenzabhängigkeit der Kabelparameter zu berücksichtigen. Da es sich um eine rein grafische Methode handelt, die zwar mit entsprechenden Gleichungen in einem Programm mathematisch berechnet werden kann, ist die Implementierung in eine Anlagensimulation mit mehreren Komponenten umständlich. Aus den zuvor genannten Gründen wird die Bergeron Methode nicht für die Analyse der Hochfrequenzeffekte in dieser Arbeit verwendet.

4.3.2. Lumped Parameter Modell

In einem Lumped-Parameter Modell (LPM) werden die Eigenschaften des Kabels in einer Schaltung mit R, L, G und C Elementen zusammengefasst (vgl. Abb. 4.8). Die Werte dieser Elemente sind für eine spezifische Erregerfrequenz bestimmt.

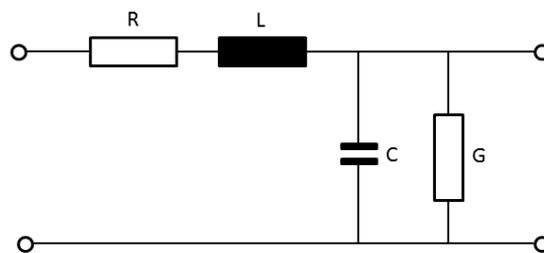


Abbildung 4.8.: Schema eines LPM für ein Kabel

Das LPM kann für Fälle verwendet werden, in denen die Länge des Leiters sehr viel geringer ist als die Wellenlänge. Es eignet sich für stationäre Simulationen oder Simulationen in der Nähe der Frequenz, für die die Parameter bestimmt worden sind.

4.3.3. Distributed Parameter Modell

Das Distributed Parameter Modell (DPM) nimmt an, dass die Attribute des Kabels (wie Widerstand, Kapazität und Induktivität) kontinuierlich auf der Länge des Kabels verteilt sind. In der Theorie reihen sich dafür unendlich viele infinitesimal kleine Segmente aneinander, vgl. Abb. 4.9. Die Elemente R' , G' , C' und L' repräsentieren dabei den Widerstands-, Ableitwerts-, Kapazitäts- und Induktivitätsbelag der Leitung pro Längeneinheit dx .

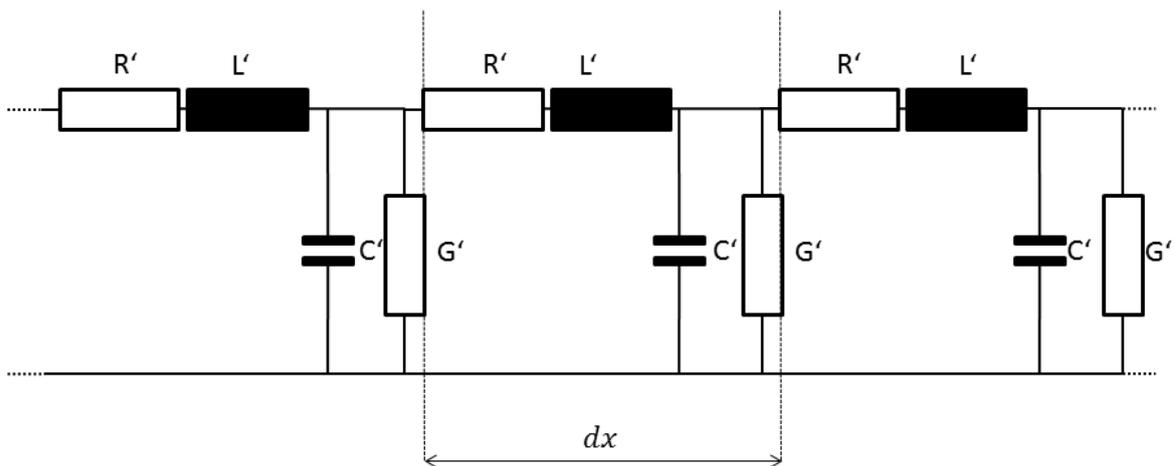


Abbildung 4.9.: Schema eines DPM für ein Kabel

Das DPM wird bei hohen Frequenzen eingesetzt, wenn die Wellenlänge sich im Bereich der Ausdehnung des Kabels befindet. Es ist das genaueste Modell für transiente Vorgänge (vgl. [9]). Die Parameter des DPM können sowohl konstant sein als auch frequenzabhängig.

In der Praxis wird dieses Modell mit einer endlichen Anzahl von Segmenten und einer definierten Länge für jedes Segment vereinfacht. Dabei handelt es sich streng genommen um eine Mischform aus LPM und DPM. Hierbei gilt, je höher die Anzahl der Segmente und je kleiner die Längen jedes Segments desto größer wird die erzielte Genauigkeit. Mit steigender Segmentzahl erhöht sich allerdings die Simulationszeit, so dass ein Kompromiss zwischen Rechenzeit und Genauigkeit gefunden werden muss. Das DPM ist das Modell zur Nachbildung des Kabelverhaltens welches in dieser Arbeit später verwendet wird.

4.4. Parameter Bestimmung

Um eine hohe Präzision der Simulation zu erlangen, ist es notwendig die spezifischen Parameter für ein gewähltes Kabelmodell zu bestimmen. Eine erste Quelle für Informationen zum

verwendeten Kabel, bieten die Angaben des Herstellers z.B. aus dem Datenblatt oder aus zusätzlichen Untersuchungen bzw. Tests. Diese reichen in der Regel jedoch nicht aus um die Eigenschaften des Kabels vollständig zu beschreiben. Für Kabel gibt es drei Möglichkeiten um an die Eingangsdaten zu gelangen (vgl. [9, Seite 7-9]):

- eine numerische Lösung die die partiellen Differentialgleichungen des elektromagnetischen Feldes in den Komponenten mit Hilfe der Finiten Elemente Methode (FEM) berechnet
- eine analytische Lösung die mit vereinfachten Gleichungen arbeitet und auf der Trennung von elektrischem und magnetischem Feld beruht
- Bestimmung der Parameter durch Messungen und Auswertung der Messergebnisse

Die beiden zuerst genannten Techniken basieren auf der Geometrie des Kabelaufbaus und der Verlegung. Zusätzlich werden die Materialeigenschaften (spezifischer Widerstand, Permeabilität, Permittivität) benötigt, die in der Regel durch den Hersteller bekannt gegeben werden oder in Standards definiert sind.

4.4.1. Numerische Berechnung

Mit der FE-Methode lassen sich die partiellen Differentialgleichungen für eine elektrische Komponente mit Hilfe von computerbasierten Programmen berechnen. Ein Tool, welches zur ANSYS Familie gehört, lautet Q3D Extractor.

Die Berechnung liefert laut [13] sehr gute Ergebnisse. Die resultierenden RL und CG Matrizen sind nur bei einer Frequenz gültig. Für die Simulation mit Simplorer besteht die Möglichkeit einen dynamischen Link zum Q3D Projekt hinzuzufügen. Anhand eines diskreten Frequenzbandes wird dann ein Modell in die laufende Simplorer Simulation eingebunden.

Der Kabelaufbau kann theoretisch exakt nachgebildet werden (inklusive verlitzen Leitermodellen), der Simulations- und Arbeitsaufwand ist jedoch sehr groß. Deshalb wurde ein Vergleich zwischen unterschiedlichen Abbildungsmethoden für verlitzte Leiter im Kapitel 5.3 durchgeführt. Das Nachbilden der Kabelumgebung ist begrenzt möglich. Zum Beispiel kann der Querschnitt eines Kabelkanals nachgebildet werden, jedoch ist es schwer ein in Erde verlegtes Kabel zu modellieren. Der Einfluss der Umgebung müsste in einem solchen Fall überprüft werden.

Die Berechnung der Parameter berücksichtigt nicht eventuell auftretende Reflexionen aufgrund der Welleneigenschaften der elektrischen Teilchen. Dies ist allerdings nur ein Problem, wenn die Ausdehnung der elektrischen Komponente im Bereich der Wellenlänge liegt. Die durchgeführten Berechnungen werden für Kabelstücke mit einem Meter Länge durchgeführt.

Die Wellenlängen der hier verwendeten Kabel liegen bei ungefähr 30m. Damit sind wir nicht in einem kritischem Bereich.

4.4.2. Analytische Berechnung

Der Berechnung der Kabelparameter anhand von vereinfachter Geometrie und Materialparametern liegen die folgenden Differentialgleichungen (DGL) zu Grunde. Die DGL eines homogenen einphasigen Leiters, wie in Abb. 4.10 , lauten

$$-\frac{\delta v(x, t)}{\delta x} = R' i(x, t) + L' \frac{\delta i(x, t)}{\delta t} \quad (4.18)$$

$$-\frac{\delta i(x, t)}{\delta x} = G' v(x, t) + C' \frac{\delta v(x, t)}{\delta t} \quad (4.19)$$

mit

$i(x, t), v(x, t)$ = Strom und Spannung in der Entfernung x zum Zeitpunkt t

R', L', G', C' = Leitungseigenschaften pro Längeneinheit

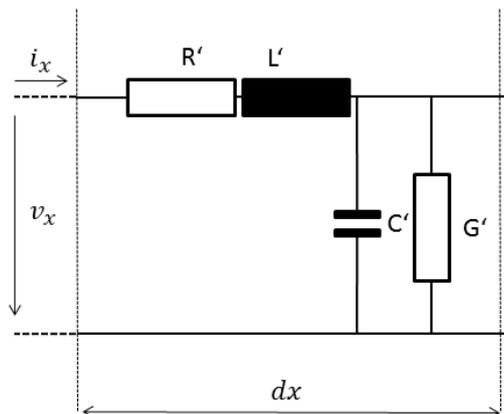


Abbildung 4.10.: Ersatzschaltbild eines kurzen einphasigen Leitungsstückes

In einem Mehrleitersystem, wie in Abb. 4.11, kommen zu den Parametern des einphasigen Leiters noch Kopplungskapazitäten und Kopplungsinduktivitäten, zwischen den einzelnen Leitern, hinzu. Der Ableitwert G zwischen den Leitern ist sehr gering und wird in mehreren

Werken vernachlässigt(vgl. [9] [13]), da der Einfluss auf den Laststrom sehr gering ist. Für die Modellierung der frequenzabhängigen Kapazität, wird er jedoch benötigt und daher in dieser Arbeit auch mit Einbezogen. Die Bestimmung von G mit der analytischen Methode ist kein Bestandteil dieser Arbeit. Kopplungsinduktivitäten zwischen den einzelnen Leitern und Erde (nicht gezeichnet in Abb. 4.11) treten auf, werden aber teilweise auch vernachlässigt (vgl. [13]).

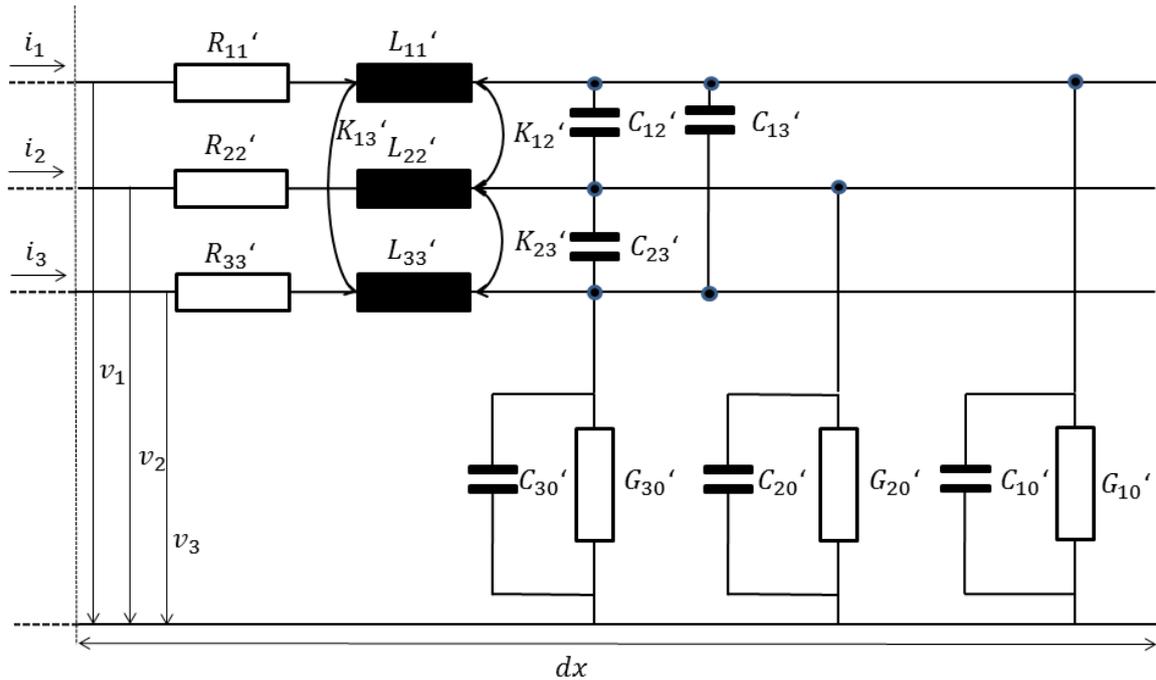


Abbildung 4.11.: Ersatzschaltbild eines 3-dreiphasigen Leitungsstückes

Es gelten für den mehrphasigen Fall folgende DGL's:

$$-\frac{\delta \mathbf{v}(x, t)}{\delta x} = \mathbf{R}' \mathbf{i}(x, t) + \mathbf{L}' \frac{\delta \mathbf{i}(x, t)}{\delta t} \quad (4.20)$$

$$-\frac{\delta \mathbf{i}(x, t)}{\delta x} = \mathbf{G}' \mathbf{v}(x, t) + \mathbf{C}' \frac{\delta \mathbf{v}(x, t)}{\delta t} \quad (4.21)$$

mit

$\mathbf{i}(x, t), \mathbf{v}(x, t)$ = Strom- und Spannungsvektor in der Entfernung x zum Zeitpunkt t

$\mathbf{R}', \mathbf{L}', \mathbf{G}', \mathbf{C}'$ = Leitungseigenschaftsmatrizen pro Längeneinheit

Aufgrund der Frequenzabhängigkeit der Parameter, wird der Ansatz zur Lösung der Leitungsgleichungen in den Frequenzbereich verschoben. Gleichzeitig wird angenommen, dass die Parameter unabhängig von der Entfernung auf der Leitung sind. Daraus folgen die Gleichungen:

$$-\frac{\delta \mathbf{V}(\omega)}{\delta x} = \mathbf{Z}(\omega) \mathbf{I}(\omega) \quad (4.22)$$

$$-\frac{\delta \mathbf{I}(\omega)}{\delta x} = \mathbf{Y}(\omega) \mathbf{V}(\omega) \quad (4.23)$$

mit

$\mathbf{Z}(\omega) = \mathbf{R}'(\omega) + j\omega \mathbf{L}'(\omega) =$ Reihen Impedanz Matrix

$\mathbf{Y}(\omega) = \mathbf{G}'(\omega) + j\omega \mathbf{C}'(\omega) =$ Parallel Admittanz Matrix

Die quadratischen und komplexen Matrizen \mathbf{Z} und \mathbf{Y} ($n \times n$) stellen die Eingangsparameter für die oben genannten Simulationsmodelle dar. Die Dimension der Matrizen wird durch die Anzahl der parallelen Leiter (dazu zählt auch die Schirmung) n im betrachteten System bestimmt. Für ein SC-Kabel mit Schirm und Metallmantel (üblich bei Hochspannungskabeln) ergibt sich der Zusammenhang in Gl. 4.24.

$$-\frac{\delta}{\delta x} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & 0 \\ Z_{12} & Z_{22} & Z_{23} \\ 0 & Z_{23} & Z_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & 0 \\ Z_{12} & Z_{22} & Z_{23} \\ 0 & Z_{23} & Z_{33} \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

Bei dieser Matrixschreibweise wird angenommen, dass der Strom I_1 durch den inneren Leiter fließt und über den Schirm zurück, der Strom I_2 über den Schirm und zurück über den Metallmantel und Strom I_3 durch den Metallmantel fließt und dessen Rückweg über die Erde/Masse verläuft. Dabei sind V_1, V_2, V_3 die Spannungsdifferenzen zwischen Leiter-Schirm, Schirm-Metallmantel und Metallmantel-Erde. Die Elemente der Reihen-Impedanz-Matrix \mathbf{Z} auf der Hauptdiagonalen Z_{11}, Z_{22}, Z_{33} beschreiben die zuvor genannten Stromkreise, die restlichen Elemente Z_{12}, Z_{23} beschreiben die Kopplungsimpedanzen zwischen zwei Stromkreisen und sind symmetrisch zur Hauptdiagonalen.

Für die Bestimmung der Matrizenelemente mit der analytischen Methode müssen folgende Daten bekannt sein (vgl. [9]):

1. Geometrie

- Lage jedes Leiter in x - y Koordinaten
- Innere und äußere Radien jedes Leiters
- Tiefe des Kabelsystems unter der Erde

2. Materialeigenschaften

- Spezifischer Widerstand ρ und relative Permeabilität μ_r aller Leiter
- Spezifischer Widerstand und relative Permeabilität des Umgebungsmediums
- Relative Permittivität ϵ_r von allen Isolationsmaterialien

Die Impedanz zwischen innerem Leiter und Schirm Z_{11} setzt sich aus den Impedanzen des inneren Leiters Z_{Core} , der Impedanz zwischen Leiter und Schirm Z_{CS} und der inneren Impedanz des Schirmes Z_{iS} zusammen.

$$Z_{11} = Z_{Core} + Z_{CS} + Z_{iS} \quad (4.26)$$

$$Z_{Core} = \frac{\rho m}{2\pi a} \frac{I_0(mb)}{I_1(mb)} \quad (4.27)$$

$$Z_{CS} = \frac{j\omega\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{b}{a}\right) \quad (4.28)$$

$$Z_{iS} = \frac{\rho m}{2\pi b} \frac{I_0(mb)K_1(mc) + K_0(mb)I_1(mc)}{I_1(mc)K_1(mb) - K_1(mc)I_1(mb)} \quad (4.29)$$

mit

a = Radius des inneren Leiters

b = innerer Radius des Schirms

c = äußerer Radius des Schirms

ρ = spezifischer Widerstand des leitenden Materials

μ = Permeabilität des isolierenden oder leitenden Materials

$m = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\rho}}$ = Reziproke der komplexen Eindringtiefe

$I_n(x), K_n(x)$ = modifizierte Besselfunktionen erster, zweiter Gattung vom Grad n

Für die Impedanz des Strompfades Schirm-Metallmantel Z_{22} gelten ähnliche Gleichungen wie für Z_{11} . Sie setzt sich aus den Einzelimpedanzen Z_{aS} für die Außenseite des Schirms, Z_{SM} für die Isolierung zwischen Schirm und Metallmantel und Z_{iM} für die Innenseite des Metallmantels.

$$Z_{22} = Z_{aS} + Z_{SM} + Z_{iM} \quad (4.30)$$

$$Z_{aS} = \frac{\rho m}{2\pi c} \frac{I_0(mc)K_1(mb) + K_0(mc)I_1(mb)}{I_1(mc)K_1(mb) - K_1(mc)I_1(mb)} \quad (4.31)$$

$$Z_{SM} = \frac{j\omega\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{d}{c}\right) \quad (4.32)$$

$$Z_{iM} = \frac{\rho m}{2\pi c} \frac{I_0(mc)K_1(md) + K_0(mc)I_1(md)}{I_1(md)K_1(mc) - K_1(md)I_1(mc)} \quad (4.33)$$

mit

d = äußerer Radius des Metallmantels

Die Formeln (4.32) und (4.28) unterscheiden sich nur durch die jeweiligen Radien und der Permeabilität der Isolierung. Das Grundprinzip hinter den Formeln, kann generell für die Impedanz zwischen konzentrisch angeordneten Leitern mit einem Isoliermaterial verwendet werden. Analog gelten die Formeln (4.29) und (4.31) für die innere und äußere Impedanz von hohlen Leitern, durch Anpassung der Radien und des spezifischen Widerstandes ρ .

Das dritte Element der Hauptdiagonalen Z_{33} wird mit Gl. (4.34) bestimmt. Die Impedanz der Außenseite des Metallmantels Z_{aM} und die Impedanz der Isolierung zwischen Metallmantel und Erde Z_{ME} können mit den bereits genannten Formeln bestimmt werden.

$$Z_{33} = Z_{aM} + Z_{ME} + Z_E \quad (4.34)$$

Die Impedanz des Erdrückpfades Z_E ist nicht Teil dieser Arbeit. Im Laufe der Zeit wurden mehrere Ansätze der Selbstimpedanz des Erdrückpfades vorgestellt. Eine der genauesten Formeln stellt dabei die von O. Saad, G. Gaba und M. Giroux dar [14].

Die Kopplungsimpedanzen zwischen den Stromkreisen Z_{12} , Z_{23} werden anhand der Transferimpedanz zwischen äußerer und innerer Seite des Leiters bestimmt, der an den beiden

Stromkreisen beteiligt ist. Für Z_{12} ergibt sich diese zu Gl. (4.35), durch Ersetzen der Radien und ρ mit denen für den Metallschirm, kann auch Z_{23} auf die gleiche Art berechnet werden.

$$Z_{12} = \frac{\rho}{2\pi bc} \frac{1}{I_1(mc)K_1(mb) - K_1(mc)I_1(mb)} \quad (4.35)$$

Besteht das SC-Kabel nur aus einem inneren Kern ohne Schirmung reduziert sich die Matrix \mathbf{Z} auf das Element Z_{11} , siehe Gl. (4.36).

$$\mathbf{Z} = [Z_{11}] \quad (4.36)$$

In PT-Kabeln in denen sich mehrere SC-Kabel befinden, erweitert sich die Matrix entsprechend der Gesamtanzahl der Leiter im System. In dieser Arbeit wird angenommen, dass der gesamte Strom über den äußeren Schirm des Mantels zurückfließt, d.h. der Außenradius der Schirmung strebt gegen unendlich. Damit wird die Selbstimpedanz des Erdfades vernachlässigt. Aufgrund der exzentrischen Anordnung der SC-Kabel im PT-Kabel, muss sowohl die Impedanz für die Isolierung zwischen den Leitern und der äußeren Schirmung, als auch die Impedanz für deren Innenseite berücksichtigt werden. Die Reihen-Impedanz-Matrix für rohrartige Kabel wird damit durch Gl. (4.37) beschrieben.

$$\mathbf{Z} = [Z_c] + [Z_r] \quad (4.37)$$

mit

$$[Z_c] = \begin{bmatrix} [Z_{c1}] & [0] & \dots & [0] \\ [0] & [Z_{c2}] & \dots & [0] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ [0] & [0] & \dots & [Z_{cn}] \end{bmatrix} = \text{Interne SC-Kabel Impedanz Matrix}$$

$$[Z_r] = \begin{bmatrix} [Z_{r11}] & [Z_{r12}] & \dots & [Z_{r1n}] \\ [Z_{r12}] & [Z_{r22}] & \dots & [Z_{r2n}] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ [Z_{r1n}] & [Z_{r2n}] & \dots & [Z_{rnn}] \end{bmatrix} = \text{Interne Impedanz Matrix des rohrartigen Kabels}$$

Die Untermatrizen der Matrix $[Z_c]$ bestehen aus den Elementen wie in Gl. (4.25) beschrieben. Die Anzahl der Untermatrizen richtet sich nach der Anzahl der parallelen SC-Kabel in dem System. Die Elemente der Untermatrizen $[Z_{rij}]$ werden mit den Gl. (4.38) und Gl. (4.39)

bestimmt, wobei die Elemente Z_{rij} die im vorhergehenden Abschnitt genannten Impedanzen, unter Berücksichtigung der Exzentrizität, beinhaltet. Die Dimension einer Untermatrix $[Z_{rij}]$ entspricht der Dimension der Untermatrizen $[Z_{ck}]$.

$$Z_{rii} = \frac{j\omega\mu_0\mu_r}{2\pi} \frac{K_0(mR)}{mRK_1(mR)} + \frac{j\omega\mu_0}{2\pi} \ln \left(\frac{R}{a} \left(1 - \left(\frac{d_i}{R} \right)^2 \right) \right) + \frac{j\omega\mu_0\mu_r}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{d_i^2}{R^2} \right)^n \frac{1}{n(1 + \mu_r) + mR \frac{K_{n-1}(mR)}{K_n(mR)}} \quad (4.38)$$

$$Z_{rij} = \frac{j\omega\mu_0\mu_r}{2\pi} \frac{K_0(mR)}{mRK_1(mR)} + \frac{j\omega\mu_0}{2\pi} \ln \left(\frac{R}{\sqrt{d_i^2 + d_j^2 - 2d_id_j \cos(\theta_{ij})}} \right) - \frac{j\omega\mu_0}{2\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{d_id_j}{R^2} \right)^n \frac{\cos(n\theta_{ij})}{n} + \frac{j\omega\mu_0\mu_r}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{d_id_j}{R^2} \right)^n \frac{1}{n(1 + \mu_r) + mR \frac{K_{n-1}(mR)}{K_n(mR)}} \quad (4.39)$$

mit

μ_0 = Permeabilitätskonstante

μ_r = relative Permeabilität

R = innerer Radius des Metallschirms im PT-Kabel

d_i, d_j = Abstand der Leiter i,j zur Kabelmitte

θ_{ij} = Winkel zwischen den beiden Leitern i,j mit der Kabelmitte als Drehpunkt

Die Admittanz Matrix \mathbf{Y} beschreibt die Kapazitäten und Ableitwerte im Kabel. Die Berechnungsmethoden der Admittanz Matrix können aus der vorliegenden Literatur nicht übernommen werden, da diese sich mit Hochspannungskabeln befassen, bei denen jede Phase einen Schirm besitzt, mit einem Potential gleich dem Erdpotential, vgl. [18] und [9]. Aus dieser Tatsache entstehen andere Herleitungen der Formeln für die Kopplungen zwischen den Phasen. In dieser Arbeit wird die Berechnung der Elemente der Admittanz Matrix nicht behandelt.

Die Berechnung der Matrizen in einer Prozedur wird bereits in einigen Elektromagnetische-

Cable data

Cable type: Pipe Type Number of cables: 5

Cross-bond the Sheaths:

Cable Number	Number of conductors	Distance from center of pipe (m)	Position Angle (deg)	Outer Insulation Radius (m)
1	1	.00255	0	.0014980
2	1	.00255	72	.0014980
3	1	.00255	144	.0014980
4	1	.00255	216	.0014980
5	1	.00255	288	.0014980

Conductor/Insulator data

Cable Number	Conductor Number	Inside Radius Rin [m]	Outside Radius Rout [m]	Resistivity Rho [Ohm-m]	Relative Permeability MUE	Insulator Relative Permeability MUE-IN	Insulator Relative Permittivity EPS-IN	Insulator Loss Factor LFCT-IN	Phase Number KPH
1	1	0	.0008	3.8184E-11	1	1	2.5	.001	1
2	1	0	.0008	3.8184E-11	1	1	2.5	.001	2
3	1	0	.0008	3.8184E-11	1	1	2.5	.001	3
4	1	0	.0008	3.8184E-11	1	1	2.5	.001	4
5	1	0	.0008	3.8184E-11	1	1	2.5	.001	5

Geometrical pipe data

Inside radius of pipe (Rin): .00405 m

Outside radius of pipe (Rout): .00445 m

Outside radius of tubular insulator (Rext): .00560 m

Vertical distance of the pipe's center from the surface of the earth (Vdpth): .20 m

Phase number of the pipe (0 if grounded): 0

Electrical data of the pipe

Resistivity Rho: 1.72E-8 Ω m

Relative permeability of the pipe (MUE): 1

Relative permeability of the insulation inside the pipe (MUE-IN): 1

Relative permittivity of the insulation inside the pipe (EPS-IN): 3.0

Insulation loss factor (LFCT-IN): .001

Relative permeability of the insulation surrounding the pipe (MUE-OUT): 1.0

Relative permittivity of the insulation surrounding the pipe (EPS-OUT): 3.0

Loss-factor of the insulation surrounding the pipe (LFCT-OUT): .001

Abbildung 4.12.: EMTP-RV Eingabe der Geometrie und Materialeigenschaften

Transiente Programmen (EMTP) als Hilfsfunktionen unterstützt. Die Routinen berücksichtigen den Skin-Effekt aber vernachlässigen den Proximity-Effekt. Die üblichen Kabelroutinen gliedern Kabelsysteme in die beiden Kategorien Freileitungen und Erdkabel ein. Dies macht es schwierig diese Routinen für den Zweck dieser Arbeit zu verwenden, da Schiffskabel weder reine Freileitungen, noch unter der Erde vergraben sind.

Ein Tool zur Berechnung der Matrizen in einer Routine ist EMTP-RV von *powersys solutions*. Für dieses Programm liegt eine 30-Tage Testversion vor. Eine Lizenz ist kostspielig und eine direkte Integration der Ergebnisse in Simplorer ist nicht möglich. Die Ergebnisse der Berechnung können jedoch zum Vergleich herangezogen werden. In den Abb. 4.12 bis 4.14 sind die Eingabemasken für die Kabelberechnungsroutine dargestellt. Dort werden die geometrischen Abmessungen des Kabels sowie die Materialeigenschaften angegeben. Anschließend wird ein Modell ausgewählt für das die Ergebnisse der Berechnung ausgegeben werden sollen. Hier wird ein frequenzabhängiges Modell gewählt. Damit erhalten wir die frequenzabhängigen Matrizen des Kabels.

Als Berechnungsgrundlage wurden die Daten des Kabels *LAPP Classic 115CY* aus der Dissertation [13] herangezogen. Bei der Eingabe der geometrischen Daten kann nicht direkt mit den Radien aus der Dissertation gerechnet werden, da das Programm sonst Fehlermeldungen ausgibt. Zwischen den einzelnen Leitern des fünf-adrigen Kabels sind keine Zwischenräume vorgesehen. Die Adern liegen vermutlich sehr kompakt in dem äußerem Mantel, so dass es zu lokalen Verringerungen des Isolationsradius der Adern kommt. Der äußere Isola-

Cable length	<input type="text" value=".099"/>	km
Earth resistivity	<input type="text" value="250"/>	$\Omega.m$
Earth relative permeability	<input type="text" value="1.0"/>	
Conductance breakpoint frequency (FG0)	<input type="text" value="100.0"/>	Hz

Abbildung 4.13.: EMTP-RV Eingabe Kabellänge und Umgebungseigenschaften

Select model	<input type="text" value="FD"/>	
Type of Matrix and model frequency		
<input checked="" type="radio"/>	FDQ	
<input type="radio"/>	Real T_i	Model frequency <input type="text" value="2000000"/> Hz
<input type="radio"/>	Complex T_i	
Frequency range		
Scale	<input type="text" value="Logarithmic"/>	
Number of decades	<input type="text" value="8"/>	
Points/Decade	<input type="text" value="10"/>	
f_{min}	<input type="text" value=".01"/>	Hz
f_{dc}	<input type="text" value="0"/>	Hz

Abbildung 4.14.: EMTP-RV Auswahl des Kabelmodells

tionsradius wurde daher um wenige Mikrometer geringer gewählt. Dies kann jedoch wieder zu Abweichungen in den Ergebnissen führen. In der Dissertation sind keine Informationen zu den Materialeigenschaften gegeben, so dass hier mit Annahmen gerechnet werden muss. Welche Verlegungsart gewählt wurde, ob unter- oder überirdisch, ist nicht angegeben. Bei der Berechnung der Parameter, kann deshalb zwar im niedrigen Frequenzbereich (bis ca. 1 KHz) eine gute Übereinstimmung zu den Ergebnissen aus [13] erzielt werden, im hohen Frequenzbereich gehen die Ergebnisse jedoch stark auseinander

4.4.3. Messungen

Das Messen der Eigenschaften von Energie-Kabeln gestaltet sich in der Praxis als schwierig. Dies beruht darauf, dass die zu messenden Eigenschaften teilweise parasitärer Natur sind und nicht direkt das Ergebnis einer einzelnen Messung sind.

Im Prinzip wird bei jedem Messverfahren zur Bestimmung einzelner Kabelparameter das Kabel zu einer Impedanz zusammengefasst. Mit Hilfe der Messung von Strom und Spannung über dem Kabel kann diese Impedanz bestimmt werden. Da es sich um einen komplexen Wert handelt, werden anhand eines passenden Ersatzschaltbildes die Werte für R, L, C und G aus der Impedanz berechnet, dies wird in [1] beschrieben.

Zur Erzeugung von Spannungen und Frequenzen kann ein Funktionsgenerator (FG) genutzt werden. Der Ausgang des FG wird an dem Testobjekt (TO - in unserem Fall ein Kabel) angeschlossen. Da nun die Spannung bekannt ist muss der Strom der durch das TO fließt gemessen werden. Die ist zum Beispiel realisierbar mit einem sehr kleinen Widerstand (Shunt) der in Reihe zum Kabel liegt. Die Spannung über dem Shunt kann mit einem Oszilloskop gemessen und anhand des Ohmschen Gesetzes in einen Strom umgerechnet werden. Diese Methode erfordert allerdings ein genaues arbeiten beim Aufbau der Schaltung und es kann zu unabgeglichenen Leitungsabschlüssen kommen, die die Messung verfälschen. Die Signalleitungen vom FG zum TO und der Shunt fließen in das Messergebnis ein und müssen bei der Auswertung berücksichtigt werden. In der Praxis ist dies ein sehr großer Aufwand, der aufgrund der unzuverlässigen Messergebnisse nicht gerechtfertigt ist.

Es bietet sich daher an ein kompaktes Gerät zu verwenden, welches alle benötigten Komponenten in einem Gehäuse vereint und die Zerlegung der Impedanz in die Bestandteile R, L, C oder G direkt durchführt. Messinstrumente mit diesen Eigenschaften werden RLC- oder LCR-Meter genannt. Der Vorteil dieser Geräte liegt in der großen Bandbreite der Frequenz, in denen die Parameter bestimmt werden können. Ein Nachteil ist jedoch, dass die Geräte kostspielig sind.

In dieser Arbeit wird ein Gerät der Firma Agilent vom Typ E4980A verwendet. Der zur Verfügung stehende Messbereich reicht von 20Hz bis 2MHz. Zur Verifizierung der Messergebnis-

se wurde eine zweite RLC-Messbrücke der Firma Hameg herangezogen vom Typ HM18118, mit einem Messbereich von 20Hz bis 200kHz. Um die Kapazität bei niedrigen Frequenzen zu bestätigen steht ein C-Meter der Firma KMZ zur Verfügung. Für die Messgeräte stehen zwei Messleitungen zur Verfügung: Eine unkompensierte und eine kompensierte vier-adrige Messleitung mit Kelvin-Klemmen. Die kompensierte Messleitung stammt vom Hersteller Agilent und trägt die Bezeichnung 16089b. Die parasitären frequenzabhängigen Effekte, die die Messleitungen in die Messung hinein tragen, werden teilweise durch Kompensation beseitigt. Der Einfluss der unkompensierten Messleitungen ist nicht zu vernachlässigen und macht es notwendig die Messergebnisse zu korrigieren, siehe dazu auch Anhang C.

Für die Messungen werden Kabel mit einer definierten Länge verwendet. Die Länge der Kabel ist so zu wählen, dass sich im angewendeten Frequenzbereich keine Resonanzpunkte befinden, da sonst das Messergebnis verfälscht wird. Hierfür muss der Kapazitäts- und Induktivitätsbelag des Kabels geschätzt, oder bei niedrigen Frequenzen bestimmt werden. Die erste Resonanzfrequenz ergibt sich aus Gl. (4.40). Je größer dabei die Länge l , desto niedriger liegt die Resonanzstelle.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L'C'l}} \quad (4.40)$$

Unter Berücksichtigung des zuvor genannten Zusammenhangs, sollte die Kabellänge so groß wie möglich gewählt werden, damit Einflüsse wie die Kontaktierung zwischen Signalleitung und TO nur geringen Einfluss auf das Ergebnis haben. Um die jeweiligen Beläge zu ermitteln wird der Messwert durch die Länge des TO geteilt.

Bei großen Kabellängen, bei denen die Messleitungen nicht mit beiden Enden eines Leiters verbunden werden können, müssen für die Messung von Widerstand und Induktivität zwei Leiter an einem Ende kurzgeschlossen werden, während am anderen Ende, zwischen den offenen Leitern, gemessen werden kann. Dabei kommen weitere parasitäre Eigenschaften hinzu, z.B. durch die Verwendung von Kabelschuhen und Verbindungselementen auf der Kurzschlussseite.

Da es sich bei der verwendeten Messmethode um einen sensiblen Aufbau handelt, ist darauf zu achten, dass sich in der Nähe des TO keine elektrischen Anlagen oder Leitungen befinden die stromdurchflossen sind und damit ein elektromagnetisches Feld in das TO einkoppeln könnten, da dies zu verfälschten Messergebnissen führen könnte.

Widerstandsbelag

Der Widerstand wird , indem zwei Leiter an einem Kabelende kurzgeschlossen werden, während am anderen Ende an denselben Leitern das LCR-Meter angeschlossen wird, vgl. Abb.



Abbildung 4.15.: Messaufbau zur Bestimmung von R und L

4.15. Der Widerstandsbelag des einzelnen Leiters berechnet sich dann unter der Annahme, dass $R_{Ph} = R_1 = R_2$, mit 4.41.

$$R'_{Ph} = \frac{R_{Mess} - R_s}{2l} \quad (4.41)$$

Mit R_s werden alle Anschluss-, Übergangs- sowie Kabelschuh- und Klemmenwiderstände zusammengefasst. Es ist bei dieser Messung ohne einen Referenzwert nicht möglich R_s eindeutig zu bestimmen. Zusätzlich ändert sich R_s je nach Messaufbau und eingesetzten Materialien, im Gegensatz zum Widerstand des Leiters ändert sich R_s nicht mit der Länge. Das bedeutet, dass bei kleinen Kabellängen der Einfluss von R_s im Messergebnis groß ist und bei verhältnismäßig langen Kabeln ist der Einfluss gering. Für die Verwendung in einer Simulation, kann allerdings die Messung als Ergebnis verwendet werden, da in der Praxis die Übergangswiderstände zwischen Kabel und elektrischen Komponenten ebenfalls existieren. Nur bei Bestimmung des Widerstandsbelages muss R_s kompensiert werden, zum Beispiel unter Hinzunahme der Herstellerangabe für den Widerstandsbelag R_N , dann ergibt sich, unter Vernachlässigung des Frequenzverhaltens des Übergangswiderstandes, Gl. (4.42).

$$R_s = R_{Mess} - R_N \quad (4.42)$$

Um den Widerstandsbelag des Schirmes zu bestimmen, wird der Schirm an beiden Enden des Kabels geflochten und mit einer Phase kurzgeschlossen. Gemessen wird am offenen Ende zwischen der Phase und dem Schirm. Mit dem zuvor berechneten Widerstandsbelag der Phase kann nun R'_{PE} , Gl. (4.43), berechnet werden.

$$R'_{Pe} = R_{MessPhPe} - R'_{Ph} \quad (4.43)$$

Induktivitätsbelag

Der Aufbau zur Messung der Induktivität des Kabels ist identisch mit dem für die Messung des Widerstandes. Durch die Leiterschleife, bestehend aus zwei Leitern, wird sowohl die Selbstinduktivität L_i der Leiter gemessen, als auch die Kopplungsinduktivität L_K zwischen

den beiden Leiter. Durch den entgegengesetzten Stromfluss in den Leitern überlagern sich die magnetischen Felder und wir erhalten für die Messung den Ausdruck Gl. (4.44).

$$L_{Mess} = 2(L_i - L_k) + L_s \quad (4.44)$$

Mit L_s analog zu R_s als Anschluss-/Übergangsinduktivität. Bei der Messung wird direkt die Phaseninduktivität bestimmt, da sich die Selbst- und Kopplungsinduktivität in diesem Fall nicht trennen lassen. Der Induktivitätsbelag einer Phase ergibt sich damit zu Gl. (4.45).

$$L'_{Ph} = \frac{L_{Mess}}{I} \quad (4.45)$$

Da es häufig keine Herstellerangaben zur Induktivität gibt, kann L_s nicht auf gleiche Weise zu R_s bestimmt werden. Ein Ansatz ist jedoch die Messung der Induktivitäten bei unterschiedlichen Kabellängen. Der Anteil von L_s ist bei einer Frequenz konstant, so dass nach Bestimmung des Induktivitätsbelages mit (4.45) die Differenz der beiden Ergebnisse L_s liefern muss. Diese Methode wird hier, aufgrund des hohen Aufwands, nicht verwendet. Statt dessen wird der Fehler durch die Übergangsinduktivität L_s in den Belag mit einbezogen.

Der Induktivitätsbelag des Schirmes wird mit dem selben Messaufbau wie zuvor beim Widerstandsbelag des Schirmes bestimmt. Dabei gilt Gl. (4.46).

$$L'_{Pe} = L_{Mess} - L'_{Ph} \quad (4.46)$$

Kapazitätsbelag

Zur Bestimmung der parasitären Kapazitäten in einem Kabel müssen, je nach Anzahl und geometrischen Lage der Leiter, verschiedene Messungen durchgeführt werden. Generell besteht zwischen jedem Leiter zu jedem anderem Leiter im Kabel eine kapazitive Kopplung, am Beispiel des 3-dreiphasigen Kabels wird dies in Abb. 4.16 dargestellt.

Zur Vereinfachung der Zusammenhänge werden die Kapazitäten, bei denen gleiche geometrische Verhältnisse gegeben sind, als identisch angesehen. In der Praxis ist dies aufgrund von Fertigungstoleranzen nicht exakt. Im Fall des dreiphasigen Energiekabels gibt es dadurch zwei unterschiedliche Kapazitäten: C_0 Leiter-Schirm und C_1 Leiter-Leiter. Um die Kapazitäten eindeutig zu bestimmen sind deshalb zwei Messungen notwendig, vgl. mit Abb. 4.17:

- a) zwischen Leiter und Schirm ,wobei die Phasen gegeneinander kurzgeschlossen sind (Gleichtaktmessung)
- b) zwischen Leiter und Schirm, mit den Phasen 2 und 3 gegen sich selbst und dem Schirm kurzgeschlossen

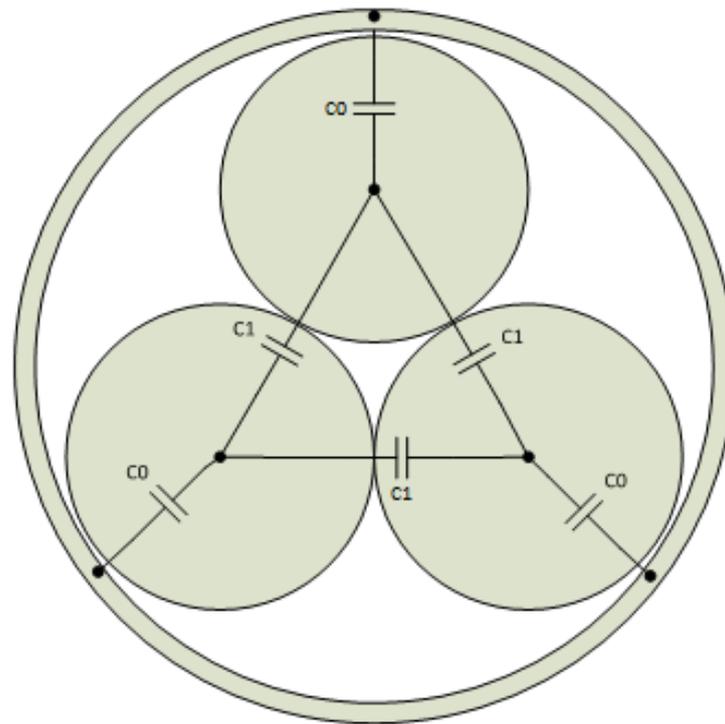


Abbildung 4.16.: Parasitäre Kapazitäten im 3-adrigen Kabel

Die Kapazitäten setzen sich anhand der Gleichungen 4.47 und 4.48 zusammen. Für die Umrechnung in den Kapazitätsbelag sind die Werte durch die Länge des gemessenen Kabels zu teilen.

$$C_a = 3C_0 \quad (4.47)$$

$$C_b = C_0 + 2C_1 \quad (4.48)$$

Ableitungsbelag

Der Ableitungsbelag kann parallel zum Kapazitätsbelag gemessen werden. In der Theorie ist zu jeder Kapazität ein Widerstand parallel geschaltet der den Ableitwert zwischen Leiter-Leiter und Leiter-Schirm darstellt. Da der Ableitstrom im Verhältnis zum Laststrom sehr gering ist, wird der Ableitwert in der Modellbildung häufig vernachlässigt.

4.4.4. Bestimmung des Leiterwiderstandes

Anhand von zwei Beispielen soll die Bestimmung des Leiterwiderstandes veranschaulicht werden. Zum einen werden zwei nebeneinander liegende SC-Kabel verwendet, zum anderen das Kabel vom Typ 1 aus Kapitel 2.1.1. Die zwei SC-Kabel haben einen massiven Leiter

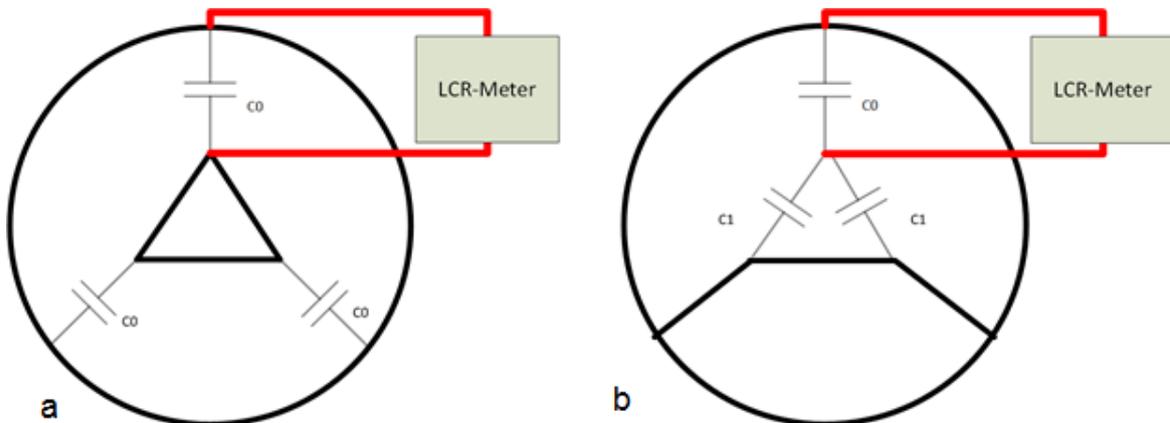


Abbildung 4.17.: Schema zur Messung der Kapazitäten

mit einer Querschnittfläche $A = 35 \text{ mm}^2$ und einem Abstand der Kabelmittelpunkte von $s = 9,2 \text{ mm}$.

Es sollen die im vorhergehenden Kapitel genannten Methoden miteinander verglichen werden. In beiden Fällen wird der Vergleich zwischen der Berechnungsmethode aus der IEC:60287 und der FEM gezogen.

SC-Kabel

Aus der in Kapitel 3.2 erwähnten Bedingung $x_s, x_p < 2.8$, kann die maximale Frequenz mit Gl. (4.49) berechnet werden bei der, unter Anwendung der Gleichungen (3.3) bis (3.8), die Werte des errechneten Leiterwiderstandes gültig sind.

$$f_{max} = \frac{2.8^2 R_{DC}}{8\pi 10^{-7} k_s} \quad (4.49)$$

Für den oben erwähnten Leiter, ergibt sich eine maximale Frequenz von etwa 1,5kHz mit einem $k_s = 1$. Oberhalb dieser Frequenz weichen die Werte stark von den realen Werten ab. Dies macht sich auch im Vergleich mit der numerischen Berechnung bemerkbar, siehe Tabelle 4.2. Bei Leitern mit größerem Querschnitt sinkt der Gleichstromwiderstand und folglich die maximale Frequenz, bei der die kalkulierten Werte genau sind. Wenn hohe Frequenzen im System sind sollte diese Methode daher nicht herangezogen werden.

Ein weiteres Problem ergibt sich daraus, dass die Berechnung des Proximity-Effekt Faktors y_p nur bei spezifischen Kabelanordnungen gegeben ist (z.B. für zwei Kabel oder drei Kabel nebeneinander). Bei komplexeren Anordnungen und mehr als drei Leitern werden keine Angaben gemacht. Damit können nur sehr einfache Fälle abgedeckt werden.

Wie in Tabelle 4.2 zu erkennen ist, werden für den niedrigen Frequenzbereich gute Überein-

Frequenz in Hz	Numerisch(Q3D) in $\frac{m\Omega}{m}$	Analytisch(IEC) in $\frac{m\Omega}{m}$
1	0.49846	0.49257
50	0.4988	0.49313
200	0.5025	0.50146
1000	0.61631	0.65345
1500	0.70511	0.76947
3000	0.97649	1.0
10000	1.7338	1.4

Tabelle 4.2.: Analytische und numerische Bestimmung des Leiterwiderstandes SC-Kabel

Frequenz in Hz	Numerisch(Q3D) in $\frac{m\Omega}{m}$	Analytisch(IEC) in $\frac{m\Omega}{m}$
1	0.1775	0.1278
50	0.1825	0.1452
200	0.2192	0.2629
1000	0.2540	0.57534
1500	0.2561	0.67362
3000	0.2574	0.8769
10000	0.2578	1.4760

Tabelle 4.3.: Analytische und numerische Bestimmung des Leiterwiderstandes Kabel 1

stimmungen mit den numerisch ermittelten Werten getroffen. Sollen auch höhere Frequenzen betrachtet werden, müssen andere Methoden verwendet werden. Es sei noch einmal angemerkt, dass die Formeln (3.3) bis (3.8) nur für den stationären Bereich gültig sind. Bei transienten Vorgängen können die Ergebnisse in diesem Frequenzbereich nicht berücksichtigt werden.

Kabel Typ 1

Die Gegenüberstellung soll nun anhand der Daten für das Kabel 1 durchgeführt werden. Die Geometrie des Kabels mit allen Abmessungen ist in Anlage D zu finden. Die maximale Frequenz ergibt in diesem Beispiel zu $f_{max} = 191,5 Hz$. Die Konstanten k_s und k_p werden entsprechend IEC:60287 gleich eins gesetzt. Das Ergebnis der Berechnung und der Simulation findet sich in Tabelle 4.3

Wie erwartet zeichnet sich eine größere Abweichung zwischen den bestimmten Werten bei Frequenzen größer als f_{max} ab. Dabei wird die Differenz mit steigender Frequenz immer größer, weil die zugrundeliegende Funktion der IEC sich asymptotisch einem Grenzwert annähert. Bei niedrigen Frequenzen ist zwar eine größere Abweichung als beim SC-Kabel zu verzeichnen, dennoch findet sich eine gute Übereinstimmung wieder.

Die IEC-Methode kann daher für einfache Fälle verwendet werden, um schnelle Ergebnisse

mit wenig Kosten- und Zeitaufwand zu erlangen. Sie eignet sich jedoch nicht um frequenzabhängige Parameter für ein genaues Simulationsmodell zu gewinnen.

4.4.5. Grundlage zum Vergleich der Bestimmungsmethoden

Um die einzelnen Methoden untereinander vergleichen zu können, müssen die Ergebnisse auf ein einheitliches Format gebracht werden. Im folgenden soll beschrieben werden, welche Maßnahmen dafür durchgeführt worden sind.

Die durch Q3D bestimmten Werte werden im Matrix-Format ausgegeben, die Dimension der quadratischen Matrix wird durch die Anzahl der leitenden Teile bestimmt. Bei drei Leitern und einem Schirm ist die Dimension der Matrix $[4 \times 4]$, wenn jeder Leiter als eine signalführende Übertragungsstrecke angesehen wird. Jede Kalkulation benötigt ein Referenzpotential, dieses wird im zuvor genannten Fall als eine das Kabel umgebende Fläche angesehen. Eine weitere Möglichkeit besteht darin, das Referenzpotential auf ein weiteres leitendes Material zu legen, z. B. ein rechteckiger Leiter in bestimmter Entfernung, welcher als Repräsentation der Erdoberfläche dient. Zur Vereinfachung wird bei den Vergleichen der Schirm als Referenzpotential definiert, dann besteht die Matrix aus neun Elementen. Es gibt zwei unterschiedliche Matrixansichten, eine für die Parameter R und L und eine für C und G. Eine schematische Darstellung ist in in Tab. 4.4 aufgezeigt. Dabei stellen die Elemente der Hauptdiagonalen ($ii, i = 1..n$) die Selbstinduktivität und den inneren Widerstand des Leiters, bzw. die Kapazität und Ableitwert gegen das Referenzpotential, dar. Die Elemente der Nebendiagonalen ($ij, i, j = 1, , n$) treten paarweise auf und stellen die Kopplungen zwischen den entsprechenden Leitern dar.

	Leiter 1	Leiter 2	Leiter 3	Schirm
Leiter 1	11	12	13	14
Leiter 2	12	22	23	24
Leiter 3	13	23	33	34
Schirm	14	24	34	44

Tabelle 4.4.: Aufbau Q3D Matrizen

Als gemeinsame Basis werden die jeweiligen Phasenwerte, d.h. Leiter-Leiter bzw. Leiter-Schirm, herangezogen um einen Vergleich durchzuführen. Bei Kabeltyp 1 ergeben sich somit die in Tab. 4.5 aufgeführten Formeln für die unterschiedlichen Bestimmungsmethoden. Für die Messungen werden die Übergangsimpedanzen in der Tabelle vernachlässigt, d.h. $R_s, L_s = 0$ siehe auch Kapitel 4.4.3. Bei der Phasenkapazität müssen die Kapazitäten gegen den Schirm berücksichtigt werden, vgl. Kapitel 4.4.3, deshalb fließt auch die partielle

Kapazität C_{i4} (wobei 4 in diesem Fall für den leitenden Schirm steht) in die Berechnung bei der FEM mit ein.

Die Berechnung der Phaseninduktivität und des Phasenwiderstandes entspricht der Zerlegung der Reihen-Impedanz-Matrix in Mit-, Gegen- und Nullsystem, nach der Theorie der symmetrischen Komponenten mit den Transformationsmatrizen $[T]$ und $[S]$.

$$[Z_{sym}] = [S][Z_{ser}][T] = \begin{bmatrix} Z_{Mit} & 0 & 0 \\ 0 & Z_{Gegen} & 0 \\ 0 & 0 & Z_{Null} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{ii} - Z_{ij} & 0 & 0 \\ 0 & Z_{ii} - Z_{ij} & 0 \\ 0 & 0 & Z_{ii} + 2Z_{ij} \end{bmatrix} \quad (4.50)$$

Die Impedanz, die eine Gegentakstrom durchläuft, ist Z_{Mit} . Gleichtaktströme durchlaufen die Impedanz Z_{Null} . Die Impedanz Z_{Null} ist daher für die Entwicklung eines Gleichtaktfilters (Common Mode Filter) zusammen mit der wirksamen Kapazität (für Kabeltyp 1: $3C_0$) zu berücksichtigen.

Parameter	Messung	FEM (Q3D)	Analytisch
Phasenwiderstand R_{ph}	$\frac{R_{Mess}}{2l}$	$R_{ii} - R_{ij}$	$Real\{Z_{ii} - Z_{ij}\}$
Phaseninduktivität L_{ph}	$\frac{L_{Mess}}{2l}$	$L_{ii} - L_{ij}$	$\frac{Imag\{Z_{ii} - Z_{ij}\}}{\omega}$
Phasenkapazität C_{ph}	$\frac{C_{DMess}}{2l}$	$C_{ij} + \frac{C_{i4}}{2}$	

Tabelle 4.5.: Umwandlung der Ergebnisse aus unterschiedlichen Bestimmungsmethoden in Vergleichbare Werte

Frequenz [Hz]	Messung	FEM (Q3D)	Analytisch
20	0,14	0,06	0,06
200	0,17	0,13	0,1
$2 \cdot 10^3$	0,65	0,38	0,30
$2 \cdot 10^4$	2,60	1,06	0,92
$2 \cdot 10^5$	7,45	3,35	2,90
$2 \cdot 10^6$	27,8	9,683	9,2

Tabelle 4.6.: Gegenüberstellung der Ergebnisse aus den Bestimmungsmethoden für den Widerstand $[\frac{m\Omega}{m}]$

Der Vergleich der Methoden in Bezug auf den Widerstand, zeigt gute Übereinstimmungen in den Ergebnissen, siehe Tabelle 4.6. Lediglich bei sehr hohen Frequenzen weichen die Messungen von den beiden anderen Methoden stärker ab. Aus einer persönlichen Korrespondenz [19] geht hervor, dass die analytische Methode nur im Bereich bis einige hundert kHz

genaue Ergebnisse liefert. Die Messungen weisen im allgemeinen höhere Werte auf. Dies liegt an dem Einfluss der Messleitungen und den Übergangswiderständen des Messaufbaus, die nebenbei auch noch ein zusätzliches Frequenzverhalten einfließen lassen.

Frequenz [Hz]	Messung	FEM (Q3D)	Analytisch
20	315	221	181
200	275	157	141
$2 \cdot 10^3$	201	87,7	98,7
$2 \cdot 10^4$	151	71,3	83,0
$2 \cdot 10^5$	139	65,0	78,1
$2 \cdot 10^6$	137	63,3	76,5

Tabelle 4.7.: Gegenüberstellung der Ergebnisse aus den Bestimmungsmethoden für die Induktivität $[\frac{nH}{m}]$

Auch bei der Induktivität werden gute Übereinstimmungen erzielt, siehe Tabelle 4.7. Auch hier gehen die Ergebnisse bei hohen Frequenzen stärker auseinander als bei niedrigen Frequenzen. Die Gründe für die Abweichungen sind die selben wie bei der Bestimmung des Widerstandes.

Da in dieser Arbeit die Frequenzabhängigkeit der Permittivität nicht bekannt ist, bleibt die Kapazität für die numerische und analytische Berechnung konstant, über den gesamten Frequenzbereich. Nur durch die Messung kann ein Abfall der Kapazität über die Frequenz beobachtet werden. Der Vergleich der Kapazität wird daher bei 20Hz durchgeführt. Die Ergebnisse sind in Tabelle 4.8 gelistet. Da die analytische Berechnung der Admittanz nicht definiert wird, wird als Näherung die Formel 4.51 zur Bestimmung der Kapazität zwischen zwei Leitern herangezogen, mit der ein durchgehendes Dielektrika zwischen den Leitern angenommen wird.

$$C_{12} = \frac{\pi * \epsilon}{\operatorname{arcosh}\left(\frac{d}{2r}\right)} \quad (4.51)$$

Frequenz [Hz]	Messung	FEM (Q3D)	Analytisch
20	47,8	62,4	102

Tabelle 4.8.: Gegenüberstellung der Ergebnisse aus den Bestimmungsmethoden für die partielle Kapazität zwischen zwei Leitern $[\frac{pF}{m}]$

Aufgrund der fehlenden genauen Berechnungsformeln, liegen numerische und analytische Bestimmungsmethode, bei der Kapazität, weiter auseinander. Die numerische stimmt jedoch gut mit der Messung überein.

Weitere Fehlerquellen für alle Vergleiche sind die Abweichungen bei der Aufnahme der geometrischen Daten und den fehlenden Angaben der Permittivität und Permeabilität der eingesetzten Kabelmaterialien. Die Modellierung von verlitzen Leitern oder geflochtenen Schirmen ist sehr aufwändig und wird daher nicht durchgeführt. Als Ersatz wird ein geschlossener Leiter angenommen. Dies führt zu weiteren Abweichungen, siehe dazu auch Kapitel 5.3. Bei der Berechnung mit Q3D liegt der Bereich indem ungenaue Werte erzielt werden für Kabel 1 zwischen 12 bis 110Hz, siehe dazu Kapitel 4.1.2. Unter Berücksichtigung dieser Einflüsse sind die Ergebnisse zufriedenstellend. Daher eignen sich für die Bestimmung der Kabelparameter alle Methoden.

4.5. Frequenzverhalten der Kabeltypen

Die Kabelparameter und das Frequenzverhalten unterscheiden sich durch den geometrischen Aufbau und der eingesetzten Materialien. Im Folgenden soll anhand einiger Beispiele das Frequenzverhalten erläutert werden. Dafür werden die durch Messungen bestimmten Werte über der Frequenz betrachtet.

Die in diesem Kapitel dargestellten Messwerte wurden grafisch mit Ersatzfunktionen angenähert, eine Gegenüberstellung der Approximationen und der Messwerte ist im Anhang C aufgeführt.

Die Messungen des Widerstands über der Frequenz werden in Abb. 4.18 dargestellt. Der Widerstandsbelag wurde mit Gl. 4.41 bestimmt. Es zeigt sich für alle Graphen der erwartete Anstieg des Widerstandes mit steigender Frequenz. Kabel 1, 2 und 3 zeigen einen ähnlichen Frequenzverlauf. Kabel 2 zeigt dabei einen späteren und etwas geringeren Anstieg des Widerstandes, in Bezug auf Kabel 1. Dies ist dadurch zu erklären, dass sich in Kabel 2 drei zusätzliche Leiter mit Erdpotential befinden. Diese Vergrößern den Abstand zwischen den Phasen und verringern das elektromagnetische Feld. Der Einfluss des Proximity Effekts zweier benachbarter Phasen sinkt dadurch. Kabel 3 hat den höchsten Widerstand aufgrund des geringeren Leiterquerschnitts. Kabel 4 zeigt im oberen Frequenzbereich eine größere Steigung als die drei anderen Kabel, was auf den Einfluss des verwendeten Messaufbaus zurückzuführen ist. Da Kabel 4 segmentförmige Leiter besitzt, wirkt sich hier der Skin- und Proximity-Effekt stärker aus, jedoch ist wie bei Kabel 3 der parasitäre Einfluss des Messaufbaus zu berücksichtigen. Dieser kann nicht mit der grafischen Approximation ausgebessert werden.

In Abb. 4.19 sind die Verläufe der Phaseninduktivität für jedes Kabel dargestellt. Die Messung der Induktivität, als auch der Kapazität, zeigt im Frequenzverlauf im niedrigen Frequenzbereich starke Schwankungen (siehe Anhang C), dies wird verbessert wenn die Bildung eines

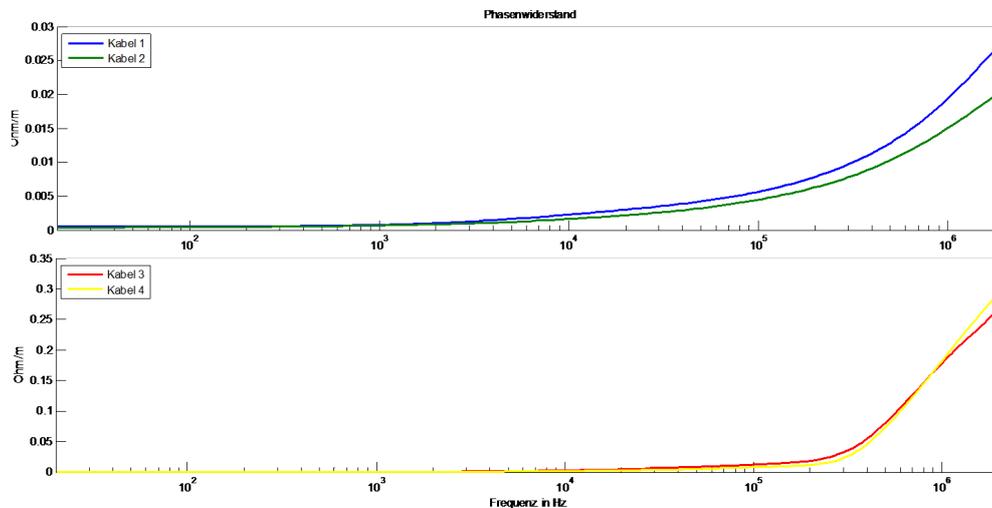


Abbildung 4.18.: Phasenwiderstand über Frequenz

Durchschnittswertes über mehrere Messungen durchgeführt wird. Die Durchschnittswertbildung wird als integrierte Funktion von dem hier verwendeten RLC-Messgerät unterstützt, verlängert allerdings die Messdauer für einen Messwert bei einer Frequenz. Die Frequenzverläufe der Induktivität aller Messungen bestätigen die Theorie, dass die Induktivität mit steigender Frequenz sinkt. Dabei beträgt der Induktivitätsabfall bei allen gemessenen Kabeln etwa 50% des Wertes bei der kleinsten gemessenen Frequenz.

Ähnlich wie bei der Induktivität sinkt auch die Kapazität mit steigender Frequenz, vgl. Abb. 4.20. Für den Vergleich wird bei allen Kabeln die Leiter-Leiter Kapazität betrachtet. Die Berechnung der Leiter-Leiter Kapazität aus den einzelnen Messungen, wird für jeden Kabeltyp im Anhang A aufgeführt. Kabel 3 und 2 unterscheiden sich hauptsächlich durch ihre Leiterquerschnitte. Aufgrund des geringeren Kabelquerschnitts und den daraus resultierenden kleineren gegenüberliegenden Flächen, ist die Kapazität von Kabel 3 geringer als die von Kabel 2. Bei Kabel 4 und 1 unterscheiden sich die Leiter in ihrer Form. Die segmentförmigen Leiter von Kabel 4 besitzen die größere Kapazität, da sich ein Großteil der Leiternaußenflächen parallel gegenüber liegen (ähnlich einem Plattenkondensator). Aufgrund des geringen Kapazitätsabfalls über einen großen Frequenzbereich (hier ca. 10%) wird die Kapazität häufig als konstant angenommen. Es entsteht dadurch nur ein geringer Fehler.

Die Bestimmung des Ableitwertes wird analog zur Kapazität durchgeführt. Allerdings liefern die Berechnungen nur in manchen Fällen glaubwürdige Ergebnisse. Als Beispiel sei hier der Ableitwert von Kabel 1 aufgeführt, siehe Abb. 4.21.

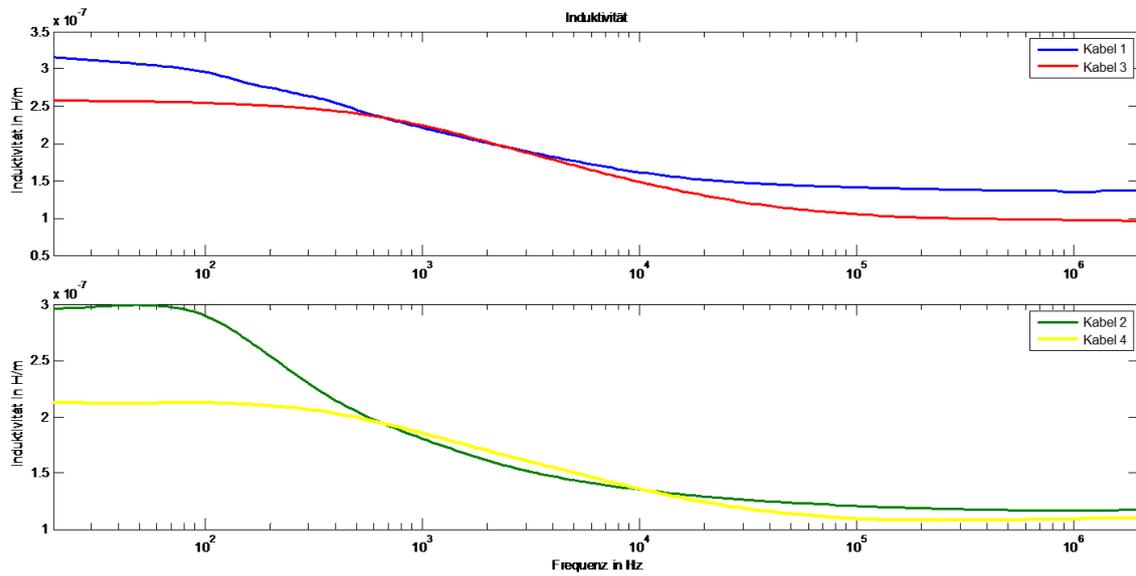


Abbildung 4.19.: Phaseninduktivität über Frequenz

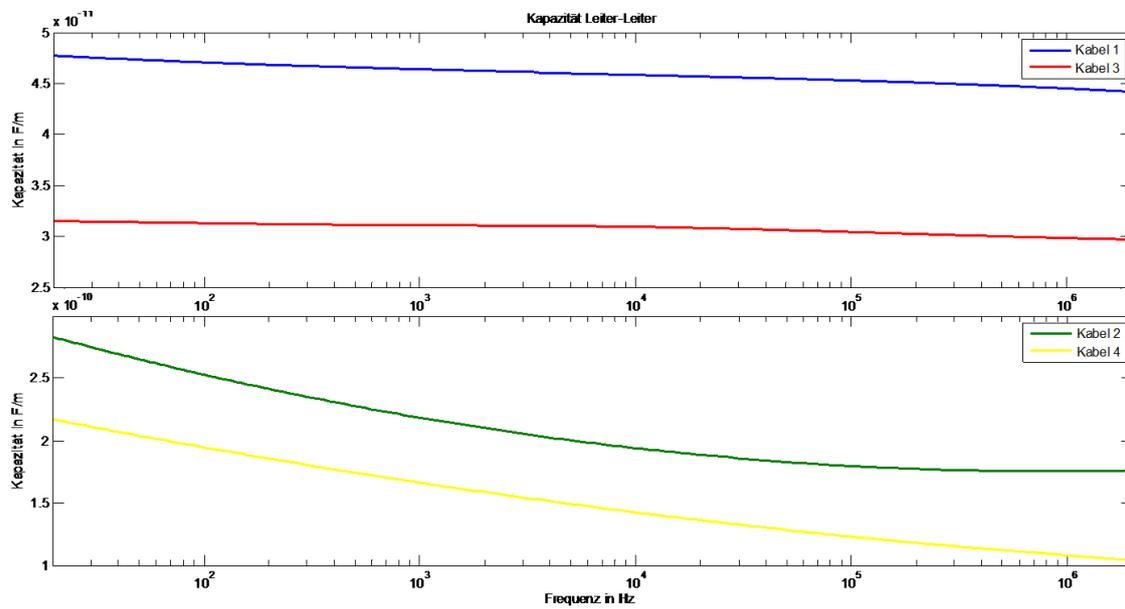


Abbildung 4.20.: Leiter-Leiter Kapazität über Frequenz

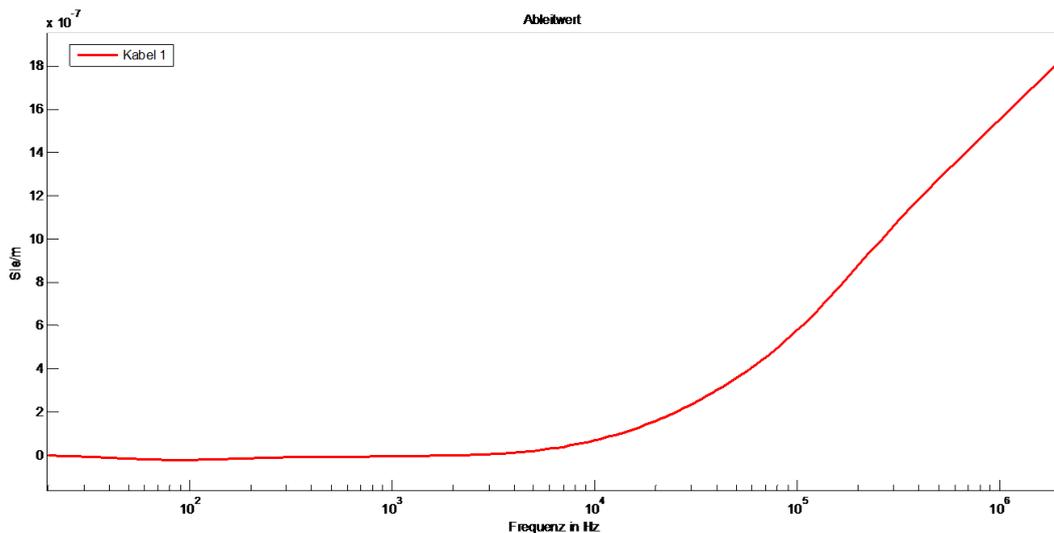


Abbildung 4.21.: Ableitwert Kabel 1

4.6. Frequenzabhängigkeit

Die harmonischen Komponenten der pulsformigen Spannung, die auf ein Kabel wirkt, breiten sich mit unterschiedlichen Geschwindigkeiten aus. Dies führt zu einer Abflachung der reflektierten Welle. Dieses Phänomen wird berücksichtigt in dem das ursprüngliche Kabelmodell, um eine Frequenzabhängigkeit des wirksamen Widerstandes ergänzt wird. Der Skin-Effekt bewirkt, dass bei hohen Frequenzen die Ladungsträger sich am Leiter nach außen bewegen und somit die durchdrungene Fläche des Leiters sinkt. Dies bedeutet gleichzeitig eine Erhöhung des elektrischen Widerstandes.

Eine Möglichkeit einen frequenzabhängigen Widerstand nachzubilden, besteht in der nach [7] beschriebenen Methode. Der elektrische Leiter wird dazu in n -konzentrische Kreise eingeteilt, in Abbildung 4.22 ist $n=4$. Das dazugehörige Ersatzschaltbild ist dann eine R-L-Leiter mit 4-„Sprossen“. Bei sehr niedrigen Frequenzen bzw. Gleichstrom sind die Induktivitäten kurzgeschlossen, damit ergibt sich der Widerstand in diesem Zustand aus der Parallelschaltung aller Widerstände. Mit steigender Frequenz fallen von oben nach unten Zweige aus der Parallelschaltung heraus. In dieser Vorgehensweise ist das Verhältnis α_R zwischen den Widerständen zweier benachbarter paralleler Zweige konstant, z.B. $\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_3}{R_2}$. Das Verhältnis α_R wird mit Hilfe der höchsten Frequenz im System und dem Leiterradius bestimmt. Ähnliches gilt für den Quotienten der benachbarten Induktivitäten, wobei gilt $\alpha_L = 0.315\alpha_R$.

Eine weitere Methode wird in [10] vorgestellt. Auch hier wird der Leiter in konzentrische Kreise eingeteilt. Die resultierende Ersatzschaltung besteht allerdings aus je vier Widerständen

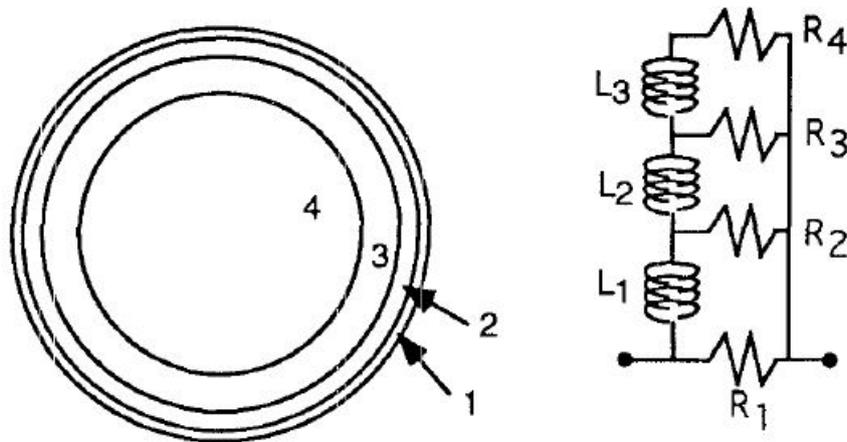


Abbildung 4.22.: R-L-Leiter Ersatzschaltbild mit vier Komponenten, [7, Seite 1]

und Induktivitäten (bei $n = 4$), vgl Abb. 4.23. Die Bestimmung der Werte, der Ersatzschaltungselemente, geschieht durch einen Algorithmus der auf sequentieller Reduzierung des Grades eines Gleichungssystems beruht. Eine entsprechende MATLAB-Routine liegt den Anhängen bei. Dabei werden eine beliebige Anzahl an Werten aus den frequenzabhängigen Parametern gewählt und durch den Algorithmus in Werte für das ESB konvertiert. Der Frequenzbereich kann dabei frei gewählt werden. Eine Empfehlung der Autoren liegt darin, den Quotienten zwischen der Kreisfrequenz zweier Parameter konstant zu wählen, also $\frac{\omega_n}{\omega_{n-1}} = \frac{\omega_2}{\omega_1}$. In manchen Fällen liefert die Routine für die Elemente des Ersatzschaltbildes negative Werte. Trotz ihrer physikalischen Bedeutungslosigkeit erzielen die negativen Werte zusammen mit den positiven Werte gute Übereinstimmungen für den Frequenzverlauf der Parameter.

Beide Methoden gründen darauf, einen frequenzabhängigen Verlauf von Widerstand und Induktivität durch diskrete frequenzunabhängige Bauteile in einer Simulation darzustellen und somit dem realen Frequenzverhalten anzunähern. Um das Frequenzverhalten der Kapazität und des Ableitwertes darzustellen, wird der selbe Algorithmus verwendet wie in [10]. Wobei R durch G und L durch C in der Berechnung ersetzt wird .

Die R-L Parallelzweigverkettung muss in jedem Kabelsegment ersetzt werden um das frequenzabhängige Modell zu bilden. Bei der Zusammenschaltung der Kabelsegmente, muss außerdem auf die Topologie der Komponenten geachtet werden. Möglich ist die Verschaltung im T-Schema, bei dem R und L in jeweils zwei Komponenten mit halber Wertigkeit gespalten werden. Die dadurch entstandenen vier Elemente werden nacheinander in der gezeigten Reihenfolge angeordnet und nach dem ersten R-L-Glied folgt eine Abzweigung mit G und C. Bei dem π -Schema folgt die Aufteilung analog, jedoch an Stelle von R und L wird G und C halbiert und in zwei Abzweige aufgeteilt. Siehe dazu auch den Vergleich der verschiedenen Implementationen im Kapitel 5.2.

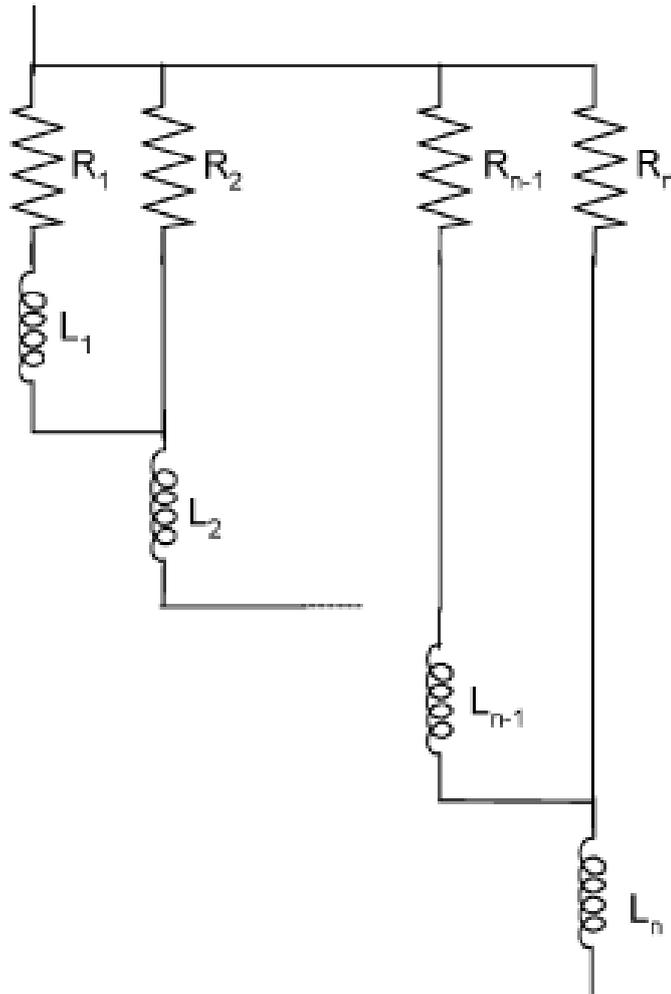


Abbildung 4.23.: RL-Parallelzweige nach [10]

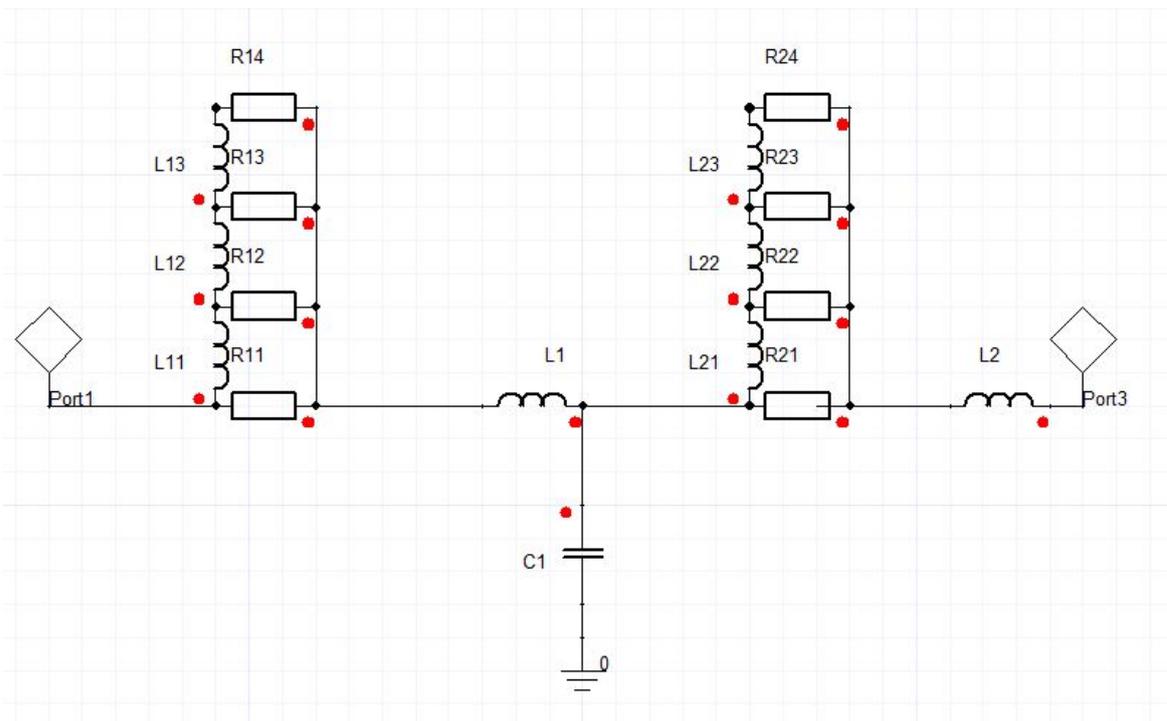


Abbildung 4.24.: Ersatzschaltbild des frequenzabhängigen Kabelmodells

Um das frequenzabhängige Kabelmodell mit Parametern zu versorgen, wird eine genaue Kenntnis der Kabeldaten oder ein Teststück mit entsprechenden Messinstrumenten benötigt.

4.6.1. Angleich des Kabelmodells an Frequenzverlauf

Für die Repräsentation des Frequenzverhaltens der Parameter, wird die Methode aus [10] verwendet. Im folgenden werden die Ergebnisse der Simulation mit den Sollkennlinien von Kabel 1 verglichen.

Die beste Übereinstimmung zeigt die Parallelschaltung mit vier Zweigen für den Widerstand in Abb. 4.25. Bei $n = 6$ ist eine größere Abweichung festzustellen. Es ist daher immer zu prüfen, ob eine Erhöhung der Anzahl der parallelen Zweige eine Verbesserung der Genauigkeit bringt, da bei Erhöhung von n auch der Simulationsaufwand steigt. Die Induktivität ist bei $n = 6$ am genauesten wiedergegeben. Da R und L nur zusammen modelliert werden können, wird für weitere Simulationen $n = 4$ festgelegt.

Im Falle der Kapazität und des Ableitwertes, zeichnet sich tendenziell eine bessere Annäherung an die Sollkennlinie durch Erhöhung von n ab. Bei $n = 6$ wird die genaueste Über-

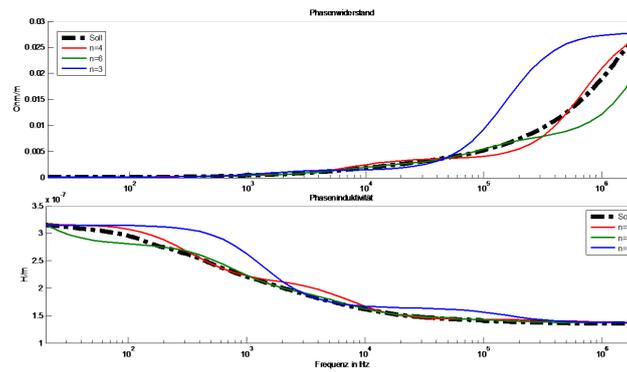


Abbildung 4.25.: Repräsentation der Frequenzabhängigkeit von R und L mit variabler Anzahl paralleler Zweige

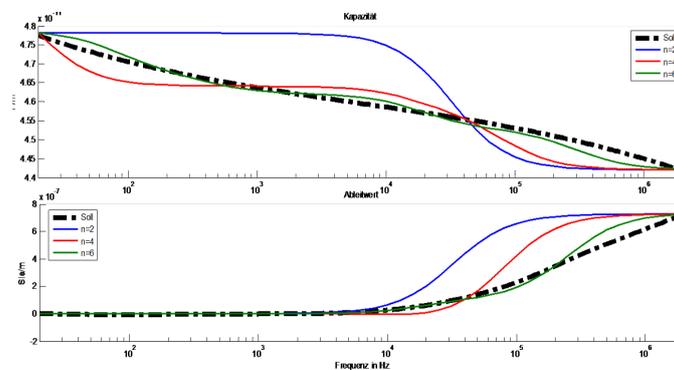


Abbildung 4.26.: Repräsentation der Frequenzabhängigkeit von C und G mit variabler Anzahl paralleler Zweige

einstimmung in Abb. 4.26 festgestellt. Da sich jedoch die Kapazität nur geringfügig über der Frequenz ändert und der Ableitwert aufgrund seiner Dimensionen kaum Einfluss auf das Ergebnis hat, wird analog zu R und L $n = 4$ gewählt.

Die Eingangsdaten und Ergebnisse der MATLAB-Routine werden, der Vollständigkeit halber, in Tabelle 4.9 für $n = 4$ dargestellt.

4.6.2. Resultierende Spannungsform

In [13] wurden drei unterschiedliche Kabel vermessen und die Parameter bestimmt. Zur Verifikation des Modells, wird das Kabel Ozoflex H07RN-F ausgewählt. Die Eigenschaften und Parameter des Kabels sind in [13, Seite 152-153] aufgeführt. Der konkrete Aufbau der Schaltung in der Simulation wird in Abbildung 4.24 gezeigt, dort ist ein Segment dargestellt, wel-

n	f [Hz]	R_{in} [$\frac{m\Omega}{m}$]	L_{in} [$\frac{nH}{m}$]	C_{in} [$\frac{pF}{m}$]	G_{in} [$\frac{\mu S_{ie}}{m}$]
1	20	0,14	315	47,8	$1 \cdot 10^{-4}$
2	928	0,38	224	46,4	$2 \cdot 10^{-4}$
3	$43 \cdot 10^3$	3,60	144	45,5	0,13
4	$2 \cdot 10^6$	27,8	137	44,2	0,73
-	-	R_{out} [$\frac{m\Omega}{m}$]	L_{out} [$\frac{nH}{m}$]	C_{out} [$\frac{pF}{m}$]	G_{out} [$\frac{\mu S_{ie}}{m}$]
1	-	0,24	277	1,73	$-6 \cdot 10^{-5}$
2	-	0,37	86,1	0,88	$3 \cdot 10^{-4}$
3	-	4,00	7,56	1,32	$-8 \cdot 10^{-2}$
4	-	29,6	136	44,2	0,73

Tabelle 4.9.: Ein- und Ausgangsdaten Kabelparameter-Routine

ches in einem Sub-Schaltkreis zusammengesetzt ist. Auf Systemebene kann man nun beliebig viele dieser Segmente zusammen schalten um die gewünschte Genauigkeit zu erreichen. Die Parameter sollten dabei in dem Sub-Schaltkreis identisch sein. Jedes so kreierte Segment besitzt eine Länge. Die gesamte Kabellänge ergibt sich somit aus der Anzahl der Segmente multipliziert mit der Segmentlänge. Die für die Simulation benötigten Parameter sind in Tabelle 4.10 aufgeführt.

Index	$L_{1x} = L_{2x}$ [$\frac{nH}{m}$]	$R_{1x} = R_{2x}$ [$\frac{\Omega}{m}$]	$L_1 = L_2$ [$\frac{nH}{m}$]	C_1 [$\frac{pF}{m}$]
1	19.08	0.424	437.5	52.5
2	66.48	0.168		
3	231.66	0.066		
4		0.26		

Tabelle 4.10.: Parameter für Kabelsegment, Ozoflex H07RN-F Kabel

Der Kapazitätsbelag C_1 wurde entsprechend der Formel

$$C_1 = \frac{(2C_A - C_B)}{2} \quad (4.52)$$

aus den gemessenen Daten in [13] gewählt. Für L_1 und L_2 wurde der gemessene Induktivitätsbelag für niedrige Frequenzen L_B übernommen und halbiert. Die Werte für L_{1x} und L_{2x} wurden ohne Änderung kopiert. Die Widerstandsbeläge R_{1x} der R-L Leiter wurden ebenfalls durch zwei geteilt.

Es ist anhand der Dissertation [13] nicht nachvollziehbar welche Testschaltung für die Simulation und Messungen genutzt wurde. Daher wird ein beliebiger Abschlusswiderstand des Kabels und Innenwiderstand für die Quelle genutzt. Eine Verifikation anhand der Spannungshöhe ist dadurch nicht möglich, da die Reflexionskoeffizienten unterschiedlich sind. Anhand

der Spannungsform und der Ausbreitungsgeschwindigkeit kann jedoch ein Vergleich gezogen werden.

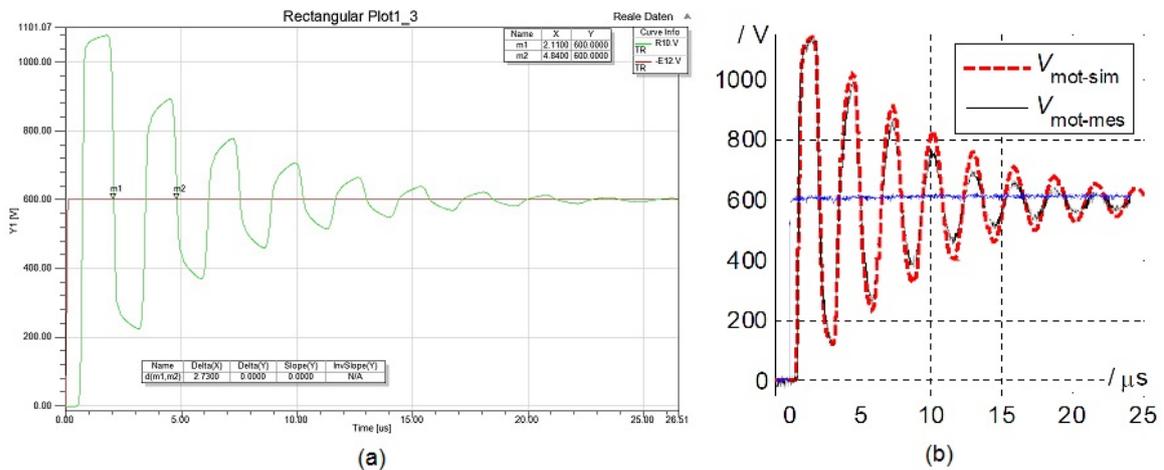


Abbildung 4.27.: Reflexionsverhalten Ozoflex Kabel (a) Simulation mit Modell dieser Masterarbeit (b) Simulation und Messung in Dissertation

Anhand der Abbildung 4.27 ist erkennbar, dass die Spannungsformen in beiden Fällen sehr gut übereinstimmen. Die Frequenzabhängigkeit des Kabelmodells fängt die Abflachung der Reflexion im oberen Bereich der Anstiegsflanke sehr gut ein. Ein Überschwingen bzw. Einschwingverhalten wie im originalen **SIEMENS** Modell ist nicht mehr vorhanden. Auch das Abklingen der Reflexionen, bedingt durch die Kabeldämpfung, stimmt in beiden Fällen gut überein. Aus der Simulation kann eine Ausbreitungsdauer von $682.5 ns$ ermittelt werden, in der Doktorarbeit wird die Ausbreitungsdauer mit $683 ns$ angegeben. Das Modell in dieser Arbeit kann also für die Simulation eines Systems verwendet werden und spiegelt die Realität sehr gut wieder.

Nun schauen wir uns zum Vergleich die Spannungsform der Simulation unter Verwendung der Ergebnisse aus Tabelle 4.9 an. Die Simulation wird aus 20 Segmenten zu je 5m aufgebaut. Die Gesamtlänge des Kabels entspricht folglich 100m. Als Leitungsabschluss dient ein $1 k\Omega$ Widerstand. Die Leitung wird mit einem Spannungssprung von 0 auf 1000V angeregt. Die Anstiegszeit der Flanke beträgt 100ns. Die resultierende Spannungsform kann an den reflektierten Wellen zusätzliche Oberschwingungen aufweisen. In Kapitel 5.4 wird dieses Phänomen an einem Beispiel genauer betrachtet. Die Oberschwingungen treten nur in der Simulation auf und spiegeln nicht das reale Verhalten der Leitung wieder. Wie oben bereits erwähnt, verbessert sich dieses Verhalten durch Einführen des frequenzabhängigen ESB, welches ein abrunden der reflektierten Spannungsflanken bewirkt. Je nach Kombination der Simulationsparameter, kann das Überschwingen trotzdem auftreten. Beeinflusst werden die Schwingungen durch die Kabeldämpfung, die Anzahl der Segmente, die Simulationsschrittweite und der Anstiegszeit der Erregerspannung. Die Kabeldämpfung und die

Anstiegszeit sind bei der Nachbildung eines realen Systems vorgegeben. Die Anzahl der Segmente bestimmt sich aus der Anstiegszeit und der Länge des Kabels, siehe dazu Kapitel 5.4. Es existiert jedoch noch Spielraum, für die Wahl der Anzahl und Länge der Segmente. Die effektivste Methode bietet aber das Verändern der Simulationsschrittweite. Dabei muss diese kleiner als die Anstiegszeit der Erregerspannung sein, um diese nicht zu verfälschen. Je kleiner die Schrittweite wird, desto größer werden die Oberschwingungen und der Simulationsaufwand wird größer. Für die oben genannte Konfiguration wurden gute Ergebnisse erzielt, bei einer minimalen Simulationsschrittweiten $H_{min} = \frac{t_r}{10} \dots \frac{t_r}{50}$.

Das Ergebnis der Simulation ist in Abb. 4.28 dargestellt. Die Abrundungen, wie am Beispiel des Ozoflex Kabels aus [13], sind nicht so stark zu erkennen. Das liegt in diesem Fall an der Kombination aus Kabelparametern und Simulationsschrittweite. Bei einer Verlängerung des Kabels, durch Erhöhen der Segmentlänge oder Anzahl der Kabelsegmente, sind die Abrundungen besser zu erkennen. Zusätzlich ist das Simulationsergebnis für das Modell mit konstanten Parametern über der Frequenz dargestellt. Dafür wurden die Parameter bei 20Hz gewählt. Es ist zu erkennen, dass die Abrundungen nicht vorhanden sind, und das eine geringere Dämpfung der Reflexionen auftritt. Außerdem ist die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Welle in beiden Fälle leicht unterschiedlich.

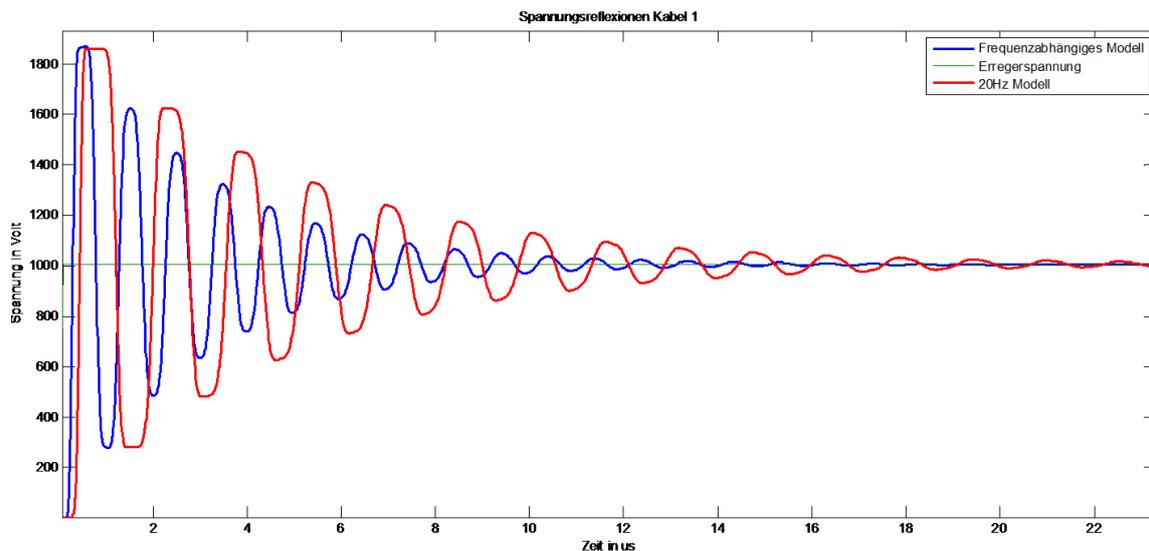


Abbildung 4.28.: Kabel 1 Spannungsverlauf

5. Simulation

5.1. Vergleich IGBT und idealer Schalter

Im folgenden wird betrachtet, welche Auswirkungen die Spannungsflanke eines IGBTs und die eines idealisierten Schalters auf den Spannungsverlauf am Kabel haben. In Systemsimulationen wird häufig auf den Einsatz realer IGBT-Modelle verzichtet, da diese umständlich zu parametrieren sind und zusätzlich viel Rechenzeit benötigen. Es soll daher nun geprüft werden, ob es ausreichend ist mit einer idealisierten Kennlinie in Bezug auf die Spannungshöhe der Reflexionen am Kabel zu arbeiten. Der Vergleich zwischen einem diskreten Aufbau von IGBT und idealem Schalter ist nicht möglich. Da der ohmsche Widerstand eines IGBT während des Schaltvorgangs nicht konstant ist und zusätzlich Induktivitäten und Kapazitäten hinzukommen, die das Reflexionsverhalten beeinflussen. Der Vergleich wurde daher durch zwei gesteuerte Spannungsquellen, mit angenäherten Kennlinien für den Spannungsverlauf, gezogen.

Die Abbildung 5.1 zeigt das Ergebnis der Simulation. Die Spannung am Ende des Kabels ist bei den unterschiedlichen Anregungen fast identisch. Die Ausgangsspannung, die mit der IGBT-ähnlichen Kennlinie erregt wird, ist minimal größer in der ersten Spannungsüberhöhung durch die Reflexion. Die Differenz beträgt etwa 200mV. Zu erklären ist diese Erhöhung, gegenüber der idealisierten Kennlinie, aufgrund der partiell höheren Steigung der IGBT-Kennlinie. Die Laufzeit der Welle und das Abklingen der Reflexionen sind hier identisch, da diese nicht von der erregenden Spannung abhängen sondern nur von den Kabeleigenschaften. Auch bei unterschiedlichen Abschlusswiderständen verändert sich die Differenz zwischen den beiden Kennlinien nicht wesentlich.

Zusammenfassend kann also weiterhin eine idealisierte Kennlinie zur Simulation eines Systems genutzt werden. Der Fehler ist gering und es wird so Rechenzeit eingespart. Es ist allerdings darauf zu achten, dass die Steigung der Impulsflanken auf einen festen Wert $\frac{du}{dt}$ eingestellt sind und unabhängig von der Simulationsschrittweite (solange gilt: $H_{min} \ll dt$) diese Flankensteilheit beibehalten.

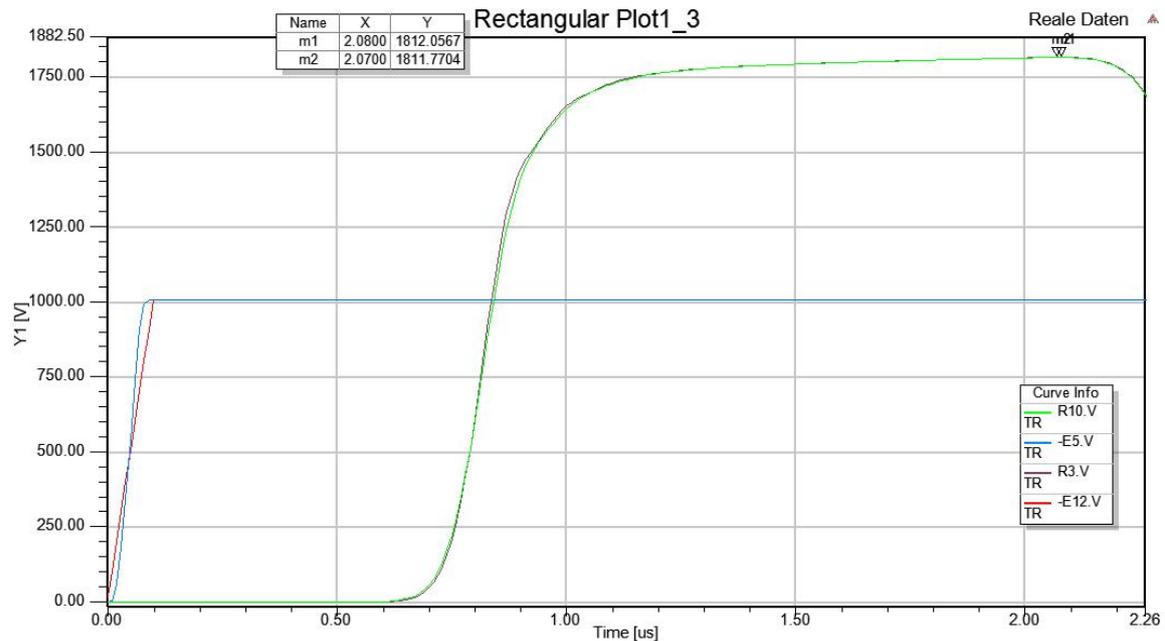


Abbildung 5.1.: Spannungsverlauf der ersten Kennlinie bei Vergleich zwischen idealisierter und realitätsnaher Spannungskennlinie

5.2. Vergleich verschiedener Segmentimplementierungen

Um ein elektrisch langes Kabel mit verteilten Segmenten in einem Modell abzubilden, gibt es drei wesentliche Ansätze, die sich durch ihren schematischen Aufbau wie folgt bezeichnen lassen:

1. Γ - Segmente
2. π - Segmente
3. T-Segmente

In der Literatur gibt es Beispiele für die Verwendung von Γ ([13]), π ([3] und [4]) und T-Segmente ([21] und [4]). Es ist zu beachten, dass es bei der Verwendung der π - und T-Segmente durch die Verbindung mehrerer Teile zu Dopplungen der Elemente R und L, oder C und G kommt. Dieser Umstand muss bei der Parametrierung berücksichtigt werden, indem man den Wert der jeweiligen Bauteile halbiert, siehe Abb. 5.2. Für die Simulation wurden die Daten des zweiadrigen, ungeschirmten $1,5\text{mm}^2$ Kabels aus [21] verwendet. Es werden 5 Segmente zusammengeschlossen die je einem Meter Kabel entsprechen. Die in dieser Simulation verwendeten Modelle berücksichtigen nicht die Frequenzabhängigkeit der Parameter.

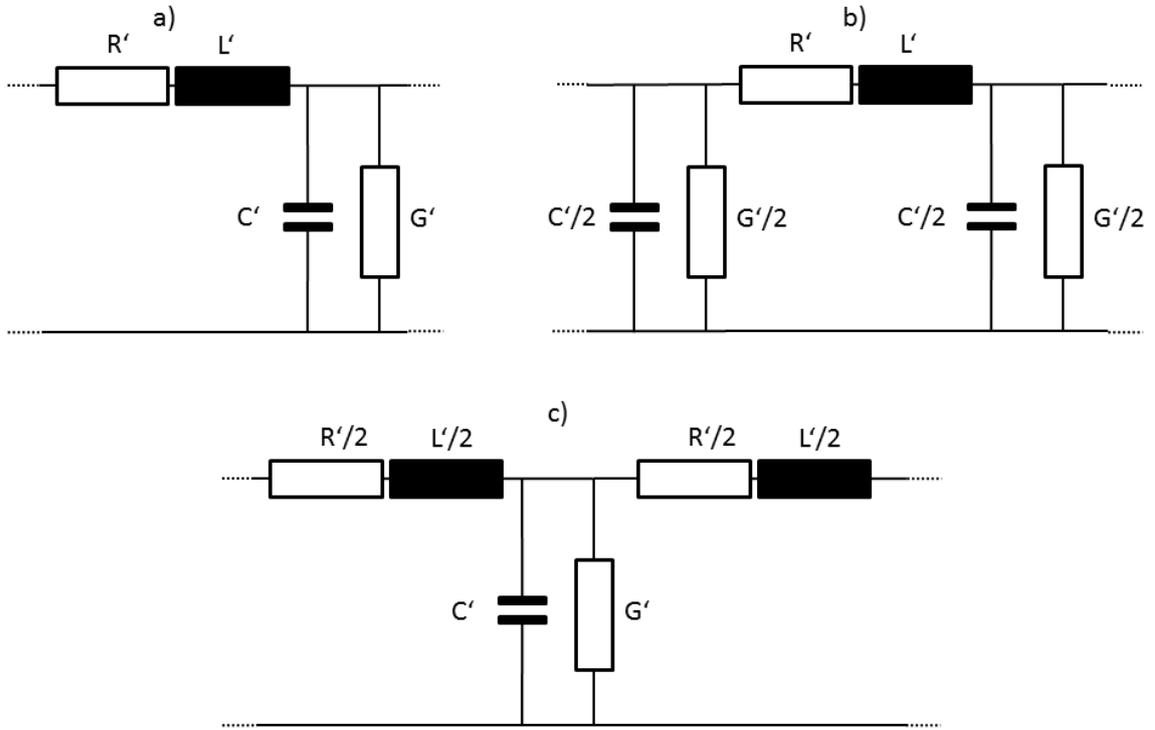


Abbildung 5.2.: Modellbildungsvarianten der Segmente eines Kabels a) Γ -Segment b) π -Segment c) T-Segment

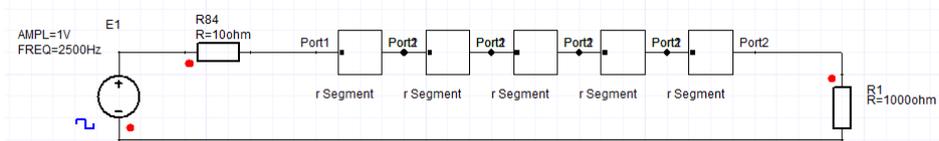


Abbildung 5.3.: Aufbau der Simulation für ein Kabel mit Γ -Segmenten

Angeregt wird die Schaltung mit einer rechteckförmigen Spannung der Periode 2,5kHz und 1V Amplitude. Die Quelle hat einen Innenwiderstand von 10Ohm und das Kabel wird mit 1kOhm abgeschlossen, vgl. Abb. 5.3. Wie zu erwarten, tritt eine Spannungsüberhöhung bei jeder Schaltflanke der Spannungsquelle am Ende des Kabels auf. Die Abbildung 5.4 zeigt den Spannungsverlauf über dem Abschlusswiderstand. Die Modelle der T- und Γ -Form (blaue und rote Kurve) lassen sich anhand der Darstellung nicht unterscheiden und zeigen eine sehr gute Übereinstimmung. Das π -Modell (grüne Kurve) hingegen hat einen leicht veränderten Kurvenverlauf zu Beginn der Schaltflanke und nähert sich daraufhin der Kurvenform der anderen beiden Modelle an. Die größte Abweichung des π - und T-Modells, in Bezug auf das Γ Modell, beträgt 989mV und 3.51nV.

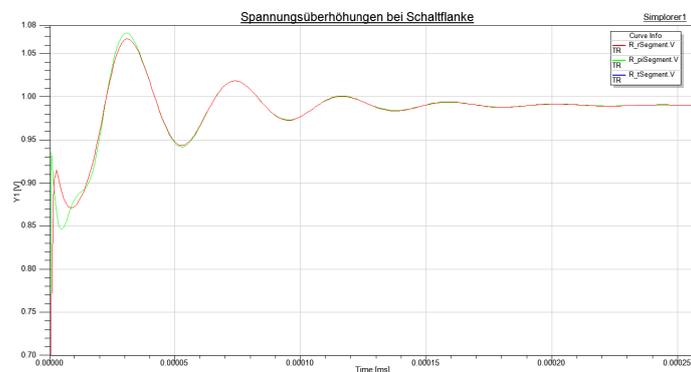


Abbildung 5.4.: Zeitverlauf der 3 Modelle bei positiver Rechteckflanke

Für die Messung des Frequenzverhaltens der Eingangsimpedanz wird dem Kabel ein Strom von 1A Amplitude mit variabler Frequenz eingeprägt. Die Spannung am Eingang des Kabels wird gemessen und die Impedanz Z mit

$$Z = \frac{U}{I} \quad (5.1)$$

bestimmt. Das Kabel wird dafür am Ende mit der Stromquelle kurzgeschlossen. Auch im Frequenzverhalten, vgl. Abb. 5.5, liegen die Kurven für das Γ - (rote Kurve) und T-Modell (blaue Kurve) übereinander, so dass eine gute Übereinstimmung besteht. Die Kurve für das π -Modell (grüne Kurve) weist eine weitere Resonanzfrequenz bei 77,6MHz auf wobei die Amplitude bei der ersten Resonanz (23,98MHz) geringer und bei der zweiten Resonanzstelle (62.8MHz) größer ausfällt im Vergleich zu den beiden anderen Modellen.

Da sich die Modelle nicht spürbar in der Simulationsgeschwindigkeit unterscheiden und auch annähernd gleiche Resultate liefern, wird in dieser Arbeit ohne weitere Begründung das T-Modell verwendet.

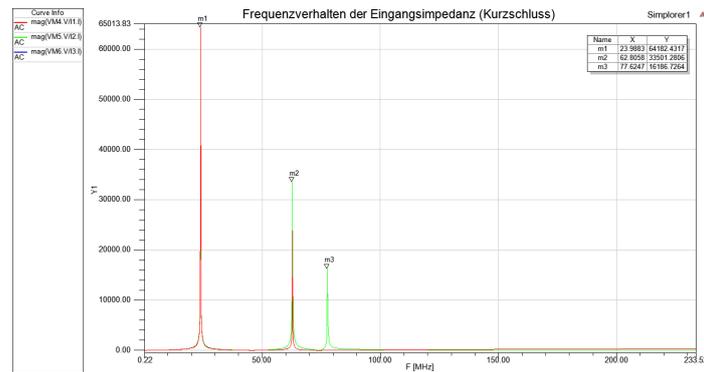


Abbildung 5.5.: Eingangsimpedanz der 3 Segmentmodelle

5.3. Ansätze zur Modellbildung verlitzter Leiter

Da Leiter größeren Querschnitts zur einfacheren Verlegung häufig aus vielen Einzeldrähten kleineren Querschnitts bestehen, entsteht die Notwendigkeit zu überprüfen inwiefern sich dies auf die Parameter des Kabels auswirkt. Es ist gängige Praxis anstelle der einzelnen Drähte einen einzelnen Leiter mit angepasstem Querschnitt für die Berechnung der Parameter anzunehmen. Der Aufwand zur exakten Modellierung eines Kabels ist sehr groß, deswegen soll hier geprüft werden welche anderen Darstellungsformen sich als Repräsentation des verlitzten Leiters eignen.

Als Vorlage dient ein ein-adriges Kabel der Klasse 5 mit einem Nennquerschnitt von 35mm^2 und einem Meter Länge. Laut VDE Norm 0295 ist der maximale Einzeldurchmesser eines Drahtes 0,4mm, für das zuvor genannte Kabel. Die Anzahl der Kabel ist dabei unverbindlich und wird nicht durch die Normen festgelegt. Es muss jedoch der vorgegebene Leiterwiderstand der IEC60228 eingehalten werden.

Mit steigender Anzahl der Drähte steigt auch der Simulationsaufwand in Q3D und Ladezeiten werden größer, deshalb wurde mehrere Drahtlitze mit dem Durchmesser 0,4mm gewählt, auf einer Querschnittfläche von 35mm^2 . Um die Leiterwiderstände einzuhalten, hätte ein deutlich größerer Querschnitt gewählt werden müssen, zugunsten der Stabilität des Simulationsprogramms wurde jedoch darauf verzichtet. Die Ergebnisse der Leiterwiderstände aus dieser Simulation sind daher nicht IEC konform, weil für den Nennquerschnitt von 35mm^2 ein geringerer Widerstandsbelag vorgeschrieben ist. Um diesen Wert zu erreichen muss die gesamte Querschnittfläche, welche die Litzen ausfüllen, größer als der Nennquerschnitt sein. In der Praxis ist das der Fall. Die Ergebnisse können dennoch für die Auswertung der unterschiedlichen Modelle repräsentativ genutzt werden.

Als Isolierung wird eine PVC-Plastik Hülle mit den Werten $\epsilon_r = 2.7$ und $\mu_r = 1$ angenommen. Als Bezugsgröße dient die Simulation des Kabels mit 193 Litzen vom Durchmesser

0,4mm, verteilt auf einem Gesamt-Leiterquerschnitt von 35mm^2 . Der Hohlraum zwischen den einzelnen Litzen und Litzen und PVC ist mit Luft gefüllt. Verglichen werden die Ergebnisse mit folgenden Modellen, vgl. Abb. 5.6:

1. Massiver Leiter mit Querschnitt gleich dem Nennquerschnitt
2. Massiver Leiter mit Querschnitt gleich dem Nennquerschnitt und niedrigerem Leitwert
3. Massiver Leiter mit Querschnitt entsprechend der Summe der Querschnitte der Litzen und Vakuum als Füllmittel
4. Massiver Leiter mit Querschnitt entsprechend der Summe der Querschnitte der Litzen und PVC als Füllmittel
5. Hohler Leiter mit Querschnitt entsprechend der Summe der Querschnitte der Litzen und Luft im Inneren des Leiters

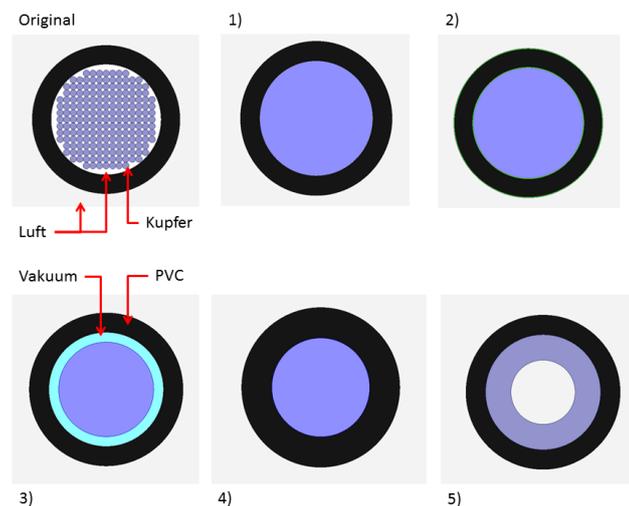


Abbildung 5.6.: Variationen der Leiterdarstellung

Um ein Kabel mit freischwebendem Potenzial (ohne Bezug zum Erdpotenzial) zu simulieren, wird das Kabel in einer künstlichen Umgebung simuliert deren Begrenzungen das Referenzpotenzial zugewiesen bekommen. Diese Umgebung ist ein luftgefüllter Raum in Form eines angeschnittenen Kreises, in dem das Kabel in Höhe von einem Meter schwebt, der Abstand zu den Seitenwänden der Halbkugel beträgt mehr als 2m und ist damit um ein Vielfaches größer als der Leiterquerschnitt. Dies dient der Annäherung einer unendlichen Umgebung. Zur Veranschaulichung dieser Randbedingung siehe Abb. 5.7 in nicht-maßstäblicher Darstellung.

Die Summe der Querschnittfläche der einzelnen Litzen im Leiter beträgt $A_{ges} = 24,25\text{mm}^2$ und ist somit ca. 30% geringer als der Nennquerschnitt. Folglich muss sich ein höherer

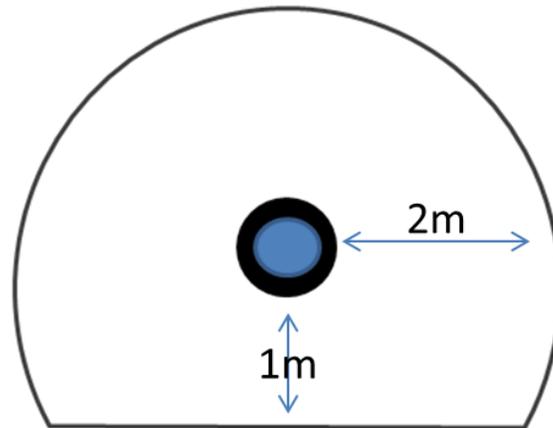


Abbildung 5.7.: Umgebungssimulation mit Kreissegment als Bezugspotenzial (nicht maßstäblich)

Leitungswiderstand ergeben. Bei allen Modellen wurde A_{ges} als Querschnittsfläche für den Ersatzleiter verwendet. Die restlichen geometrischen Abmessungen ergeben sich aus der Differenz des Nennquerschnittes und A_{ges} .

In Tabelle 5.1 sind die Werte für RLCG für die verlitzte Leitung bei unterschiedlichen Frequenzen angegeben.

Frequenz [MHz]	R [mOhm]	L [μ H]	C [pF]	G [nS/e]
$1,00 \cdot 10^{-6}$	0,7192603315	1,3037634113	9,2297438636	0,0000068774
$5,00 \cdot 10^{-5}$	0,7194417041	1,2969970768	9,2297374144	0,0000071948
0,0025	0,9418909831	1,2889195124	9,2297356773	0,0007988322
0,1	4,9787854553	1,2533174980	9,2289496232	0,5694736913
0,5	10,9425327719	1,2491119142	9,2277948139	3,5358746984
1	15,3088492395	1,2480865917	9,2272744615	72,8379994863
10	38,6799264400	1,2460911523	9,2255193794	75,8009524291

Tabelle 5.1.: Simulationsergebnisse verlitzter Leiter

Aus Gründen der Übersichtlichkeit werden die Ergebnisse der anderen Leitermodelle nicht hier aufgeführt, sondern sind im Anhang B zu finden. Die Abweichungen der Modelle hängen stark von der betrachteten Frequenz ab. Bis 2,5kHz weisen alle Modelle eine sehr gute Genauigkeit beim Widerstandswert auf (unter 1% Abweichung), mit Ausnahme des Hohlleiters hier tritt bereits bei 2,5kHz eine Abweichung von 16% auf. Bei den höheren Frequenzen gehen auch die Widerstandswerte weit auseinander. Die geringste Abweichung mit 11% bei 10MHz hat der Hohlleiter, während der massive Leiter mit niedrigem Leitwert mit 67% die größte Abweichung aufweist. Für die Auswahl eines geeigneten Modells in Bezug auf den

Widerstand ist hier also abzuwägen, mit welcher Genauigkeit die Ergebnisse erzielt werden sollen und welcher Frequenzbereich betrachtet werden soll.

In Bezug auf die Kapazitäts- und Induktivitätswerte unterscheiden sich die Modelle nur geringfügig. Die Spanne liegt hier im gesamten Frequenzbereich zwischen 0,3 und 2,7%. Für die Induktivität weist dabei das Modell 2 und für die Kapazität Modell 4 die niedrigste Abweichungen auf.

Der Leitwert wird in den Modellen 3 und 4 am stärksten beeinflusst da hier ein zusätzliches Medium hinzukommt bzw. die Isolationsdicke verändert wurde. Der Leitwert ist daher bei Modell 3 um 10% höher und bei Modell 4 um 51% geringer als bei der Bezugsgröße. Spielt der Leitwert eine große Rolle sollten daher die Modelle 2 oder 5 verwendet werden, bei beiden ist die Abweichung ca. 5%.

Aufgrund der Auswertung kann kein Ersatzmodell uneingeschränkt empfohlen werden, der Anwender muss entscheiden welche Genauigkeit gefordert wird und wie viel Aufwand betrieben werden kann um ein genaues Simulationsmodell zu erstellen.

Der bei 1Hz kalkulierte Widerstand des massiven Einzelleiters mit 35mm^2 beträgt $0,495\frac{\text{m}\Omega}{\text{m}}$ und ist IEC60228 ($0,524\frac{\text{m}\Omega}{\text{m}}$) konform. Wie in Tabelle 5.1 zu erkennen, beträgt der Widerstand der verlitzen Leiter bei dieser Frequenz $0,719\frac{\text{m}\Omega}{\text{m}}$. Das Verhältnis der Widerstände entspricht bei niedrigen Frequenzen dem reziproken Verhältnis der Querschnittflächen, bei konstanter Länge und Materialeigenschaften.

$$\frac{R_{\text{massiv}}}{R_{\text{verlitzt}}} = \frac{A_{\text{verlitzt}}}{A_{\text{massiv}}}$$

$$A_{\text{massiv}} = A_{\text{Nenn}}$$

Dies steht im Einklang mit der Berechnungsformel des Gleichstromwiderstandes eines Leiters, siehe 3.5. Daraus kann indirekt auch der reale Querschnitt eines Leiters berechnet werden, der aus Drahtlitzen mit 0,4mm besteht. Ausgehend vom maximalen Widerstandswert der IEC60228 ergibt sich

$$A_{\text{Gesamt}} = A_{\text{Nenn}} \frac{R_{\text{verlitzt}}}{R_{\text{maxIEC}}} = 35\text{mm}^2 \frac{0,719}{0,524} \approx 48,1\text{mm}^2$$

5.4. Simulation und Untersuchung eines Mittelspannungskabel

Die Modellbildung im Simulationsprogramm wird auf Grundlage des ESB durchgeführt, wie es in Abb. 4.10 bereits aufgeführt wurde. Dieses Leitungsmodell kann in diskreten Bauteilen

in der Simulation nachgebildet werden. Für die Parameter wird der jeweilige Belag mit der Länge des Segments multipliziert. In einer Bausteinbibliothek für Simplorer von **SIEMENS**, sind bereits Modelle für elektrische Leitungen hinterlegt. Das Bibliotheksmodell kann direkt mit den Werten für die Parameter Länge, Anzahl der Segmente, Widerstandsbelag, Induktivitätsbelag, Kapazitätsbelag und Ableitungsbelag gefüttert werden. Typische Werte für diese Parameter sind in der Tabelle 5.2 aufgeführt.

Mit diesen Daten wird eine Simulation zur Untersuchung der Leiter-Erde Spannung durchgeführt. Die Schaltung der Simulation ist in Abbildung 5.8 zu sehen.

Parameterbezeichnung	Wert
Widerstandsbelag	$50 \frac{\mu\Omega}{m}$
Induktivitätsbelag	$0.33 \frac{\mu H}{m}$
Kapazitätsbelag	$0.49 \frac{nF}{m}$
Ableitungsbelag	$1.5 \frac{\mu S}{m}$

Tabelle 5.2.: Typische Werte Mittelspannungskabel (Martin Hilscher **SIEMENS**)

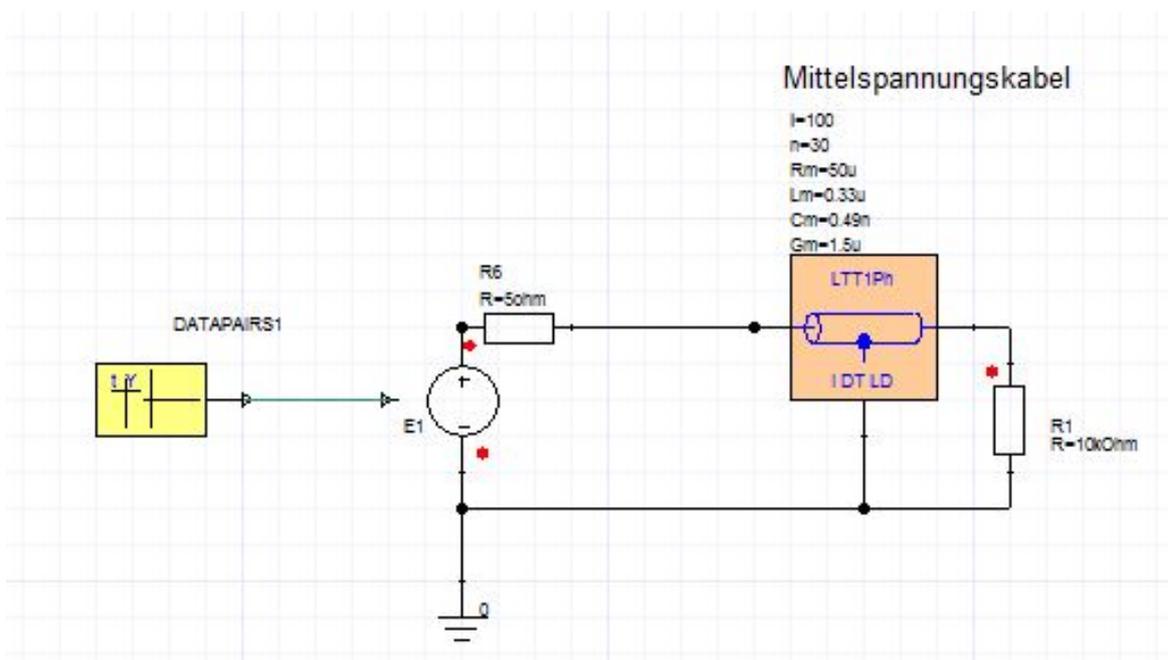


Abbildung 5.8.: Schaltung zur Untersuchung eines typischen Mittelspannungskabels

Die Schaltung wird angeregt durch eine gesteuerte Spannungsquelle mit Innenwiderstand. Der Steuersatz beinhaltet ein gepulstes Signal mit einer Frequenz $f = 5kHz$ und einer

Spannungsamplitude $U_{SS} = 1035V$. Die Spannungsflanke ist mit $\frac{du}{dt} = 6.178 \frac{kV}{\mu s}$ festgelegt. Dies entspricht dem oberen Bereich (worst case) der eingesetzten Umrichter bei **SIEMENS**, wobei die typischen Werte der Spannungssteilheit bei SINAMICS im Mittel bei $\frac{du}{dt} = 3 \frac{kV}{\mu s} - 6 \frac{kV}{\mu s}$ liegen (laut [17, Seite 122]). Die Spannungshöhe am Eingang des Kabels wird durch die Spannung am Zwischenkreis des Wechselrichters bestimmt. In dieser Arbeit wird bei einer Zwischenkreisspannung von $1035V$ simuliert. Dieser Wert ergibt sich aus der Netzspannung $U_{Netz} = 690V$ multipliziert mit dem Faktor 1.5. Bei einem Active Infeed muss die Zwischenkreisspannung mindestens das 1.42-fache (Faktor $\sqrt{2}$) der Netzspannung (siehe [17, Tabelle 1.6.4]) betragen, um zusätzlich noch Regelreserve zu erlangen und Schwankungen der Netzspannung ausgleichen zu können, wird der Faktor meist zu 1.5 gewählt. Das Kabel wird mit einem hohen Widerstand von $10k\Omega$ abgeschlossen.

Das Ergebnis der Simulation ist in Abbildung 5.9 gezeigt. Die Eingangsspannung wird durch den grünen Graphen dargestellt. Die Leiter-Erde-Spannung am Ende der Leitung (entspricht der Spannung über dem Widerstand) ist rot gezeichnet. Die Welleneigenschaften der elektrischen Ladungsträger ist anhand der Grafik gut zu erkennen. Jeweils am Ende und am Anfang der Leitung wird der Spannungsimpuls der Quelle reflektiert, dadurch entstehen die unterschiedlichen Plateaus. Am Ende der Leitung addiert sich die Amplitude der Reflexion zu dem eingehenden Impuls, am Anfang der Leitung subtrahiert sich die reflektierte Welle. Erklären lässt sich dies durch den Reflexionskoeffizienten Γ .

$$\Gamma = \frac{R_L - Z_w}{R_L + Z_w} \quad (5.2)$$

Mit dem Lastwiderstand R_L und der charakteristischen Wellenimpedanz Z_w , welche aus Kapitel 2.2.1 bereits bekannt ist, siehe Gl. (2.10).

Die Berechnung des Wellenwiderstandes kann vereinfacht werden indem das Kabel als verlustlos betrachtet wird, siehe Kapitel 4.3.1 Gl. (4.12).

Bei dem verlustlosen Kabel tritt keine Dämpfung durch das Kabel selbst auf. Es handelt sich dabei in Bezug auf die Betrachtung der Form der Leiter-Erde-Spannung um ein Worst-Case-Szenario. Für das Mittelspannungskabel mit den in Tabelle 5.2 gewählten Parametern beträgt der Wellenwiderstand 25.95Ω . Damit ergibt sich der Reflexionskoeffizient am Ende des Kabels zu $\Gamma_+ = 0.994$ und am Anfang zu $\Gamma_- = -0.677$. Die resultierende Spannung am Ende der Leitung mit der ersten Reflexion hat eine Amplitude von theoretisch $U_{Tmax} = 2054V$, die simulierte Spannungshöhe beträgt $U_{Smax} = 1719V$. Der theoretische Wert liegt über dem simulierten, da die Verluste vernachlässigt worden sind. Wenn die Welle wieder am Anfang des Kabels einläuft, wird sie aufgrund des geringen Innenwiderstandes der Quelle negativ auf das Kabel reflektiert. Daher ergibt sich ein scheinbares Unterschwingen. Gehen wir von dem simulierten Wert U_{Smax} aus berechnet sich die nächste Spannungsstufe zu

555.237V unter Anwendung der Formel

$$U_{neu} = U_{alt}(1 + \Gamma_+) = U_{Smax}(1 + \Gamma_-). \quad (5.3)$$

Der simulierte Wert ist hier mit 566V wieder leicht abweichend. Auf diesem Wege können nun auch die weiteren Spannungsniveaus errechnet werden, bis sich die Reflexionen abgebaut haben und die Spannung am Eingang des Kabels gleich der Spannung am Ausgang ist.

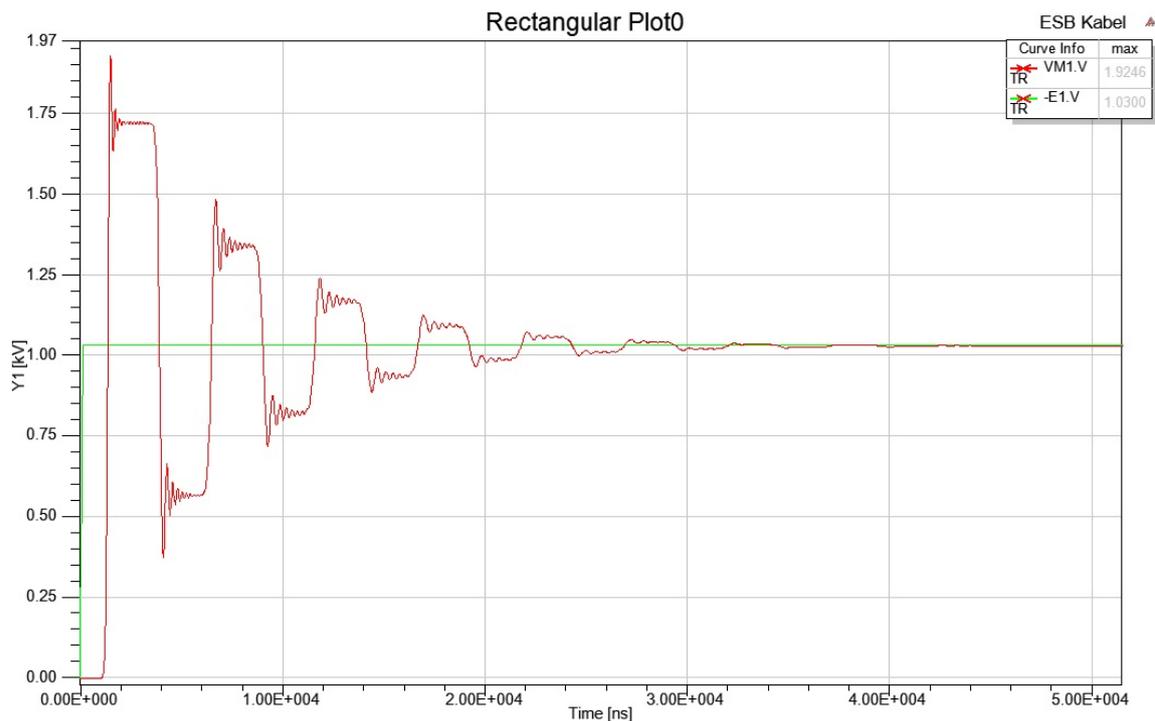


Abbildung 5.9.: Mittelspannungskabel Leiter-Erde Spannung

Eine weitere Eigenschaft der Wellentheorie lässt sich aus der Laufzeit der Welle ermitteln. Die Spannungsplateaus besitzen unabhängig von der Spannungshöhe immer die selbe Länge bzw. Dauer. Dies entspricht der Zeit, die die Welle benötigt, um von einem Ende des Kabels zum anderen zu gelangen. Da wir nur am Ende der Leitung messen sehen wir einen Signalwechsel immer zur doppelten Laufzeit, da die Welle vom Ende des Kabels zum Anfang und wieder zurück wandert. Damit ergibt sich aus der Simulation eine Signallaufzeit von

$$t_p = \frac{2556 \text{ ns}}{2}.$$

Bei einer Kabellänge von $l = 100 \text{ m}$ kann die Ausbreitungsgeschwindigkeit v_p bestimmt

werden.

$$v_p = \frac{l}{t_p} = 7.8247 e^7 \frac{m}{s}$$

Der theoretisch Wert der Ausbreitungsgeschwindigkeit kann mit der Formel

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{L'C'}} \quad (5.4)$$

ermittelt werden. Zwischen dem simulierten und dem theoretischem Wert ergibt sich dabei eine gute Übereinstimmung. Aus 5.4 folgt

$$t_p = l v_p = l \sqrt{L'C'} \quad (5.5)$$

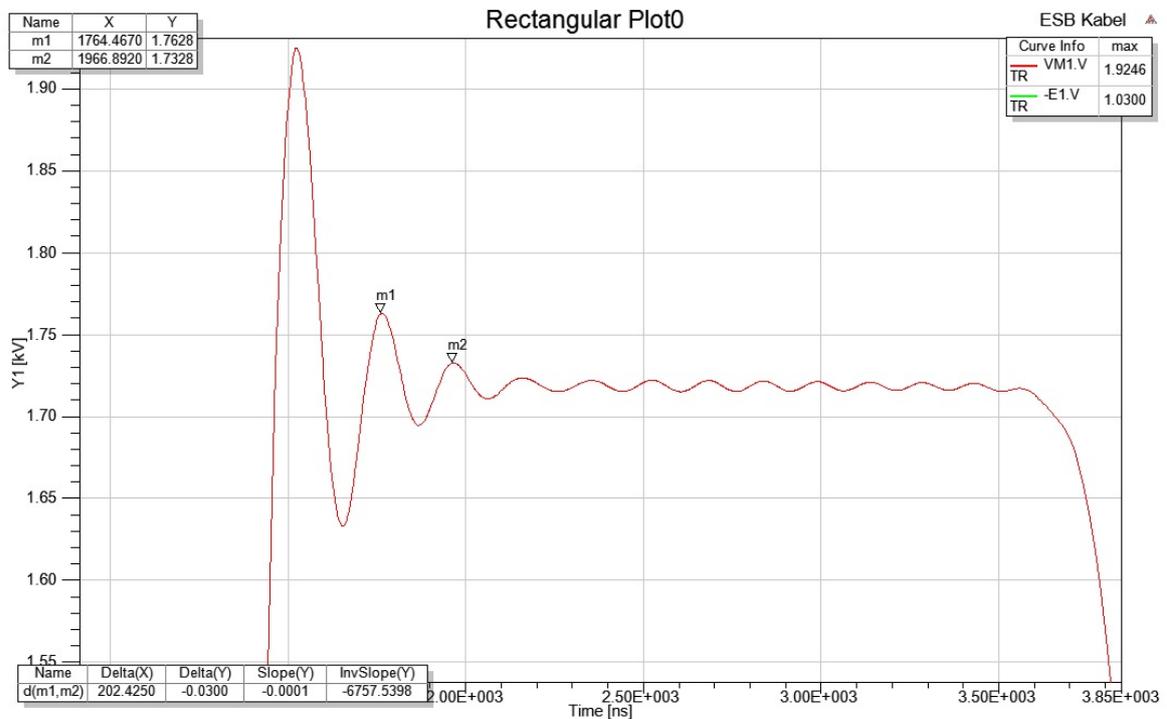


Abbildung 5.10.: Überschwingen an Spannungshub in Simulation mit 30 Kabelsegmenten

Bei der Verwendung des zuvor beschriebenen Kabelmodells tritt ein Einschwingvorgang bei jedem Spannungssprung auf. In Abbildung 5.10 wird dies vergrößert dargestellt. Dieses Schwingungsverhalten beruht ausschließlich auf der Diskretisierung des Kabels in der Simulation und resultiert nicht aus dem Reflexionsverhalten der Wellentheorie. In diesem Fall beträgt die Frequenz der Schwingung 4.94 Mhz . Mit zunehmender Anzahl der verwendeten Segmente zur Darstellung des Kabels steigt die Frequenz der Schwingung an. Da die

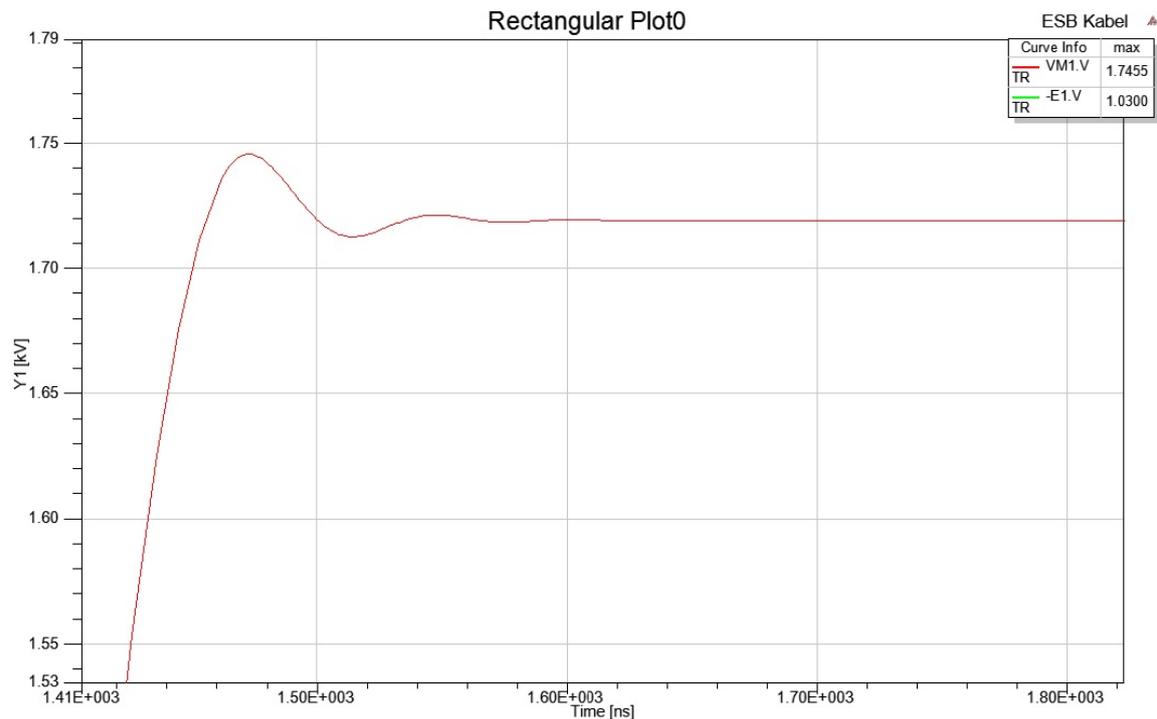


Abbildung 5.11.: Überschwingen an Spannungshub in Simulation mit 250 Kabelsegmenten

Simulationsschrittweite eine feste untere Grenze besitzt wird das Einschwingverhalten bei höheren Frequenzen, was gleichzeitig eine höhere Anzahl an Kabelsegmenten bedeutet, reduziert. Das heißt bei einem Spannungssprung wird der Endwert schneller erreicht und mit geringerem Überschwingen. Umgekehrt ist dieser Effekt auch durch eine Reduzierung der Simulationsschrittweite bei gleichbleibender Segmentanzahl erreichbar, allerdings leidet dann die Genauigkeit der restlichen Simulation darunter. Zum Vergleich wird der Spannungsverlauf in [Abbildung 5.11](#) mit 250 Kabelsegmenten und unveränderter Simulationsschrittweite dargestellt. Soll dieses Kabelmodell für eine genaue Simulation der Spannungshöhe genutzt werden muss also zunächst eine Konfiguration gefunden werden in der das Überschwingen und Einschwingverhalten möglichst reduziert wird.

Neben den Parametern Anzahl der Kabelsegmente und Simulationsschrittweite besteht die Möglichkeit über eine Anpassung des Ableitungsbelages das Einschwingverhalten zu verbessern. Hier bedarf es allerdings Erfahrung und im besten Fall eine reale Messung zum Vergleich der Ergebnisse.

Im Hinblick auf Ausbreitungsdauer und Ausbreitungsgeschwindigkeit hat die Zahl der Kabelsegmente ebenfalls eine Auswirkung. Die Genauigkeit der Ausbreitungsdauer steigt mit wachsender Segmentanzahl. Dieser Zusammenhang ist in [Abbildung 5.12](#) dargestellt. Der

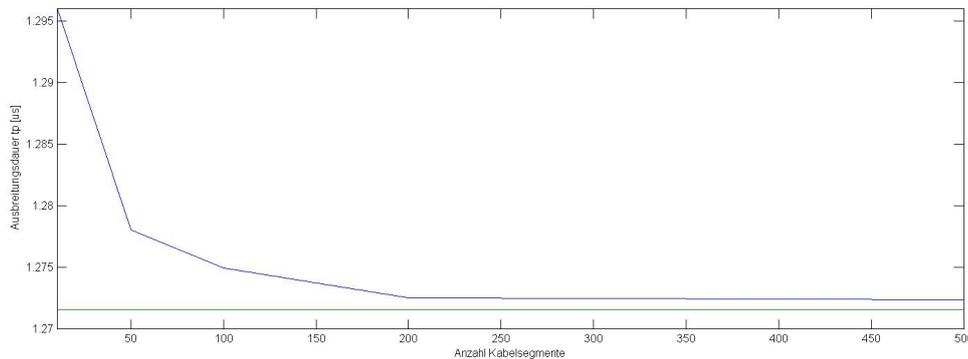


Abbildung 5.12.: Abhängigkeit der Ausbreitungsdauer t_p von der Anzahl der Segmente

Wert nähert sich dabei dem berechneten Wert aus Gleichung 5.5 an. Wenn wir eine Genauigkeit von 5% festlegen ist bei diesem Modell eine Segmentanzahl von $n > 50$ nötig.

5.5. Geschirmte Kabel

Bei dem geschirmten Kabel kommen zum Ersatzschaltbild eines Kabelsegmentes weitere Elemente hinzu. Im Grunde können zwei Ersatzschaltbilder eines Segments übereinander gelegt werden und ergeben somit die geschirmte Leitung. Zusätzlich tritt nun eine Kopplung zwischen den Induktivitäten der beiden Leiter auf. Diese soll ebenfalls berücksichtigt werden. Das Konstrukt aus Leiter und Schirm ist in Abbildung 5.13 dargestellt.

Der Induktivitätsbelag des Schirmes wird in [13] nicht berücksichtigt, weil der Strom der durch den Schirm fließt viel kleiner als der Laststrom ist, idealerweise geht er gegen Null. Das führt dazu, dass die Spannung Schirm gegen Erde über der Länge des Schirmes keine Phasenverschiebung erfährt.

Um die Kapazitäten des Schirmes gegen Erde einer realen Anlage zu bestimmen wäre eine genaue Analyse der Umgebungsbedingungen und Verlegung der Kabel notwendig. Dies ist in den meisten Fällen nicht praktikabel bzw. nahezu unmöglich durchzuführen. Es wird daher vereinfachend angenommen, dass der gesamte Strom innerhalb des Kabels bleibt und über den Schirm zurückfließt. Laut [9] ist die Eindringtiefe des elektromagnetischen Feldes in den Schirm bei 50/60Hz in der Regel geringer als die Dicke des Schirmes, damit kann der Schirm als einziger Rückpfad des Stromes angenommen werden. Es bleibt allerdings die Frage offen, ob dies auch für den Fall gilt in dem die Phasen im Kabel nicht einzeln geschirmt sind. In diesem Fall muss ein zusätzlich Erdrückpfad berücksichtigt werden. Diese Untersuchung wird nicht im Rahmen dieser Arbeit durchgeführt.

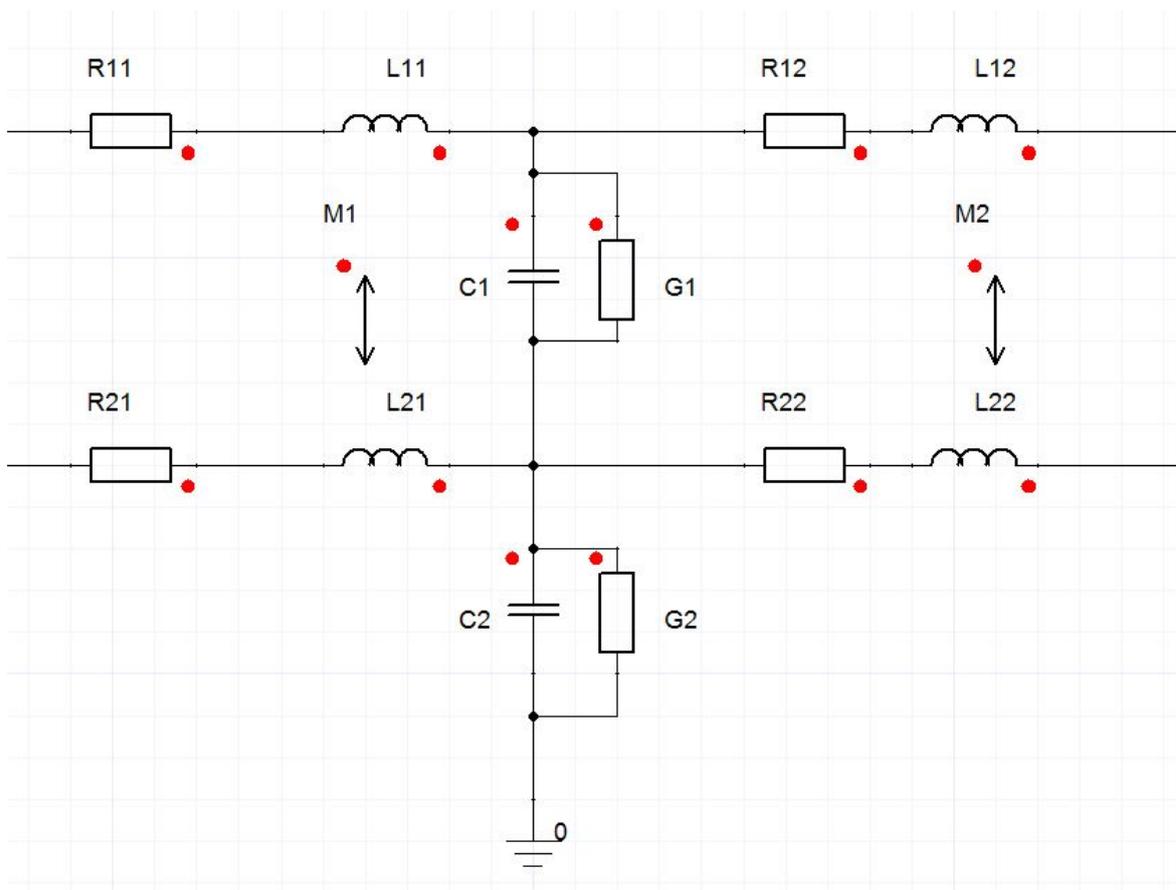


Abbildung 5.13.: Ersatzschaltbild geschirmtes Kabel ohne Skin-Effekt

Für das ESB aus Abb. 5.13 bedeutet dies, dass $C2$ und $G2$ ersatzlos gestrichen werden können. In der Simulation machte dies einen Unterschied von $\pm 0,7 \cdot 10^{-3} \%$ der Eingangsspannung bei 100m Kabel aus. Am Ende und am Anfang des Kabels wird der Schirm ideal mit dem Erdpotenzial verbunden. Der Einfluss der realen Übergangswiderstände und -induktivitäten soll in dieser Arbeit nicht berücksichtigt werden.

Schauen wir uns den Spannungsabfall am Schirm gegen Erde an bei der Hälfte des Kabels, sehen wir einen deutlichen Unterschied in der Dämpfung der beiden Kurven, vgl. Abb. 5.14. Die Spannung auf dem Schirm ist bei beidseitiger Masse Auflegung auf der Hälfte der Länge am höchsten. Bei dem durch parasitäre Kapazitäten geerdeten Schirm sieht der Stromkreis, durch kürzere Rücklaufpfade, weniger Widerstand und erfährt deshalb eine längere Schwingungsdauer.

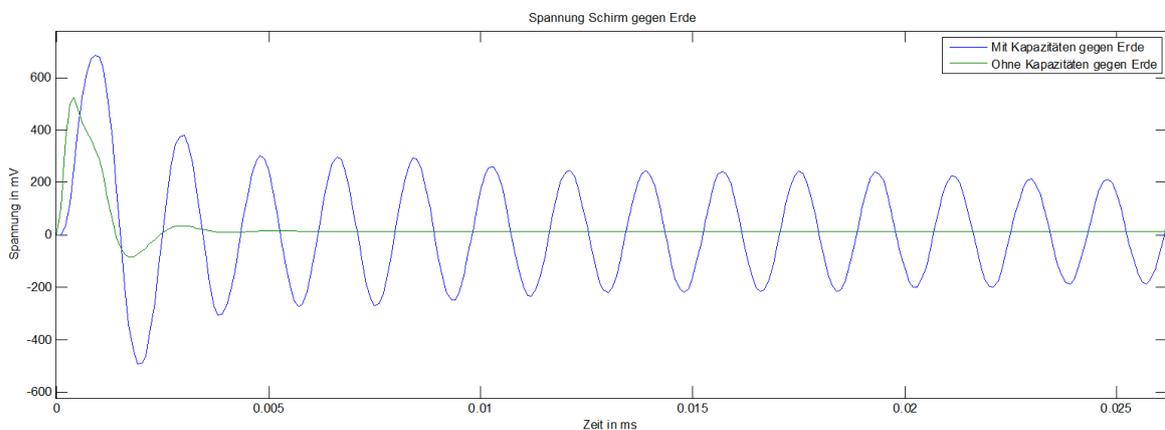


Abbildung 5.14.: Simulierter Spannungsverlauf des Schirmes gegen Erde

Durch die Bestimmung der Ersatzimpedanz des Kabel-ESB kann die Resonanzfrequenz zur Überprüfung der Simulationsergebnisse bestimmt werden. Die Resonanzfrequenz tritt bei einer Phasenverschiebung von 0° auf, das heißt der Imaginärteil der Impedanz wird null. Aufgrund der Komplexität der Schaltung mit vielen Segmenten wird hier von der theoretischen Berechnung der Resonanzfrequenz abgesehen. Es sei zusätzlich angemerkt, dass bei dem vorliegenden Schaltungsaufbau mit mehreren Segmenten auch mehrere Resonanzstellen auftreten können.

Der Einfluss der Übergangsimpedanzen und des Erdrückstromes über parasitäre Kapazitäten könnten im Rahmen einer weiteren Abschlussarbeit untersucht werden.

5.6. Systemsimulation

Das Kabelmodell soll nun in einer Simulation mit mehreren elektrischen Komponenten angewendet werden. Anhand der Auswertung wird dann der Einfluss des frequenzabhängigen Kabelmodells in Bezug auf das reguläre Kabelmodell verglichen. Das System wird aus einer Quelle oder Netz gespeist (z.B. ein Transformator), über ein 3-dreiphasiges Kabel wird die Leistung zum Netzfilter (Clean Power Filter) zum AFE-Umrichter transportiert, vgl. Abb. 5.15. Vom Zwischenkreis des AFE-Umrichters können mehrere Motorstränge gespeist werden (in der Abbildung sind es zwei). Jeder Motorstrang besteht dabei aus einem IGBT-Wechselrichter, einer Drossel ($\frac{du}{dt}$ -Filter), einem Motor und einem Kabel, welches Drossel und Motor verbindet. Die Komponenten werden in Form eines IT-Netzes verbunden und geerdet. Für die Simulation wird zur Vereinfachung der Verhältnisse und zur Reduzierung der Simulationslast nur die Netzseite bis zum Zwischenkreis betrachtet, vgl. Abb. 5.16. Der Zwischenkreis ist über parasitäre Kapazitäten mit dem Erdpotenzial gekoppelt.

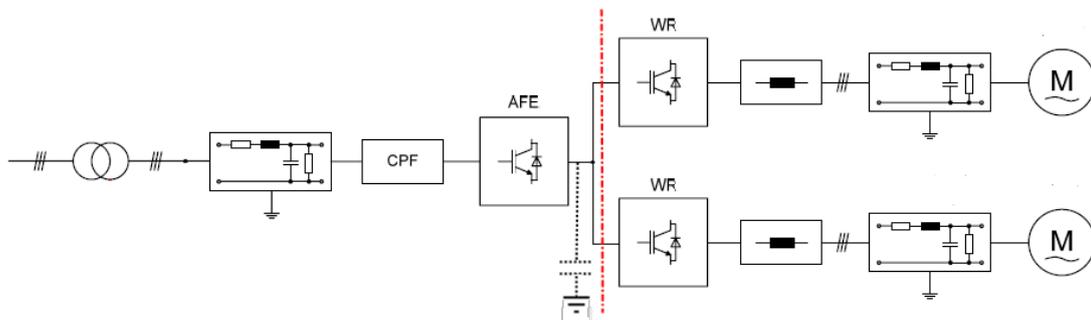


Abbildung 5.15.: Schematischer Aufbau der Systemsimulation

Als Kabelmodell wird das DPM eingesetzt. Zum Vergleich wird das DPM mit Kabelparametern für feste Frequenzen und mit frequenzabhängigen Parametern ausgeführt. Für die Parameter werden die Daten von Kabeltyp 1 herangezogen, siehe Tabelle 4.9 für die Phasen und Tabelle 5.3 für die Schirmung. Bei dem Kabelmodell mit fester Frequenz werden die Parameter der Eingangsdaten bei 20 Hz gewählt, da diese sich nur geringfügig von den 50Hz Daten unterscheiden und bereits in den zuvor genannten Tabellen aufgelistet sind. Ein Kabelsegment mit Frequenzabhängigkeit setzt sich wie in Abb. 5.17 gezeigt aus den RL Parallelzweigen der Phasen und des Schirmes, den CG Parallelzweigen zwischen den Phasen und den CG Parallelzweigen zwischen jeder Phase und Schirm zusammen.

Die Anzahl der Segmente, die für das Kabelmodell verkettet werden sollen, wird in Abhängigkeit der minimalen Wellenlänge bestimmt um das Reflexionsverhalten gut wiederzugeben.

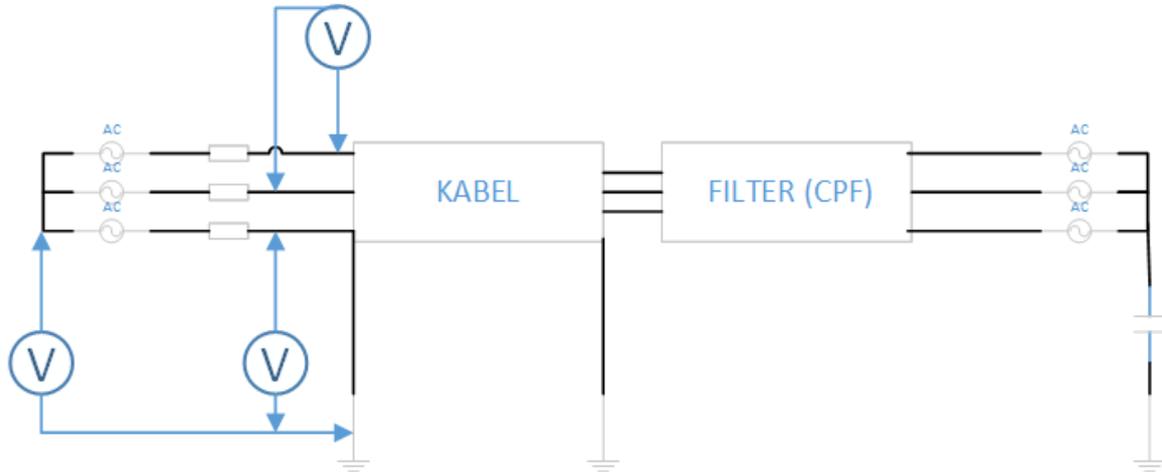


Abbildung 5.16.: Systemsimulation in Simulationsprogramm

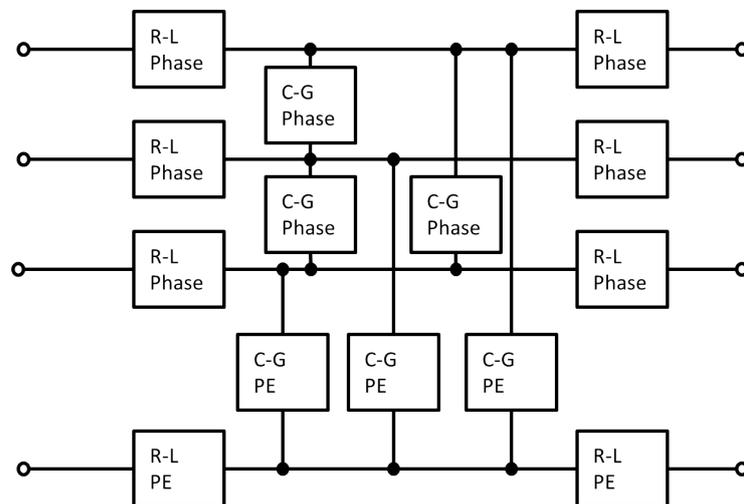


Abbildung 5.17.: Kabelsegmentaufbau für Frequenzabhängiges Modell

n	f [Hz]	R_{in} [$\frac{m\Omega}{m}$]	L_{in} [$\frac{nH}{m}$]	C_{in} [$\frac{pF}{m}$]	G_{in} [$\frac{\mu Sie}{m}$]
1	20	1,40	79,0	252	$0,75 \cdot 10^{-2}$
2	928	1,36	72,5	177	0,14
3	$43 \cdot 10^3$	2,30	68,0	147	1,55
4	$2 \cdot 10^6$	26,6	61,0	142	26,6
-	-	R_{out} [$\frac{m\Omega}{m}$]	L_{out} [$\frac{nH}{m}$]	C_{out} [$\frac{pF}{m}$]	G_{out} [$\frac{\mu Sie}{m}$]
1	-	76,8	$2,63 \cdot 10^4$	84,5	$7,07 \cdot 10^{-3}$
2	-	2,90	20,8	30,1	0,14
3	-	2,80	6,43	5,51	1,58
4	-	28,5	60,46	141	30,6

Tabelle 5.3.: Ein- und Ausgangsdaten Kabelparameter-Routine Schirmung

Die kleinste Wellenlänge λ_{min} im System bestimmt sich aus der Ausbreitungsgeschwindigkeit der Welle v Gl. (2.5) und der Anstiegszeit t_r , Gl. (5.6).

$$\lambda_{min} = t_r \cdot v; \quad (5.6)$$

Bei den in der Simulation verwendeten Umrichtermodellen wurden bislang für die Schaltvorgänge ideale Schalter verwendet, damit wird die Anstiegszeit über die minimale Simulationsschrittweite H_{min} bestimmt, mit

$$H_{min} = 2 \cdot 10^{-7} s = t_r.$$

Mit dieser Simulationsschrittweite kann das Reflexionsverhalten der Kabel nicht genau dargestellt werden. Wie in Kapitel 4.6.2 beschrieben wird deshalb die Abtastzeit um ein zehntel geringer gewählt als die Anstiegszeit. Um dies zu realisieren muss die Anstiegsflanke festgelegt werden. Das kann zum einen durch die Verwendung von genauen IGBT-Modellen im Umrichter erreicht werden, siehe dazu auch den Vergleich der Flankenformen in Kapitel 5.1, oder durch eine Begrenzung der Spannungsflanken durch die idealen Schalter. Aufgrund von fehlenden IGBT-Daten wird die Variante mit den begrenzten Spannungsflanken angewendet. Aus diesem Grund wird die Simulationsschrittweite $H_{min} = 2 \cdot 10^{-8} s$ gesetzt und die Anstiegszeit $t_r = 2 \cdot 10^{-7} s$

Unter Verwendung des Induktivitäts- und Kapazitätsbelages für eine Phase des Kabeltyps 1 bei 1kHz erhalten wir eine Wellenlänge $\lambda_{minPh} \approx 34 m$. Werden stattdessen die Induktivität des Schirmes und die Kapazität einer Phase gegen den Schirm verwendet, erhalten wir

$\lambda_{minPE} \approx 28m$. Ausschlaggebend ist der kleinere der beiden Werte. Die kritische Länge eines Segments des DPM wird durch den Zusammenhang in Gl. (5.7) beschrieben.

$$l_{krit} = X \cdot \lambda_{min} \quad (5.7)$$

Der Faktor X ist ein Wert zwischen 0,1 bis 0,2 (vgl. [13]) und stellt dabei einen Kompromiss zwischen Simulationslast und Genauigkeit dar. Je kleiner X gewählt wird desto größer wird die Anzahl der Segmente und die Genauigkeit des Modells steigt, gleichzeitig steigt der Simulationsaufwand aufgrund der größeren Anzahl an Bauelementen.

Die Anzahl der Segmente kann dann mit

$$N = \frac{l}{l_{krit}}$$

bestimmt werden.

Unter Berücksichtigung der zuvor genannten Zusammenhänge wurden folgende Segmentlängen und -anzahl gewählt:

- Konfiguration 1: 16 mal 2m
- Konfiguration 2: 6 mal 4.67m

In den Simulationen wird das Netz als durch drei in Stern geschaltete Spannungsquellen realisiert mit je einem komplexen Innenwiderstand bestehend aus R und L. Die Netzspannung U_N beträgt 690V. Der AFE-Wechselrichter wird in der Simulation ebenfalls zu drei in Stern geschalteten Spannungsquellen vereinfacht. Angesteuert werden die Quellen von einem Steuerungsmodul mit Raumzeigermodulation. Die Flanken werden durch einen Hochlaufgeber begrenzt der für sowohl für positive als auch für negative Flanken aktiv ist. Der Zwischenkreis (Sternpunkt der Quellen) ist über eine parasitäre Kapazität geerdet. Der Aussteuerungsgrad wurde auf 0.85 festgelegt und die Schaltfrequenz des AFE liegt bei 3000kHz. Die Zwischenkreisspannung U_{ZK} beträgt in diesem Fall 1000V.

Als Ergebnis werden die Spannungen zwischen zwei Phasen, zwischen Leiter und Erde und zwischen Sternpunkt am Netz und Erde gemessen, siehe Abbildung 5.16. Letztere entspricht in diesem System der Gleichtaktspannung (engl. Common Mode Voltage).

5.6.1. Ergebnisse ohne Netzfilter

Zunächst wird eine Simulation mit der Kabelkonfiguration 1 durchgeführt. Beide Schaltungen (frequenzabhängig / konstant) werden in einer Simulation zusammen ausgeführt und parallel berechnet. Dabei benötigt die Berechnung einer Simulationssekunde 746,4 Std. realer

Rechenzeit. Die Rechenzeit hängt dabei auch von der Effizienz des Simulationsprogramms und der Leistungsfähigkeit der Hardware, auf dem das Programm ausgeführt wird, ab. Aus diesem Grund wird nur ein Zeitfenster von 30ms simuliert. In Abb. 5.18 wird die Spannung zwischen zwei Phasen gezeigt, gemessen zwischen Netz und Kabel. Dabei lässt sich gut das PWM-Pulsmuster überlagert mit den Reflexionen durch die Wellentheorie. Die Vergrößerung eines Ausschnitts mit zwei Spannungsflanken zeigt die Spannungsüberhöhungen aufgrund der Reflexionen deutlich. In der Theorie sind bei verlustlosen Leitungen Spannungsspitzen bis zu $2U_{ZK}$ möglich. Mit dem frequenzabhängigen Modell liegen wir unter dieser theoretischen Annahme. Bei dem Modell mit konstanten Parametern kommt es für kurze Impulse jedoch zu einem Aufschwingen der Reflexionen, das heißt die Reflexionen sind beim Eintreffen der nächsten Spannungsflanke noch nicht abgeklungen und verursachen damit eine größere Spannungsdifferenz. Damit sind Spannungsspitzen größer $2U_{ZK}$ möglich. Dieses Verhalten ist durch die geringere Dämpfung für hohe Frequenzen zu erklären. In diesem Zusammenhang ist auch eine um etwa 350% größere Abklingdauer der Reflexionen zu beobachten, im Vergleich zum frequenzabhängigen Modell.

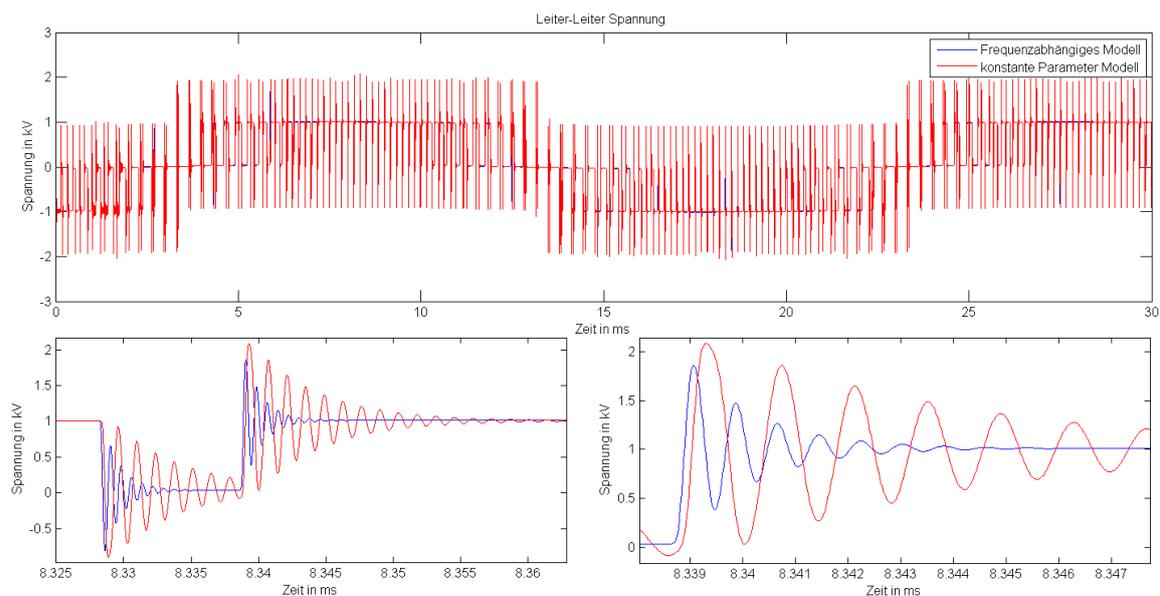


Abbildung 5.18.: Leiter-Leiter Spannung zwischen Netz und Kabel

Die Leiter-Erde Spannung, gemessen zwischen Kabel und Netz, in Abb. 5.19 weist aufgrund der parasitären Kapazitäten im Netz ein Offset in negativer Richtung auf. Die Spannungsüberhöhungen weisen hier ähnliche Verhältnisse wie bei der Leiter-Leiter Spannung auf.

Die Gleichtaktspannung in Abb. 5.20 weist eine drei mal höhere Frequenz als die Modulationsfrequenz auf. Auch hier sind deutliche Spannungsüberhöhungen aufgrund der Schaltvorgänge zu erkennen.

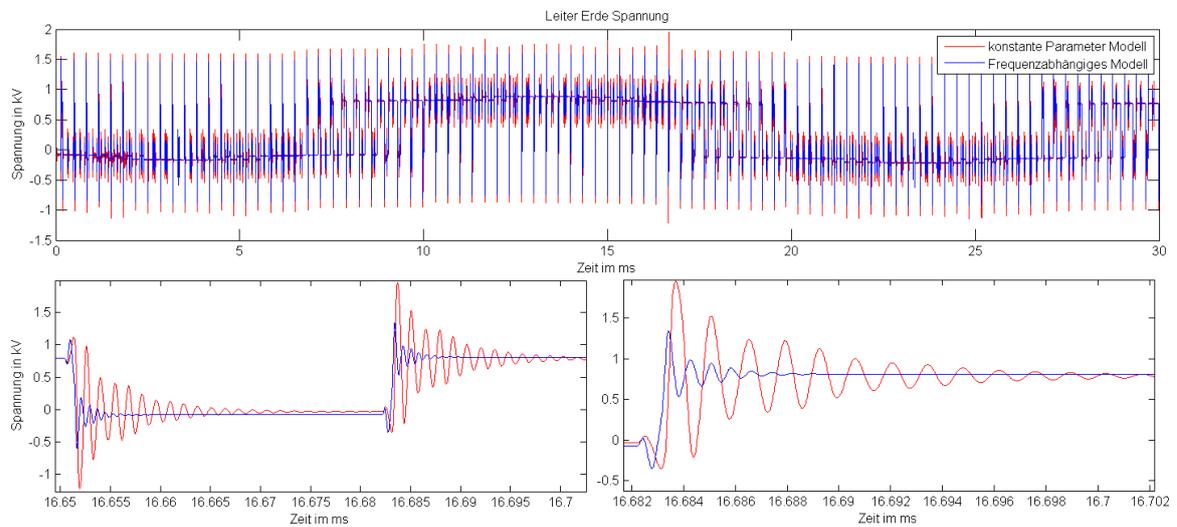


Abbildung 5.19.: Leiter-Erde Spannung zwischen Netz und Kabel

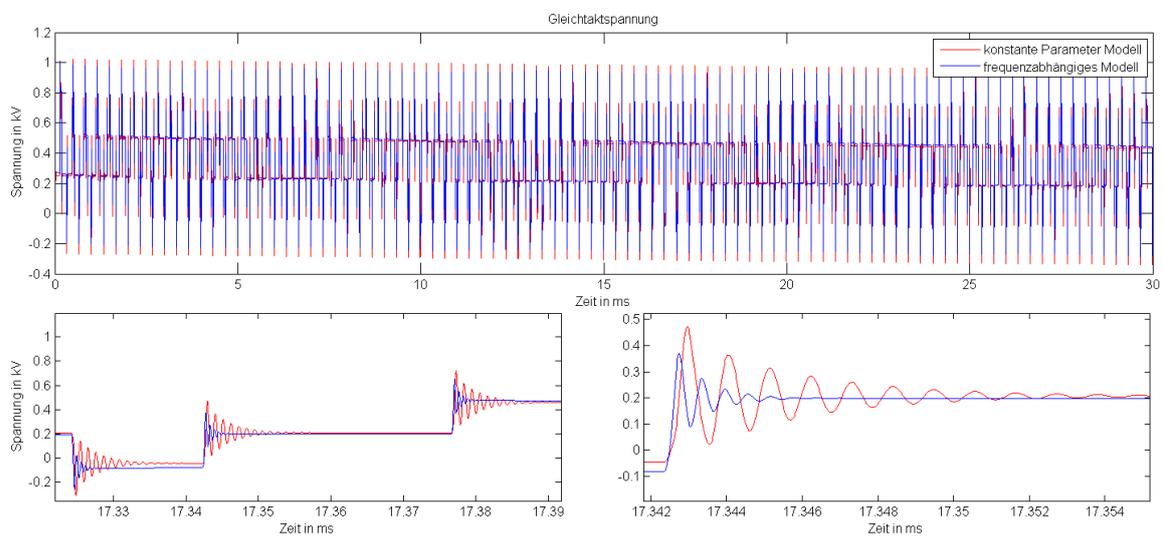


Abbildung 5.20.: Gleichtaktspannung

Aufgrund des hohen Simulationsaufwandes wird die Kabelkonfiguration 2 für die weiteren Simulationen gewählt. Ein Vergleich der Simulationszeit für die beiden grundlegenden Kabelmodelle ergab in einem Durchlauf, dass das frequenzabhängige Modell eine um etwa 280% längere Rechenzeit benötigt als das Modell mit den konstanten Parametern.

5.6.2. Ergebnisse mit Netzfilter

Als nächstes wird die Kabelkonfiguration 2 um ein zusätzliches Netzfilter ergänzt, da dieses standardmäßig beim AFE-Modul verbaut wird. Dieser Schaltungsaufbau benötigt in etwa 61,1 Stunden realer Rechenzeit pro Simulationssekunde. Der geringere Rechenaufwand im Gegensatz zur Simulation ohne Filter ist der Verringerung der Kabelsegmente zuzuschreiben. Die zusätzlichen R, L und C Elemente im Netzfilter bedingen einen Einschwingvorgang im System der in Abb. 5.21 zu erkennen ist. Aus diesem Grund wird ein Zeitfenster von 100ms simuliert, um das System im eingeschwungenen Zustand betrachten zu können. Ebenfalls in der Abbildung zu erkennen ist die gefilterte Sinusspannung die im Vergleich zur Abb. 5.18 keine Pulsmuster mehr aufweist. Als Vergleich wird die Erregerspannung mit eingezeichnet. Das Modell mit den 20Hz Parametern weist eine ca. 14% größere Spannungsamplitude auf. Allerdings ist die Phasenverschiebung zwischen der Spannung beim frequenzabhängigen Modell in Bezug zur Erregerspannung größer.

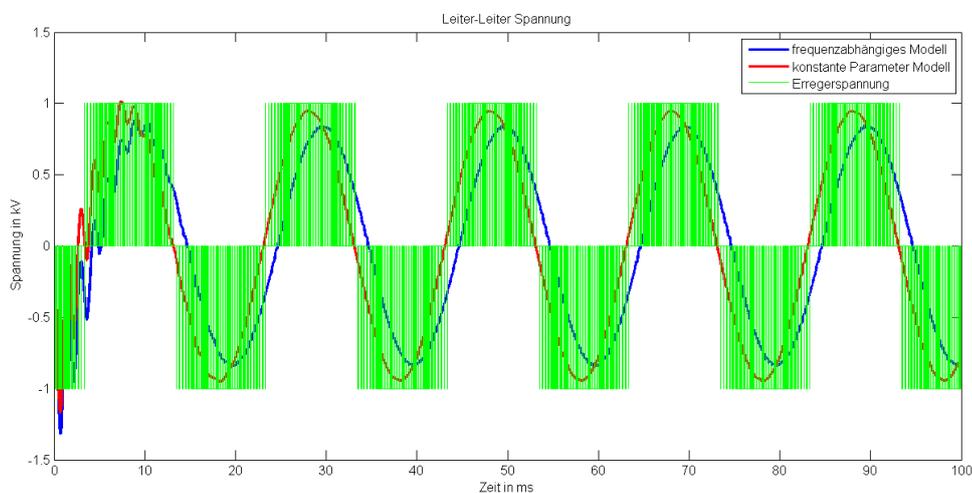


Abbildung 5.21.: Leiter-Leiter Spannung zwischen Netz und Kabel, gefiltert

Die Leiter-Erde Spannung in Abb. 5.22 ist sinusähnlicher geworden. Das Filter kann aber nicht vollständig die Leiter-Erde Spannung glätten, so dass es noch zu deutlichen Reflexionen kommt. Der Leiter Erde Pfad der Spannung weist in diesem Simulationsaufbau nur

eine geringe Dämpfung auf, weshalb die Spannung zu starkem Überschwingen neigt. In der Realität ist mit geringeren Schwingungen zu rechnen, da auch die parasitären Pfade Dämpfungen aufweisen und ein Kombination aus R, L und C darstellen. Für die Simulation wurde nur eine parasitäre Kapazität verwendet. Da deren Größe nicht bestimmt wird, wird sie mit 75nF willkürlich festgelegt. Eine Verringerung der Kapazität, verringert auch die Abklingzeit der Reflexionen.

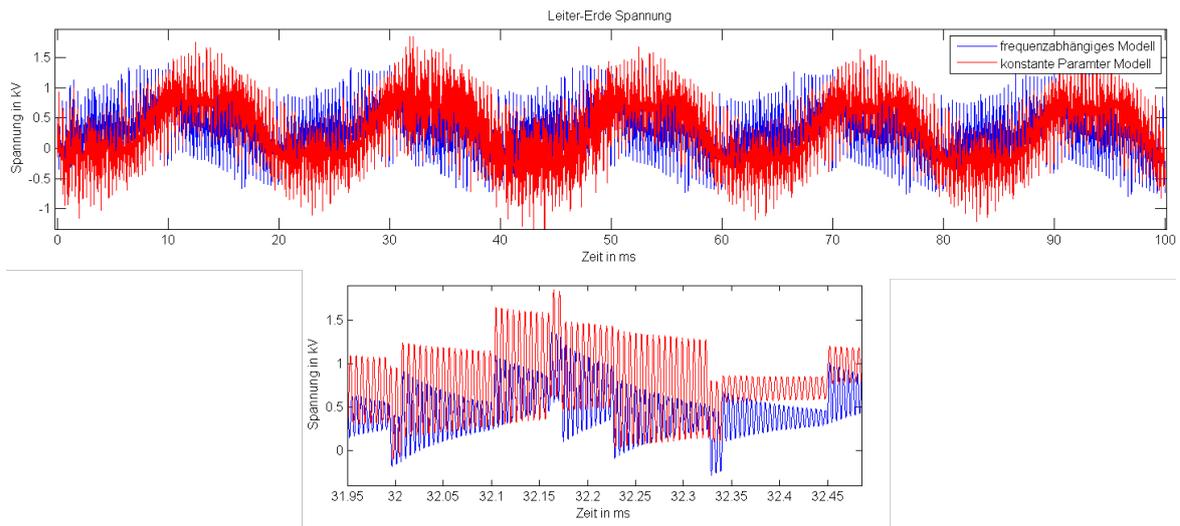


Abbildung 5.22.: Leiter-Erde Spannung zwischen Netz und Kabel, mit Netzfilter

Auch die Gleichtaktspannung in Abb. 5.23 wird geringfügig durch das Filter beeinflusst. Um die Spannungsüberhöhungen hier einzugrenzen benötigt es jedoch ein dediziertes Filter für den Gleichtaktfall.

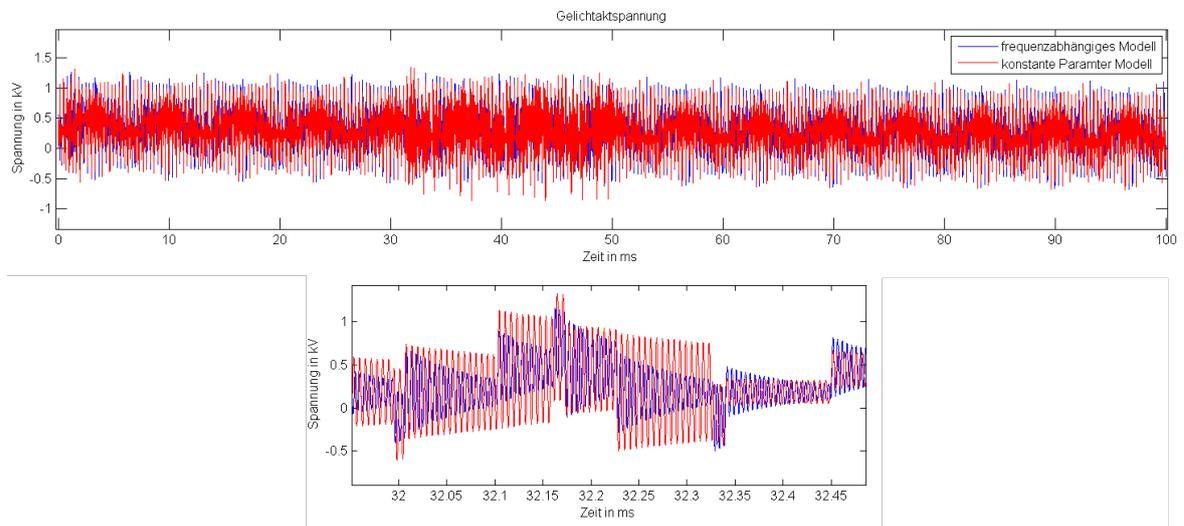


Abbildung 5.23.: Gleichtaktspannung, mit Netzfilter

6. Schluss

6.1. Fazit

In diesem Werk wird die Herangehensweise für die Umsetzung eines frequenzabhängigen Kabelmodells in einer Simulation aufgezeigt und erläutert. Die Kabelmodelle beruhen auf der Theorie der Telegraphengleichungen und beschreiben das Kabel durch die vier Parameter R , L , C und G . Diese Parameter werden von vielen Herstellern nicht oder nur unvollständig geliefert, so dass der Projektierungsingenieur kaum Aussagen über den Einfluss der Kabel im System treffen kann. Mit denen in dieser Arbeit beschriebenen Methoden besteht die Möglichkeit die fehlenden Daten zu ermitteln. Bei Kabeln mit unbekannter Herkunft und unbekanntem Typ, werden die Parameter messtechnisch bestimmt. Dafür werden spezielle Messgeräte benötigt und das Kabel muss frei zugänglich und frei von elektromagnetischen Einflüssen umliegender elektrischer Anlagen sein. Diese Methode ist daher eher geeignet für Forschungszwecke und ist am besten unter Laborbedingungen mit entsprechender Ausrüstung durchzuführen. Sind Materialien und deren Eigenschaften sowie die Geometrie und Maße des Kabels bekannt, können die Parameter zusätzlich mit der analytischen oder mit der numerischen Methode bestimmt werden. Die numerische Methode bedingt den Einsatz von FEM-Software, welche in der Regel lizenzpflichtig ist. Sie liefert dafür sehr genaue Ergebnisse und kann auch für komplexere Kabelaufbauten verwendet werden. Ist dieses Hilfsmittel nicht verfügbar, kann immer noch die analytische Methode verwendet werden, deren Formeln in dieser Arbeit abgebildet sind und eine MATLAB-Routine zur Berechnung von ein-, zwei und dreiphasigen Niederspannungskabeln dem Anhang beiliegt. Die Genauigkeit der analytischen Methode liegt jedoch am weitesten entfernt zu den gemessenen Werten. Die Berechnung von komplexeren Kabelsystemen ist damit sehr aufwendig. Außerdem wird die Bestimmung der C und G Parameter in der vorliegenden Literatur bisher nur für Hochspannungskabel behandelt. Aufgrund der gegenseitigen kapazitiven Beeinflussung der einzelnen Leiter untereinander durch fehlende Schirmung, im Vergleich zu einem Hochspannungskabel, sind die Berechnungen nicht übertragbar. Die in der IEC Norm festgelegten Formeln liefern nur den Widerstand eines Kabels und sind nicht geeignet für die Gewinnung von frequenzabhängigen Modellparametern. Die einfachste und schnellste Methode ist daher durch die Verwendung von FEM-Software gegeben, dabei ist der Einfluss durch Vereinfachung der Leitermodelle auf die Parameter sehr gering (<5%).

Das Frequenzband, für das das Kabelmodell gültig sein muss, wird durch das Quellensignal der elektrischen Komponenten bestimmt mit denen das Kabel verbunden ist. Dabei ist für Schaltvorgänge die Anstiegszeit der Schaltflanken bestimmend für die höchste Frequenz im System. Das Modell wird deshalb für einen Bereich von wenigen Hz bis wenigen Mhz ausgelegt. Nach der Verifizierung des Modells anhand der Spannungsform im Vergleich mit anderen wissenschaftlichen Arbeiten, wird das Modell für ein dreiphasiges Kabel mit einem gemeinsamen Schirm erstellt.

Die Simulation des Kabelmodells erfordert eine Trennung der Simulationsschrittweite von der Anstiegszeit der Spannungsflanke, um ein annähernd reales Reflexionsverhalten zu erlangen. Aus diesem Grund kann nicht mit einfachen idealen Schalter-Modellen gearbeitet werden. Eine Begrenzung der Spannungsflanke muss berücksichtigt werden oder die Modelle für Umrichter müssen durch reales IGBT-Verhalten ersetzt werden. Wird eine ungünstige Simulationsschrittweite eingestellt, kann es zu zusätzlichen Resonanzen innerhalb des Reflexionsverhaltens kommen, die fälschlicherweise als Spannungsüberhöhungen interpretiert werden können. Verbessert wird dieses Verhalten mit dem frequenzabhängigen Kabelmodell.

Die Systemsimulation zeigt, dass das frequenzabhängige Modell das praktische Reflexionsverhalten der Kabel besser widerspiegelt, als die bisher eingesetzten Modelle mit konstanten Parametern. Die zu erwartenden Spannungsspitzen sind im allgemeinen geringer für das frequenzabhängige Modell. Auch beim Einsatz von Netzfiltern zeigt sich eine unterschiedliche Spannungshöhe. Trotz Netzfilter treten bei den Leiter-Erde Spannungen bzw. Gleichtaktspannungen weiterhin Reflexionen durch Schaltvorgänge auf. Für eine genaue Bestimmung der Spannungsformen ist es daher unumgänglich das frequenzabhängige Kabelmodell einzusetzen.

Der Nachteil für die gewonnene Genauigkeit ist dabei eine gravierende Steigerung der Simulationslast. Es ist daher immer abzuwägen wann der Einsatz eines frequenzabhängigen Modells nötig ist. Bei der Betrachtung von parasitären Phänomenen, Spannungsüberhöhungen in Folge von Reflexionen und Gleichtaktspannungen sollte der Aufwand betrieben werden.

Die genaue Bestimmung der Kabelparameter ist nicht nur wichtig um Simulationsmodelle zu erstellen, sondern auch um Filter zu entwickeln. Anhand der beschriebenen Methoden können für unterschiedliche Kabel Parameter gewonnen werden, um diese zum Beispiel beim Design von Gleichtaktfiltern einfließen zu lassen.

6.2. Ausblick

Bei der Bearbeitung dieser Thesis sind einige Fragen offen geblieben, die Stoff für weitere Forschungen und wissenschaftliche Arbeiten liefern. Einige davon werden an dieser Stelle besprochen.

Die bisher eingesetzten Simulationsprogramme unterstützen nur den Einkern-Betrieb von Prozessoren. Eine effizientere Betriebsweise liegt in der Verwendung aller zur Verfügung stehenden Prozessorkerne, um die Simulationslast zu verteilen und damit die Rechenzeiten zu verkürzen. Dies ermöglicht es der Realität in der Simulation näher zu kommen, um die Entwicklung und Qualitätssicherung von Anlagen zu verbessern. Ein Aspekt dabei ist die induktive Kopplung zwischen Leitern und zwischen Leiter und Schirm. Bei Messungen ist die Kopplung mit in den Längspfad der Induktivität einbezogen. Ob die induktive Kopplung bei der Erstellung eines frequenzabhängigen Kabelmodells Einfluss hat und wie dieser innerhalb der Schaltung repräsentiert wird, muss noch untersucht werden.

Als Vereinfachung wird in dieser Arbeit angenommen, dass der Schirm der einzige Rückpfad für einen sich parasitär ausbreitenden Strom ist. In der Praxis können sich die Ströme aber auch über induktive oder kapazitive Kopplungen zwischen Schirm und Kabelumgebung zum Erdpotenzial ausbreiten. Inwiefern die Kabelumgebung die hier betrachteten Spannung beeinflusst könnte in einer weiteren Arbeit betrachtet werden. Dafür sind die Umgebungseigenschaften mit einzubeziehen und die Bestimmung deren Ersatzparameter für ein Simulationsmodell.

Weiterhin muss die Vergleichbarkeit für die drei essentiellen Parameterbestimmungsmethoden, bei komplexen Kabelaufbauten in der Niederspannung hergestellt werden. Dafür werden in der Literatur, vgl. [18], bereits Ansätze geliefert, diese beziehen sich allerdings auf Hochspannungskabel und weichen in ihrem Aufbau ab. Damit einher geht die Frage, ob der komplexe Kabelaufbau (zum Beispiel drei zusätzliche PE-Leiter im Kabel) in einem Simulationsmodell vereinfacht und damit deren Einflüsse vernachlässigt werden können.

In der Praxis werden oft ein- oder mehrphasige Kabel zwischen den Komponenten für je eine Phase parallel verlegt. Die Auswirkungen auf die Spannungshöhe und -formen können mit einer Simulation nachvollzogen werden. Dazu muss zusätzlich der Einfluss zwischen den parallel verlegten Kabeln (kapazitiv) berücksichtigt werden.

Die weitere Optimierung der Simulationsmodelle erfolgt durch den Vergleich mit realen Messungen. Im Rahmen dieser Arbeit wurde eine abschließende Messung nicht durchgeführt und bleibt deshalb offen.

Literaturverzeichnis

- [1] Agilent Technologies Inc. (Veranst.): *Agilent Impedance Measurement Handbook*. 4. Edition. September 2013
- [2] ANSYS Inc. (Veranst.): *AC vs. DC analysis*. Software Dokumentation. August 2014
- [3] CIRION, André W. ; PAULA, Hélder de ; MESQUITA, Renato C. ; SARAIVA, E.: *Cable parameter determination focusing on proximity effect inclusion using finite element analysis*. 2009
- [4] CRASTAN, Valentin: *Elektrische Energieversorgung 1*. Springer, 2012. – ISBN 978-3-642-22345-7
- [5] DWIGHT, H. B.: *Proximity Effect in Wires and Thin Tubes*. 1923
- [6] IEC: *IEC 60287-1-1 Electric cables - Part 1-1: current rating equations (100% load factor) and calculation of losses - General*. 2006
- [7] KIM, S. ; NEIKIRK, D.P.: *Compact equivalent circuit model for the skin effect*. 1996
- [8] MAGDUN, Oliver ; BINDER, Andreas ; ROCKS, Alexander ; HENZE, Olaf: *Prediction of common mode ground current in motors of inverter-based drive systems*. 2007
- [9] MARTINEZ-VELASCO, Juan A.: *Power System Transients: Parameter Determination*. CRC Press, Taylor & Francis Group, 2010. – ISBN 978-1-4200-6529-9
- [10] PAULA, Hélder de ; ANDRADE, Darizon A. de ; CHAVES, Marcelo L. R. ; DOMINGOS, Jose L. ; FREITAS, Marcos A. A. de: *Methodology for Cable Modeling and Simulation for High-Frequency Phenomena Studies in PWM Motor Drives*. 2008
- [11] PETER, Stefan: *Modellierung geschirmter Leitungskabel im Frequenzbereich der EMV*. EMV Messe und Kongress, Düsseldorf. 2006. – URL <http://stefan-peter-weber.de/publikationen/emv2006.pdf>
- [12] PORTER, Art ; KASENBACHER, Peter: *Die optimale Oszilloskop-Bandbreite*. 2005/2006. – URL <http://www.eue24.net/pi/index.php?StoryID=253&articleID=13171>

-
- [13] PURCAREA, Calin: *High-frequency parasitic effects in electric drives with long cables*, Technische Universität Darmstadt, Dissertation, 2011. – URL http://tuprints.ulb.tu-darmstadt.de/2836/1/Dissertation_Purcarea_2011.pdf
- [14] SAAD, O. ; GABA, G. ; GIROUX, M.: *A closed-form approximation for ground return impedance of underground power cables*. 1996
- [15] SAUNDERS, L. A. ; SKINBINSKI, G. L. ; EVON, S. T. ; KEMPKE, D. L.: *Riding the reflected wave - IGBT Drive Technology Demands New Motor and Cable Considerations*. 1996
- [16] SCHWAB, Adolf J. ; KÜRNER, Wolfgang: *Elektromagnetische Verträglichkeit*. Springer Verlag, 2011. – ISBN 978-3-642-16609-9
- [17] Siemens AG (Veranst.): *SINAMICS Low Voltage Projektierungshandbuch*. Version 6.2. April 2013
- [18] SILVA, Claus Leth B. Filipe Faria da: *Electromagnetic Transients in Power Cables*. Springer, 2013. – ISBN 978-1-4471-5235-4
- [19] SILVA, Filipe Miguel F. da: *Persönliche Korrespondenz vom 18.11.2014*. 2014
- [20] Texas Instruments (Veranst.): *The Bergeron Method*. unbekannt. Oktober 1996. – URL <http://www.ti.com/lit/an/sdya014/sdya014.pdf>
- [21] WEENS, Y. ; IDIR, N. ; BAUSIÈRE, R. ; FRANCHAUD, J. J.: *Modeling and Simulation of Unshielded and Shielded Energy Cables in Frequency and Time Domains*. 2006

A. Berechnung der Leiter-Leiter Kapazitäten

Kabeltyp 1 und 3

Die Leiter-Leiter Kapazität für Kabel 1 und 4 wird entsprechend dem Ersatzschaltbild in Abb 4.16 mit den Messwerten C_a und C_b , vgl. Gl. (4.47) und (4.48), bestimmt.

$$C_{LL} = \frac{C_b - \frac{C_a}{3}}{2} \quad (\text{A.1})$$

Kabeltyp 2

Der Kabeltyp 2 besitzt durch seinen Aufbau vier unbekannte partielle Kapazitäten, vgl. Abb. A.1. Die Kapazität zwischen den Erdleitern und Schirmung wird vernachlässigt, da sich die die beiden leitenden Materialien auf annähernd dem selben Potenzial befinden. Für die Bestimmung der Leiter-Leiter Kapazität C_{LL} wurden die Messungen wie in Abb. A.2 dargestellt durchgeführt. Um alle partiellen Kapazitäten bestimmen zu können müssen vier unabhängige Messungen mit variierenden Kurzschlusskonfigurationen durchgeführt werden. Mit der Gl. (A.2) wird C_{LL} bestimmt.

$$C_{LL} = \frac{C_c - \left(\frac{C_a + C_b}{3}\right)}{2} \quad (\text{A.2})$$

mit

$$C_a = 4C_{plc} + 2C_{plf} + 2C_{LL} + 2C_0$$

$$C_b = 4C_{plc} + 2C_{plf} + 2C_{LL} + C_0$$

$$C_c = 2C_{plc} + C_{plf} + 2C_{LL} + 2C_0$$

(A.3)

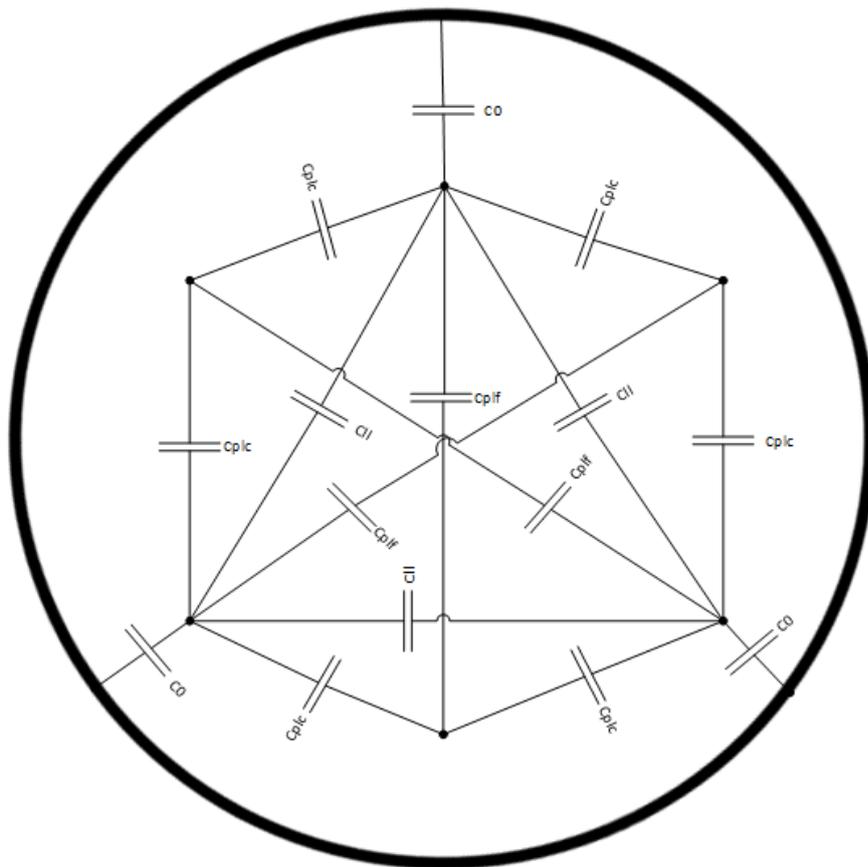


Abbildung A.1.: Partielle Kapazitäten im Kabeltyp 2

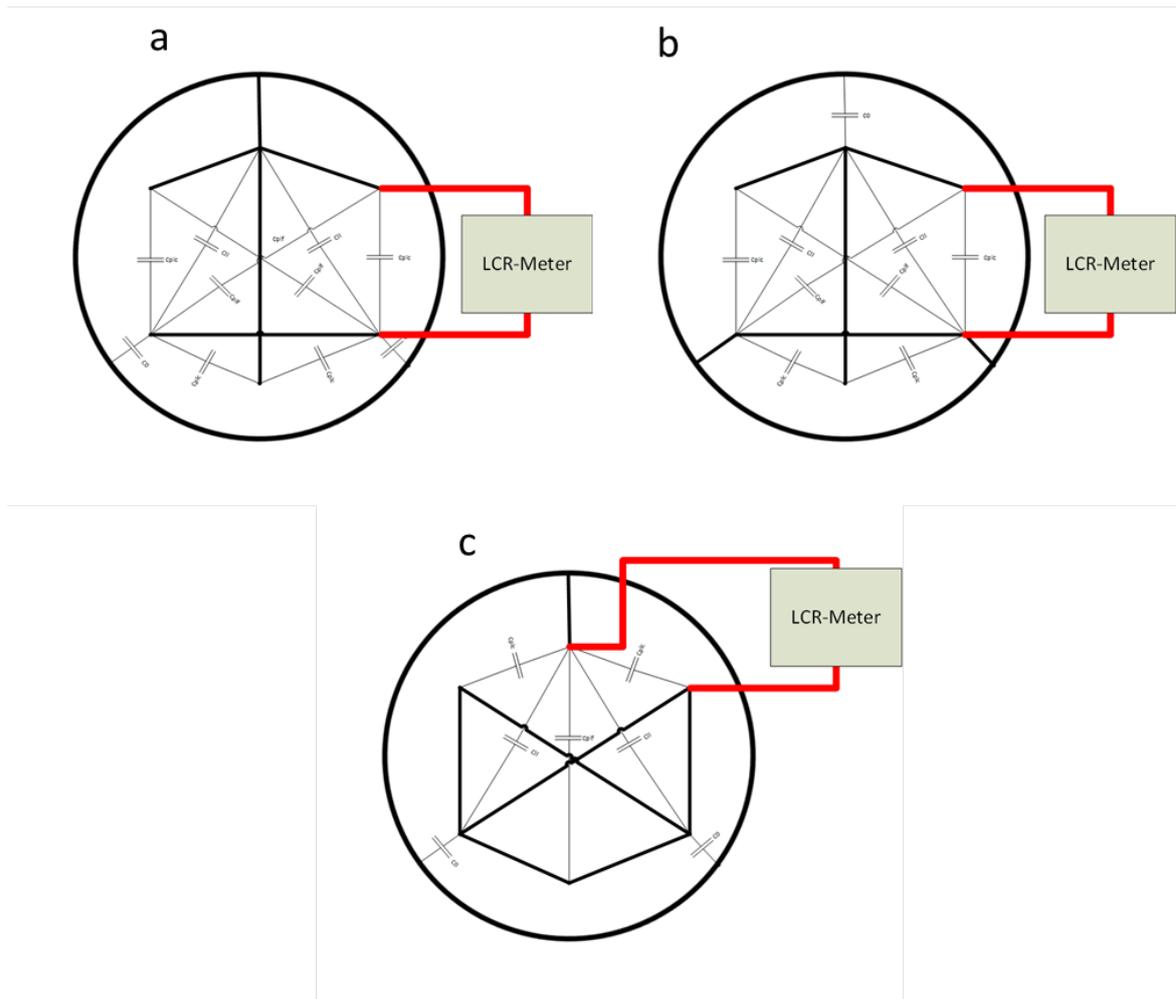


Abbildung A.2.: Messaufbau für C_a , C_b und C_c

B. Ergebnisse Leitermodelle

Frequenz [MHz]	R [mOhm]	L [uH]	C [pF]	G [nSie]
1) Massiver Leiter mit Querschnitt gleich Nennquerschnitt				
$1,00 \cdot 10^{-6}$	$7,711 \cdot 10^{-1}$	1,266	9,320	$6,547 \cdot 10^{-6}$
$5,00 \cdot 10^{-5}$	$7,712 \cdot 10^{-1}$	1,259	9,320	$6,849 \cdot 10^{-6}$
0,0025	$8,252 \cdot 10^{-1}$	1,258E	9,320	$7,605 \cdot 10^{-4}$
0,1	4,122	1,239	9,319	$5,424 \cdot 10^{-1}$
0,5	9,820	1,235	9,318	3,370
1	$1,441 \cdot 10^1$	1,234	9,317	6,943
10	$3,320 \cdot 10^1$	1,233	9,316	$7,232 \cdot 10^1$
2) Massiver Leiter mit Querschnitt gleich Nennquerschnitt und verringertem Leitwert				
$1,00 \cdot 10^{-6}$	$7,711 \cdot 10^{-1}$	1,289	9,330	$6,569 \cdot 10^{-6}$
$5,00 \cdot 10^{-5}$	$7,713 \cdot 10^{-1}$	1,282	9,330	$6,872 \cdot 10^{-6}$
0,0025	$9,834 \cdot 10^{-1}$	1,275	9,330	$7,630 \cdot 10^{-4}$
0,1	5,872	1,238	9,330	$5,442 \cdot 10^{-1}$
0,5	$1,171 \cdot 10^1$	1,232	9,328	3,381
1	$1,295 \cdot 10^1$	1,232	9,328	6,966
10	$1,359 \cdot 10^1$	1,231	9,326	$7,256 \cdot 10^1$
3) Massiver Leiter mit verringertem Querschnitt und Vakuum				
$1,00 \cdot 10^{-6}$	$7,712 \cdot 10^{-1}$	1,335	8,977	$6,085 \cdot 10^{-6}$
$5,00 \cdot 10^{-5}$	$7,714 \cdot 10^{-1}$	1,328	8,977	$6,366 \cdot 10^{-6}$
0,0025	$9,829 \cdot 10^{-1}$	1,321	8,977	$7,068 \cdot 10^{-4}$
0,1	5,293	1,286	8,977	$5,041 \cdot 10^{-1}$
0,5	$1,343 \cdot 10^1$	1,281	8,976	3,132
1	$1,857 \cdot 10^1$	1,279	8,975	6,453
10	$2,626 \cdot 10^1$	1,278	8,974	$6,722 \cdot 10^1$

Tabelle B.1.: Simulationsergebnisse der unterschiedlichen Leitermodelle Teil 1

Frequenz [MHz]	R [mOhm]	L [uH]	C [pF]	G [nSie]
4) Massiver Leiter mit verringertem Querschnitt und PVC				
$1,00 \cdot 10^{-6}$	$7,712 \cdot 10^{-1}$	1,336	9,187	$1,112 \cdot 10^{-6}$
$5,00 \cdot 10^{-5}$	$7,714 \cdot 10^{-1}$	1,329	9,187	$1,164 \cdot 10^{-6}$
0,0025	$9,830 \cdot 10^{-1}$	1,322	9,187	$1,292 \cdot 10^{-3}$
0,1	5,661	1,286	9,185	$9,214 \cdot 10^{-1}$
0,5	$1,247 \cdot 10^1$	1,281	9,184	5,724
1	$1,573 \cdot 10^1$	1,279	9,183	$1,179 \cdot 10^1$
10	$1,975 \cdot 10^1$	1,279	9,180	$1,228 \cdot 10^2$
5) Hohlleiter				
$1,00 \cdot 10^{-6}$	$7,711 \cdot 10^{-1}$	1,266	9,320	$6,547 \cdot 10^{-6}$
$5,00 \cdot 10^{-5}$	$7,712 \cdot 10^{-1}$	1,259	9,320	$6,849 \cdot 10^{-6}$
0,0025	$8,252 \cdot 10^{-1}$	1,258	9,320	$7,605 \cdot 10^{-4}$
0,1	4,122	1,239	9,319	$5,424 \cdot 10^{-1}$
0,5	9,820	1,235	9,318	3,370
1	$1,441 \cdot 10^1$	1,234	9,317	6,943
10	$3,320 \cdot 10^1$	1,233	9,316	$7,232 \cdot 10^1$

Tabelle B.2.: Simulationsergebnisse der unterschiedlichen Leitermodelle Teil 2

C. Approximation

In dieser Anlage wird an dem messtechnisch bestimmten Frequenzverlauf der Parameter R, L, C, G beispielhaft der Angleich an das reale Verhalten durch Spline-Funktionen gezeigt. Die Approximation wird grafisch mit dem *Curve Fitting Tool* von MATLAB vollzogen. Dabei wird die Funktion *Smoothing Spline*-Funktionen verwendet.

Die Unstetigkeiten im unteren Frequenzbereich in allen Messungen beruhen auf dem schnellen Frequenzdurchlauf des Messgerätes. Bevor das System eingeschwungen ist, schaltet das Messgerät auf die nächsthöhere Frequenz. Eine Vergleichsmessung mit manuellem durchschalten der Frequenzen zeigt ein deutlich stabileres Frequenzverhalten. Aufgrund des hohen Zeitaufwandes wird die manuelle Methode jedoch nicht durchgeführt.

Die Widerstandswerte in Abb. C.1 werden mit der Spline-Funktion im unteren Frequenzbereich „weicher gemacht“. Bei den Messungen von Kabel 3 und 4 sind, bedingt durch den Messaufbau, steilere Kurven im oberen Frequenzbereich zu beobachten (nicht dargestellt). Diese konnten nicht komplett durch Approximation ausgeglistert werden.

Das Abfallen von L bei etwa 600kHz, siehe Abb. C.2, von Kabel 3 und 4 ist durch den Einsatz eines von Kabel 1 und 2 unterschiedlichen Messaufbaus bedingt. Dieses frequenzabhängige Phänomen wird durch die eingesetzten Messleitungen verursacht. Dies wurde mit einer Referenzmessung belegt.

Das Frequenzverhalten von C von Kabel 3 und 4 ab ca. 500kHz, vgl. Abb. C.3 beruht auf dem Einfluss der Messleitungen genau wie zuvor bei L und ist deshalb zu vernachlässigen. Die Kurven laufen real an dieser Stelle mit geringer negativer Steigung weiter.

Der Ableitwert in Abb. C.4 zeigt einen plötzlichen Abfall bei sehr hoher Frequenz. In der Theorie steigt dieser jedoch weiterhin an. Die Approximation entspricht daher eher dem realen Frequenzverhalten.

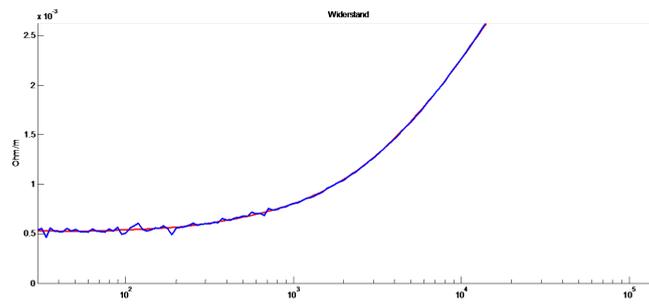


Abbildung C.1.: Approximation des Leiterwiderstandes mit Spline-Funktion

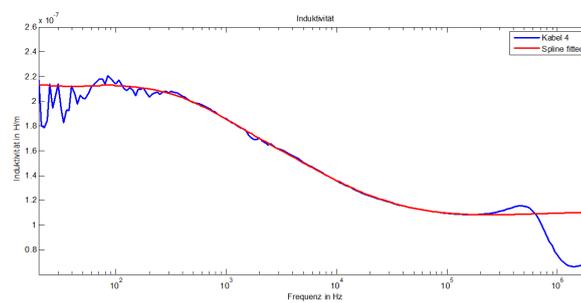


Abbildung C.2.: Approximation der Phaseninduktivitaet mit Spline-Funktion

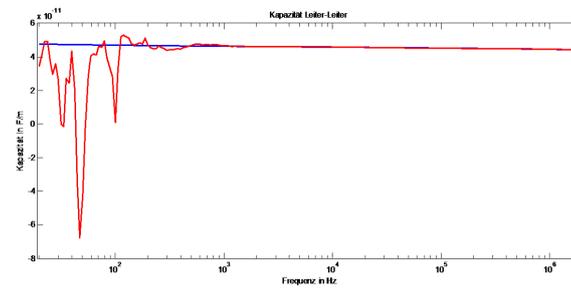


Abbildung C.3.: Approximation der Leiter-Leiter Kapazitaet mit Spline-Funktion

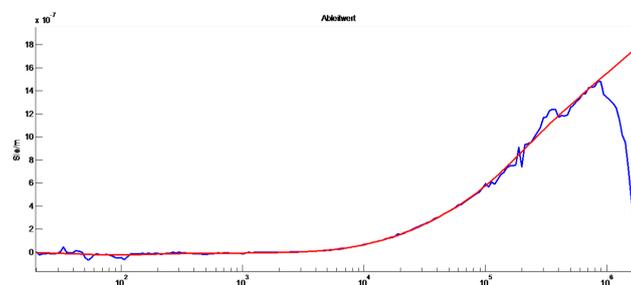


Abbildung C.4.: Approximation des Ableitwertes mit Spline-Funktion

D. Geometrische Kabeldaten Typ 1

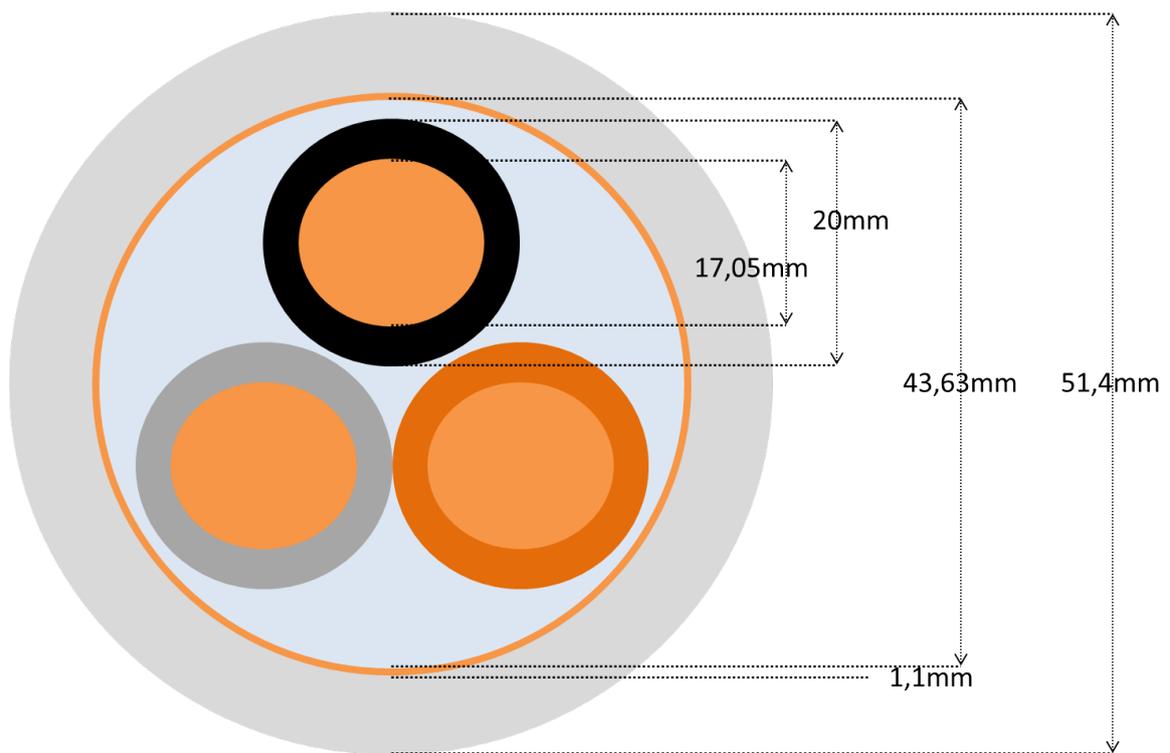


Abbildung D.1.: Abmessungen Kabel 1

Versicherung über die Selbstständigkeit

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Arbeit im Sinne der Prüfungsordnung nach §16(5) APSO-TI-BM ohne fremde Hilfe selbstständig verfasst und nur die angegebenen Hilfsmittel benutzt habe. Wörtlich oder dem Sinn nach aus anderen Werken entnommene Stellen habe ich unter Angabe der Quellen kenntlich gemacht.

Hamburg, 22. Dezember 2014

Ort, Datum

Unterschrift