

1 Einleitung

Die internationalen Klimaschutzziele sowie die endliche Verfügbarkeit fossiler Energieträger erfordern die Umstellung aller Energiesektoren auf regenerative Energiequellen. Zumindest hierzulande besitzen Wind- und Solarenergie dabei das größte Ausbaupotenzial und eignen sich am besten zur Erzeugung elektrischer Energie. Daher besteht die Notwendigkeit, alle Energiesektoren möglichst vollständig zu elektrifizieren. Bei der dazugehörigen Übertragung, Speicherung und Umwandlung der elektrischen Energie steht die Vermeidung von Verlusten an erster Stelle. Besonders herausfordernd sind dabei mobile Anwendungen wie die Elektromobilität oder das elektrische Fliegen, bei denen nur eine begrenzte Energiemenge mitgeführt werden kann und diese daher möglichst effizient ausgenutzt werden muss.

So gut wie jeder Umwandelungsschritt der elektrischen Energie wird dabei durch leistungselektronische Systeme realisiert, deren Effizienzoptimierung somit eine zentrale Bedeutung zukommt. Großes Potenzial wird vor allem in modernen Halbleitermaterialien wie Siliziumkarbid (SiC) und Galliumnitrid (GaN), so genannten Wide-Bandgap-Halbleitern gesehen. Diese Materialien ermöglichen eine deutliche Erhöhung der Schaltgeschwindigkeit und Schaltfrequenz und somit die Steigerung von Effizienz und Leistungsdichte gegenüber den klassischen Siliziumhalbleitern.

Aus Sicht der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) entstehen dadurch sowohl neue Herausforderungen als auch Potenziale. Einerseits zieht die Erhöhung der Schaltgeschwindigkeit auf über $50 \text{ kA}/\mu\text{s}$ eine Vergrößerung des Störspektrums bis in den GHz-Bereich nach sich. Die Erhöhung der Schaltfrequenz sorgt andererseits für eine Verschiebung des Spektrums zu höheren Frequenzen und so möglicherweise für eine Verringerung des sonst besonders hohen Filteraufwands für tiefe Frequenzen.

Um das Potenzial dieser Halbleitertechnologien unter den je nach Anwendung unterschiedlichen Randbedingungen möglichst weitgehend auszunutzen, müssen die etwaigen EMV-Maßnahmen passgenau ausgelegt werden, um ihrerseits die Effizienz des Gesamtsystems nicht zu verringern. Um die Maßnahmen zur Sicherstellung der EMV zu dimensionieren, ist eine exakte, messtechnische Charakterisierung der Systeme im relevanten Frequenzbereich notwendig. Da die Hochfrequenz(HF)-Eigenschaften grundsätzlich stark von der Einbausituation, dem Betriebszustand und den anderen im System befindlichen Komponenten abhän-

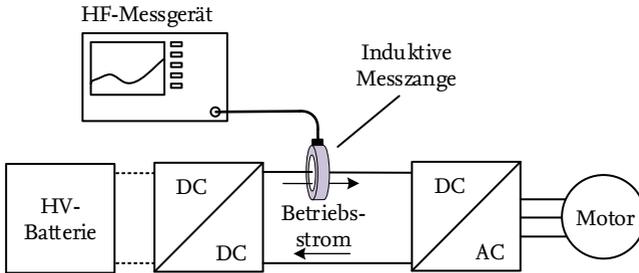


Abbildung 1.1: Beispielhafter Einsatz einer induktiven Messzange in einem Antriebsstrang. Der Betriebsstrom fließt durch die Induktive Messzange.

gen, wird eine Charakterisierung am Einsatzort und unter den tatsächlichen Einsatzbedingungen, also in situ, angestrebt.

Der Begriff Charakterisierung steht an dieser Stelle für die Erfassung der für die jeweilige Designaufgabe relevanten elektrischen Parameter wie beispielsweise Strom, Spannung, Leistung, Impedanz und Transmissions- oder Reflexionsfaktoren. Diese Messgrößen breitbandig und in situ zu erfassen ist eine komplexe Herausforderung, aus der hohe Ansprüche an ein geeignetes Messkonzept resultieren. Das Messkonzept kommt idealerweise ohne galvanische Kontakte aus und kann möglichst ohne Veränderungen am eigentlichen System verwendet werden. Weiterhin ist es bezüglich des zu vermessenden Systems rückwirkungsfrei und wird selbst nicht durch im System vorhandene Störgrößen beeinflusst.

Ein vielversprechender Ansatz ist die Verwendung induktiver Messzangen, deren Funktionsweise auf dem Prinzip des Transformators basiert und in der EMV besonders als Strommess- und Stromeinkoppelzangen vielfach erprobt sind. Auf der Basis dieses Messprinzips existieren verschiedene kontaktlose Verfahren zur Impedanzmessung und darüber hinaus zur kontaktlosen vektoriiellen Netzwerkanalyse. Ein beispielhaftes Messszenario ist in Abbildung 1.1 zu sehen. Die Herausforderung beim Einsatz dieser Messverfahren ist ihre prinzipbedingte Empfindlichkeit gegenüber starken statischen und quasistatischen Magnetfeldern, die im oben genannten Szenario durch die hohen DC- oder AC-Betriebsströme der energietechnischen Systeme zu erwarten sind. In der HF-Technik werden solche niederfrequenten, außerhalb des Frequenzbereichs eines Messsystems liegenden Ströme als Biasströme bezeichnet.

Diese Empfindlichkeit besteht vor allem im unteren Frequenzbereich, zwischen 9 kHz und 500 MHz. Dort werden Messzangen mit magnetischen Kernmaterialien zur Sicherstellung der Verkopplung zwischen Messzange und

Messobjekt verwendet. Hohe Biasströme führen zu Sättigungseffekten in den Kernmaterialien, wodurch die Übertragungseigenschaften der Messzangen und somit auch die Messergebnisse massiv verfälscht werden.

In der vorliegenden Ausarbeitung wird untersucht, unter welchen Bedingungen kontaktlose induktive Messverfahren in Systemen mit hohen Biasströmen eingesetzt werden können. Es werden die relevanten Grundlagen erörtert und eine allgemeingültige Beschreibung der Funktionsweise und der Kalibrierung induktiver Messzangen erarbeitet. Auf dieser Basis werden eine theoretische Abschätzung des Einflusses von Biasströmen auf die Messverfahren und vor allem eine messtechnische Untersuchung der Effekte und der resultierenden Fehler vorgenommen. Dadurch werden die für die Verwendbarkeit im hier angesprochenen Szenario relevanten Einflussfaktoren identifiziert und Möglichkeiten der Optimierung aufgezeigt. Der Fokus liegt dabei auf der kontaktlosen Impedanzmessung mit induktiven Messzangen.

1.1 Stand der Wissenschaft und Technik

Klassische Stromzangen kommen im Bereich der EMV bei Störaussendungsmessungen dann zum Einsatz, wenn eine Messung mittels Netznachbildungen mit kapazitivem Abgriff nicht sinnvoll oder nicht möglich ist. Die wesentlichen Grundlagen zur Auslegung, Anwendung und theoretischen Beschreibung solcher Stromzangen werden in [33, 35, 54] beschrieben. Über den konkreten Aufbau der am Markt verfügbaren kommerziellen Stromzangen sind kaum Informationen verfügbar. In neueren Veröffentlichungen zu diesem Thema wird auf die Einfügeimpedanz von Stromzangen eingegangen [5, 6] und die Möglichkeit der Simulation ihres Verhaltens diskutiert [43]. In [7, 41, 47, 48] werden verschiedene Ansätze zur Kalibrierung mit dem Fokus auf hohe Frequenzen vorgestellt. Eine umfangreiche, noch heute aktuelle Übersicht zu diesem Themenkomplex ist in [22] gegeben.

Umfangreiche Literatur findet sich auch zu der in dieser Arbeit nicht explizit besprochenen Technik der *bulk current injection* (BCI), der gezielten Einspeisung eines Störstroms für Störfestigkeitsmessungen mittels spezieller Stromzangen. Für den in [44, 69] umfangreich diskutierten Ansatz, gestrahlte Störfestigkeitsmessungen durch die einfacher zu realisierenden BCI-Messungen zu ersetzen, müssen sowohl die Stromzange selbst als auch die Ankopplung an den Prüfling genau untersucht werden. Diese Forschungsergebnisse, vor allem zur Modellierung der Messzangen, sind für die vorliegende Arbeit von großem Wert.

Gerade im Zusammenhang mit der Störstromeinspeisung ist für die korrekte Einstellung des Störstroms die Kenntnis der Impedanz des Prüflings erforderlich. Erstmals wurde 1962 dafür in [3, 4] ein Verfahren unter der Verwendung von zwei

EMV-Stromzangen vorgestellt. Dieses Verfahren wurde vielfach weiterentwickelt [39, 56, 57]. Der Einsatz moderner Netzwerkanalysatoren ermöglichte vor allem eine Verbesserung der Kalibrierverfahren [28, 31]. In neueren Veröffentlichungen wie [10, 29, 30, 52, 61, 68] wird dieses Verfahren speziell für die Vermessung der Impedanzen leistungselektronischer Systeme optimiert. Dabei werden in [67] durch die Leistungselektronik entstehende, zeitabhängige Impedanzen betrachtet. In [66] wird zudem ein Konzept vorgestellt um unter Verwendung von mehr als zwei Stromzangen Impedanzverhältnisse in Mehrphasensystemen zu untersuchen. Die explizite Verwendung von so gemessenen Störquellenimpedanzen für das EMV-Filterdesign wird unter anderem in den Veröffentlichungen [2, 9, 27] erörtert.

In [22] wird ein alternatives kontaktloses HF-Impedanzmessverfahren vorgestellt, dass auf der Verwendung einer einzigen induktiven Messzange und einer speziellen In-situ-Kalibriermethode basiert. Dieses Kalibrierverfahren und die dabei zum Einsatz kommende universelle Betrachtung der Messzange als Zweitor eröffnen eine Vielzahl neuer Messmöglichkeiten und bilden den Ausgangspunkt der vorliegenden Ausarbeitung. In [25] wird ein auf dieser Methode basierendes Verfahren zu kontaktlosen vektoriellen Netzwerkanalyse vorgestellt und darauf aufbauend ein rückführbares Kalibrierverfahren für EMV-Magnetfeldantennen präsentiert. In [44] wird nochmals die HF-Impedanzmessung im Zusammenhang mit BCI-Tests aufgegriffen und eine Übersicht über die existierenden Verfahren zur kontaktlosen Impedanzmessung mit induktiven Messzangen und ihrer Einschränkungen gegeben. Möglichkeiten zur Vermessung der internen Impedanz einer leistungselektronischen Komponente werden in [62] diskutiert, wobei auch die kontaktlose Impedanzmessung nach [22] zum Einsatz kommt.

In dieser Arbeit steht im Fokus, dass bei der Anwendung solcher Messverfahren an in Betrieb befindlichen Systemen durch hohe Biasströme Sättigungseffekte in den Kernen der Messzangen und infolgedessen Messfehler auftreten können. Diese Problematik wird in der oben genannten Literatur grundsätzlich als zu beachtender Aspekt erwähnt, jedoch nicht genauer untersucht. Gerade bei klassischen EMV-Stromzangen wird meist von einer relativ hohen Toleranz gegenüber Biasströmen ausgegangen [81]. Abseits der EMV finden sich Veröffentlichungen, wie [8, 11, 20, 42], zum Design von Strommesszangen zur breitbandigen Messung der Betriebsströme und Oberwellen in der Leistungselektronik inklusive ihres DC-Anteils. Dabei wird die mögliche Sättigung der Kerne durch den DC-Anteil berücksichtigt. Untersuchungen zu kontaktierten Impedanzmessungen unter dem Einfluss hoher Gleichströme werden in [50, 51] in Zusammenhang mit dem Design von HF-Filtern für Hochstromanwendungen vorgestellt.

Teile der in dieser Ausarbeitung präsentierten Forschungsergebnisse wurden unter eigener Beteiligung fortlaufend auf wissenschaftlichen Konferenzen vorgestellt. Zur Verwendung induktiver Messzangen zur Kalibrierung von Magnetfeld-

antennen wurden die Konferenzbeiträge [96, 97, 98, 99, 104] und zur kontaktlosen vektoriiellen Netzwerkanalyse mit induktiven Messzangen die Konferenzbeiträge [105, 106, 107] veröffentlicht. Zum hier im Vordergrund stehenden Thema der kontaktlosen Impedanzmessungen bei DC-Biasströmen wurden die Konferenzbeiträge [93, 95, 96, 100, 103] präsentiert. Details zum hier verwendeten Versuchsaufbau für hohe Biasströme finden sich in [101] und Überlegungen zur Vermessung zeitlich veränderlicher Impedanzen in [102]. In [94] wird die Strommessung und Stromeinspeisung mit in situ kalibrierten Messzangen beschrieben.

Im Rahmen der zu dieser Ausarbeitung führenden wissenschaftlichen Tätigkeit wurden die studentischen Abschlussarbeiten [70, 71, 72, 74, 75, 76, 77, 78, 79] betreut, deren Ergebnisse Eingang in diese Arbeit gefunden haben.

1.2 Gliederung der Arbeit

Um den Einfluss von Biasströmen auf die hier betrachteten kontaktlosen Messverfahren zu verstehen, werden in Kapitel 2 die grundlegenden, in diesem Zusammenhang relevanten physikalischen Zusammenhänge erläutert. Ausgehend vom auf dem Transformator basierenden Funktionsprinzip induktiver Messzangen werden die Randbedingungen identifiziert, die für die existierenden Messverfahren relevant sind. Weiterhin wird untersucht welche dieser Randbedingungen durch Biasströme beeinflusst werden. In diesem Zusammenhang werden die Eigenschaften magnetischer Materialien und die Anforderungen, die bei der Verwendung in induktiven Messzangen an sie gestellt werden, besprochen. Darauf basierend werden die Auswirkungen von Biasströmen auf HF-Transformatoren beleuchtet.

In Kapitel 3 werden die auf diesen Grundlagen aufbauenden und hier betrachteten Messverfahren erläutert. Dabei wird vor allem eine allgemeingültige Betrachtung der Messzangen erarbeitet und weniger auf die einzelnen für Spezialfälle optimierten Zangen eingegangen. Auf dieser Basis werden die prinzipiellen Kalibriermöglichkeiten sowie einige dadurch mögliche Messverfahren betrachtet. Am Ende des Kapitels werden ergänzend Faktoren aufgeführt, die auch ohne Biasströme zu Fehlern führen. Dies geschieht mit dem Ziel, die grundsätzlichen Möglichkeiten für eine In-situ-Messung in der Praxis auszuloten. Besonderer Fokus wird auf die kontaktlose Impedanzmessung gelegt.

Ausgehend von diesen Vorarbeiten wird in Kapitel 4 der Einfluss von Biasströmen auf kontaktlose induktive Messverfahren untersucht. Zunächst wird auf Basis der Vorüberlegungen eine theoretische Abschätzung der Beeinflussung durchgeführt. Dabei ist vor allem der Einfluss der Biasströme auf die am Ende stehenden Messergebnisse von Interesse. Im Vordergrund der Untersuchungen steht die experimentelle, messtechnische Erfassung dieser Auswirkungen.

Die verwendeten Messaufbauten werden beschrieben und die so erlangten Ergebnisse diskutiert.

Die Erkenntnisse werden in Kapitel 5 zusammengeführt, um Möglichkeiten zur In-situ-Anwendung induktiver Messverfahren in Systemen mit hohen DC- oder AC-Betriebsströmen zu erörtern. Es wird gezeigt, dass mit einem geeigneten Design der Messzangen und einer geschickten Wahl der Kernmaterialien die Toleranz gegenüber Biasströmen erhöht werden kann. Zusätzlich wird demonstriert, dass der im Rahmen dieser Arbeit realisierte Messaufbau genutzt werden kann, um die biasstromabhängigen Eigenschaften der Messzangen systematisch zu erfassen und dadurch eine Korrektur der Fehler ermöglicht wird.

2 Vorüberlegungen

Für die Untersuchung der Anwendung induktiver HF-Messverfahren in Systemen mit hohen Betriebsströmen, werden in diesem Kapitel die grundlegenden Mechanismen identifiziert.

Die im Rahmen dieser Arbeit untersuchten Messverfahren basieren alle auf dem Prinzip des Transformators, also auf der Verkopplung von galvanisch getrennten Stromkreisen über das magnetische Feld. Die feldtheoretischen Zusammenhänge sowie die Beschreibung des Transformators im harmonisch eingeschwungenen Zustand werden in Abschnitt 2.1 beschrieben.

Die Funktionsweise eines Transformators hängt wesentlich vom Material des Transformator kernels ab. Die dabei zum Tragen kommenden Materialeffekte und die im Rahmen dieser Untersuchungen verwendeten Kernmaterialien werden in Abschnitt 2.2 erläutert. Dazu werden die phänomenologischen Grundlagen des Magnetismus in Festkörpern besprochen. Weiterhin wird die Erfassung der für den Kleinsignalbereich relevanten Effekte mit Hilfe der komplexen Permeabilität beschrieben.

Auf dieser Basis werden in Abschnitt 2.3 die grundsätzlichen Auswirkungen betrachtet, die DC-Betriebsströme mit hoher Amplitude auf magnetische Materialien, Transformatoren und somit auf die hier besprochenen Messverfahren haben. Als Ausblick werden zusätzlich die grundsätzlichen Auswirkungen von niederfrequenten AC-Biasströmen besprochen.

2.1 Transformatoren

Die effiziente Beschreibung von Transformatoren geht auf das Ende des 19. Jahrhunderts zurück. In der Anfangszeit der Elektrotechnik und der modernen technischen Entwicklung spielen der Transformator und die damit eng verwandten Wechsel- und Drehstrommotoren als Mittel für die effiziente Energieversorgung und Energieumwandlung sowie die Nachrichtenübertragung eine zentrale Rolle.

In diesem Zusammenhang wurden die effiziente in der heutigen Ingenieurpraxis unverzichtbare theoretische Beschreibung von Wechselstromphänomenen im harmonisch eingeschwungenen Zustand unter Verwendung der komplexen Zahlenebene entwickelt und Begriffe wie Impedanz und Induktivität eingeführt und definiert. Hierzu sind insbesondere die Arbeiten von Steinmetz [58]

und Kennely [23] zu nennen. Diese Art der Beschreibung ist die Voraussetzung für viele Werkzeuge der theoretischen Elektrotechnik wie beispielsweise die hier vielfach zum Einsatz kommende Zweitorthorie.

Als Grundlage für diesen Abschnitt dienen vor allem die Lehrbücher der theoretischen Elektrotechnik [53], [26] und [40]. Zusätzlich wird auf die älteren, detaillierten ingenieurwissenschaftlichen Fachbücher [59], [12] und [14] zurückgegriffen.

2.1.1 Grundlagen

Ein typischer Transformator besteht aus zwei Spulen, die über einen Kern aus magnetischem Material miteinander verkoppelt sind. Das Funktionsprinzip des Transformators basiert auf der gegenseitigen Verkettung von magnetischem und elektrischem Feld, die durch das maxwell-ampèresche Gesetz und das faradaysche Induktionsgesetz beschrieben wird.

Ein Wechselstrom I fließt auf einer Wicklung eines Transformators. Die sich daraus über die Geometrie der Wicklung ergebende, zeitabhängige Stromdichte \vec{J} erzeugt gemäß des maxwell-ampèreschen Gesetzes

$$\operatorname{rot}\vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial\vec{D}}{\partial t} \quad (2.1)$$

ein ebenso zeitabhängiges magnetisches Wirbelfeld mit der magnetischen Feldstärke \vec{H} . Die zeitliche Änderung der zusätzlich beteiligten elektrischen Flussdichte \vec{D} wird bei der Betrachtung des Transformators üblicherweise vernachlässigt, sofern die Abmessungen des betrachteten Systems klein gegenüber der Wellenlänge des Wechselstroms sind [53]. Bei höheren Frequenzen muss dieser Term, im Sinne einer kapazitiven Kopplung der Wicklungen, jedoch berücksichtigt werden.

Aus der magnetischen Feldstärke \vec{H} ergibt sich im Kernmaterial die magnetische Flussdichte \vec{B} . Der im Allgemeinen sehr komplexe Zusammenhang zwischen magnetischer Feldstärke und magnetischer Flussdichte kann in vielen Fällen über den vereinfachten Zusammenhang

$$\vec{B} = \mu\vec{H} \quad (2.2)$$

dargestellt werden, wobei die Permeabilität μ die Reaktion des Kernmaterials beschreibt. Der Zusammenhang zwischen magnetischer Feldstärke und magnetischer Flussdichte wird in Abschnitt 2.2 erläutert.

Die Integration der zeitabhängigen magnetischen Flussdichte über die Querschnittsfläche A der Wicklung ergibt den zeitabhängigen magnetischen Fluss

$$\Phi = \iint_A \vec{B} \, d\vec{A}, \quad (2.3)$$

der über

$$\Phi = \frac{LI}{n} \quad (2.4)$$

in direkten Zusammenhang zum ursächlichen Stromfluss I gesetzt werden kann. Dabei bezeichnet n die Windungszahl der Wicklung und L ihre Induktivität. Diese Proportionalitätskonstante hängt von der Geometrie und den Materialeigenschaften ab.

Gemäß des faradayschen Induktionsgesetzes

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.5)$$

bewirkt eine zeitabhängige magnetische Flussdichte ein elektrisches Wirbelfeld mit der elektrischen Feldstärke \vec{E} . Die Integration beider Seiten von Gleichung (2.5) über die Querschnittsfläche A der Wicklung und die Anwendung des Satzes von Stokes liefern

$$\oint_{\partial A} \vec{E} \, d\vec{l} = -\frac{\partial}{\partial t} \iint_A \vec{B} \, d\vec{A}. \quad (2.6)$$

Die linke Seite kann für n Windungen über den Umfang ∂A einer Windung zur induzierten Umlaufspannung

$$U_{\text{ind}} = n \oint_{\partial A} \vec{E} \, d\vec{l} \quad (2.7)$$

aufintegriert werden. Zusammen mit Gleichung (2.3) folgt daraus

$$U_{\text{ind}} = -n \frac{\partial \Phi}{\partial t}, \quad (2.8)$$

wodurch die induzierte Spannung in direkten Bezug zum magnetischen Fluss gesetzt wird. Das negative Vorzeichen in den Gleichungen (2.5) und (2.8) repräsentiert die lenzsche Regel, die besagt, dass die Spannung als Wirkung dem magnetischen Fluss als Ursache entgegengesetzt ist.

In der ursprünglich flusserzeugenden Wicklung führt die Spannung U_{ind} somit zu einem dem ursprünglichen Strom entgegengesetzten Stromfluss. Dabei

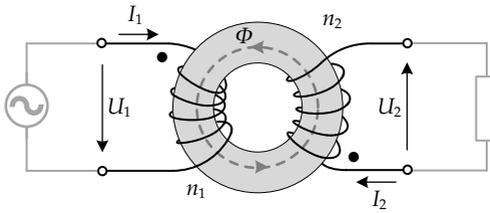


Abbildung 2.1: Bildliche Darstellung eines Transformators mit gleichsinnig gewickelten Spulen.

führt U_{ind} in der anderen Wicklung des Transformators, die der Fluss Φ , zumindest zum Teil, ebenso durchsetzt zu einem Stromfluss durch einen angeschlossenen Stromkreis. Dieser Stromfluss führt seinerseits zu einem magnetischen Fluss im Kern des Transformators, der dem ursprünglichen Fluss entgegengesetzt ist. Wieder in Form einer Induktionsspannung führt dies zu einer Rückwirkung auf die Primärseite und somit zu einer gegenseitigen induktiven Kopplung der Transformatorwicklungen.

Um diese komplexe wechselseitige Verkopplung für Berechnungen in der elektrotechnischen Praxis zu erfassen, wird üblicherweise, und so auch in dieser Arbeit, eine kontinuierliche, sinusförmige Anregung angenommen. In diesem Fall stellt sich ein Gleichgewichtszustand ein, der so genannte harmonisch eingeschwingene Zustand. Dieser erlaubt die Anwendung der komplexen Wechselstromrechnung, sodass keine Differenzialgleichungen gelöst werden müssen.

2.1.2 Vorzeichenkonvention

Üblicherweise wird die mit der Quelle verbundene Transformatorwicklung als Primär- und die mit einem Verbraucher oder Messgerät verbundene Wicklung als Sekundärseite bezeichnet. In Abbildung 2.1 ist eine solche Anordnung bildhaft dargestellt. In dieser Darstellung sind die beiden Wicklungen mit den Windungszahlen n_1 und n_2 gleichsinnig auf einen Ringkern aufgebracht.

Gemäß [26] werden die Ströme I_1 und I_2 bezogen auf den durch einen Punkt gekennzeichneten Wicklungssinn in die gleiche Richtung positiv gezählt. Die beiden Spannungen U_1 und U_2 werden bezogen auf den Transformator gemäß des Verbraucherzählpfeilsystems positiv gezählt. Diese Konvention wird in dieser Arbeit beibehalten, da sie im Sinne der hier vielfach angewendeten Zweitorthorie ist. Neben dieser Konvention existieren in der Literatur auch andere Zählvarianten mit verschiedenen Vor- und Nachteilen, die in [22] ausführlich erläutert werden.