# 1. Einleitung

## 1.1. Motivation

In automatisierten industriellen Fertigungsanlagen werden häufig Produktionsstraßen oder -maschinen mit einer großen Anzahl elektrischer Antriebe eingesetzt. Beispiele finden sich bei Werkzeugmaschinen, Robotern, Druckpressen usw. . Hier können an Stelle von Einzelumrichtern für jeden Antrieb Umrichtersysteme mit einer gemeinsamen Ein- und Rückspeiseeinheit eingesetzt werden, wie in Abbildung 1.1 dargestellt wird. Es bieten sich dabei eine Reihe von Vorteilen. Durch die gemeinsame Nutzung der Ein- und Rückspeiseeinheit werden auf der einen Seite die Anschaffungskosten reduziert. Die Nennleistung der Ein- und Rückspeiseeinheit muss zusätzlich nur so groß gewählt werden, dass die maximal gleichzeitig abgegebene Leistung aller Wechselrichtereinheiten bereitgestellt werden kann. Auf der anderen Seite kann über den gemeinsamen Zwischenkreis Bremsenergie, die einer Maschine entnommen wird, entweder in eine oder mehrere weitere Achsen eingespeist oder über die Ein- und Rückspeiseeinheit in das Netz zurückgespeist werden. Des Weiteren erzeugt die Ein- und Rückspeiseeinheit sinusförmige Netzssträme bei einem Leistungsfaktor $cos\varphi = 1$ und kann dabei eine höhere Zwischenkreisspannung, als durch reine Diodengleichrichter möglich wäre, bereitstellen. Bei größeren Anlagen können die Motoren, die am Umrichtersystem betrieben werden, unter Umständen weit entfernt instelliert sein. Somit werden lange Motorzuleitungen erforderlich. Besitzen die Wechselrichter keine Sinusfilter, müssen diese Kabel geschirmt ausgeführt werden, um elektromagnetische Abstrahlungen zu reduzieren.

Da der Kabelschirm auf Erdpotential liegt, existieren parasitäre Kapazitäten zwischen den Leitern und dem Erdpotential. Weitere parasitäre Kapazitäten gegen Erde finden sich in den Leistungshalbleitern und den Motoren. Diese parasitären Kapazitäten bilden zusammen mit der Induktivität der Hochsetzstellerdrossel der Ein- und Rückspeiseeinheit einen Schwingkreis. Bei Anlagen mit langen Motorleitungen und vielen Achsen besitzt dieser Schwingkreis eine relativ niedrige Resonanzfrequenz, die im Bereich zwischen 1 kHz und 40 kHz liegen kann. Angeregt durch Schalthandlungen in der Ein- und Rückspeiseeinheit und den Wechselrichtern können zwischen Motorklemmen und Erde so hohe Spannungen auftreten, dass Teilentladungen in der Hauptisolation der Motoren entstehen und diese schädigen.

Durch den Aufbau aus Induktivitäten und parasitären Kapazitäten gegen Erde weisen auch die Drehstrommotoren ein Resonanzverhalten auf. Bei Motoren mit besonders großen parasitären Kapazitäten und Induktivitäten kann die Resonanzfrequenz im Bereich der oben beschriebenen Resonanzfrequenz des Systems liegen. In diesem Fall wird der Motor von den Schwingungen im System angeregt und erhöht die Spannungen, die

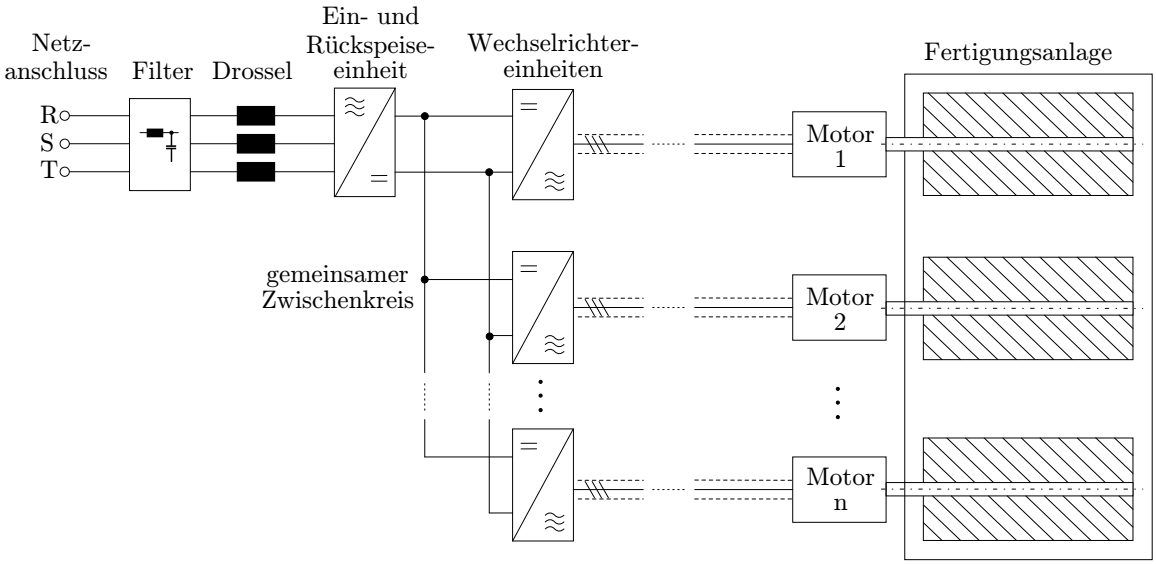


Abbildung 1.1.: Beispiel für die Anwendung eines Umrichtersystems mit Ein- und Rückspeiseeinheit und gemeinsamem Zwischenkreis

an seinen Klemmen gegenüber Erde auftreten, noch weiter. Dadurch treten noch größere Spannungen an der Hauptisolation auf, was wiederum größere Schädigungen durch Teilentladungen hervorrufen kann.

In der vorliegenden Arbeit wird die Problematik der Schwingungen im System und den Motoren umfassend untersucht und dargelegt. Aufbauend auf den Untersuchungen werden ferner bekannte Abhilfemaßnahmen analysiert und neue aufgezeigt.

Ähnlich wie bei der hier beschriebenen Störung treten beim Betrieb von Umrichtern mit Spannungszwischenkreis weitere prinzipbedingte Störungen auf, wie Lagerströme in Motoren, kapazitive Ableitströme, Funkstörspannungen und erhöhte Spannungen an den Motorklemmen auf Grund von Reflexionen auf den Motorzuleitungen. Diese Störungen unterscheiden sich von der dargestellten Problematik dadurch, dass die auftretenden Spannungen und Ströme wesentlich höhere Frequenzen aufweisen. Sie müssen daher unabhängig von den hier dargestellten Schwingungen betrachtet werden. Hierzu wird auf entsprechende Literatur verwiesen [9, 18, 21, 40]. Die Problematik der Reflexionen auf Motorleitungen wird bezüglich der möglichen Überlagerung der oben beschriebenen Überspannungen an den Klemmen der Motoren jedoch genauer analysiert.

## 1.2. Gegenwärtiger Stand der Erkenntnisse

Zu der in dieser Arbeit untersuchten Thematik bestehen mehrere Offenlegungsschriften [13, 28, 46] und eine Gebrauchsmuster-Meldung [25]. Sie beschäftigen sich hauptsächlich mit Abhilfemaßnahmen. Dabei wird auch die grundsätzliche Problematik und Wirkungsweise der Störung beschrieben. In [13] und [46] wird die Entstehung der Stö-

rung, die hier als Systemschwingungen bezeichnet wird, allgemein beschrieben. Es wird auch näher erläutert, von welchen Parametern die Resonanzfrequenzen und die Höhe der Spannungsamplituden abhängen. Des Weiteren werden die Entstehung der Schwingkreise innerhalb des Motors und deren Auswirkungen genauer analysiert. In [25] und [28] wird der Gesamtzusammenhang relativ kurz beschrieben und auf [13, 46] verwiesen. In allen hier verwiesenen Quellen werden Abhilfemaßnahmen vorgestellt und dabei sehr genau in Aufbau und Wirkungsweise beschrieben.

Aus den Ergebnissen der in dieser Arbeit gezeigten Untersuchungen wurden in [58,59] Teile veröffentlicht. Wobei in [59] die grundsätzliche Problemstellung und Analyse und in [58] die Untersuchung von zwei verschiedenen Abhilfemaßnahmen gezeigt wird.

## 1.3. Aufgabenstellung und Aufbau der Arbeit

Obwohl die Problemstellung in den oben genannten Veröffentlichungen beschrieben wurde, fehlt dennoch eine umfassende und allgemeine Analyse derselben. Daraus ergibt sich als Ziel dieser Arbeit und der Untersuchungen, auf denen sie beruht, die Ursachen und Wirkungsweisen der Störungen aufzudecken, das Gefahrenpotenzial darzustellen und aus den gewonnenen Erkenntnissen Abhilfemaßnahmen abzuleiten, zu verbessern und mit bereits bekannten zu vergleichen.

Dazu werden in Kapitel 2 zunächst die einzelnen Elemente eines beispielhaften Umrichtersystems näher untersucht. Dabei werden messtechnisch die wichtigsten Eigenschaften und Parameter erfasst und Modelle abgeleitet. Im darauffolgenden Kapitel 3 wird daraus das gesamte System im Frequenzbereich modelliert und die Systemeigenschaften untersucht. Um die durch die Anregung bedingten Spannungen, Ströme und Verluste zu bestimmen, werden in Kapitel 4 zuerst die verschiedenen Anregungsmechanismen analysiert. Mit einem daraus ermittelten worst-case-Szenario, können mit Hilfe eines Modells im Zeitbereich, umfangreiche Simulationen mit verschiedenen Systemparametern durchgeführt werden. Aus den Ergebnissen der Simulationen und der Frequenzbereichsanalyse leiten sich wichtige Rückschlüsse auf die Ursachen der auftretenden Schwingungen ab. Um die Ergebnisse der Simulation zu verifizieren, werden in Kapitel 5 umfangreiche Messungen dargestellt. Aus den ermittelten Zusammenhängen werden in Kapitel 6 verschiedene Ansätze für Abhilfemaßnahmen aufgezeigt. Im Mittelpunkt der darauf folgenden intensiveren Analyse stehen mehrere ausgewählte Verfahren. Durch einen abschließenden Vergleich werden wichtige Gesichtspunkte wie Wirksamkeit und Aufwand der untersuchten Maßnahmen bewertet.

# 2. Untersuchung der Systemelemente eines Antriebssystems

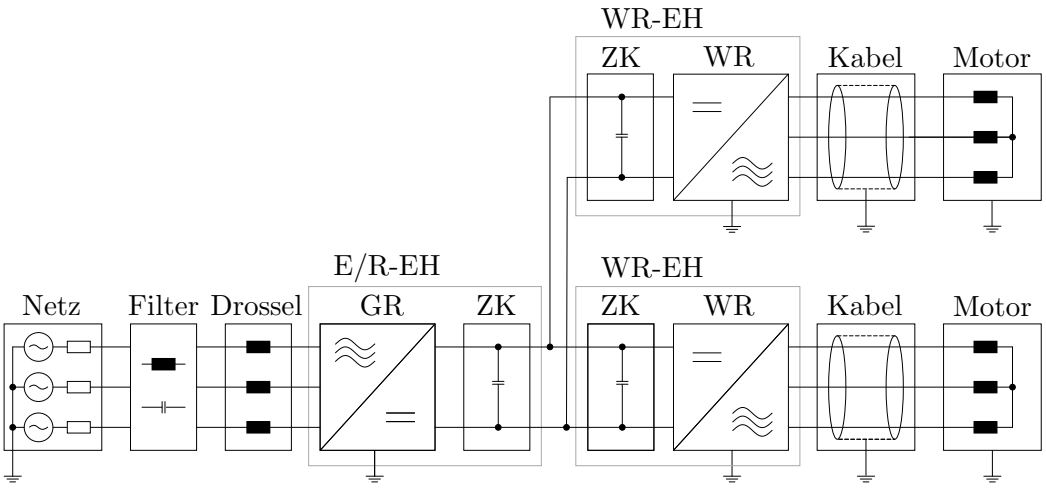


Abbildung 2.1.: Beispiel für ein Antriebssystem mit 2 Achsen

Im folgenden Kapitel werden die Elemente eines typischen Antriebssystems, so wie es beispielsweise in Abbildung 2.1 dargestellt ist, näher untersucht und entsprechende Modelle ermittelt. Nach dem Netzanschluss befindet sich an erster Stelle ein Funkentstörfilter und daran anschließend die Ein- und Rückspeiseeinheit (E/R-EH, im Weiteren als E/R-Einheit abgekürzt) mit der Hochsetzstellerdrossel. Am Gleichspannungszwischenkreis (ZK) sind in diesem Fall zwei Wechselrichtereinheiten (WR-EH) angeschlossen. Eine einzelne Einheit besteht jeweils aus einem Zwischenkreis und einem Wechselrichter (WR), an dem der Drehstrommotor über ein geschirmtes Kabel angeschlossen ist. Die untersuchten Elemente stammen größtenteils aus einem konkreten Antriebssystem, das auch für entsprechende Messungen zur Verfügung stand. Die Daten des Systems sind in Tabelle 2.1 dargestellt.

Bei der Betrachtung elektrischer Vorgänge im Antriebssystem werden Spannungen, Ströme und Impedanzen in zwei Komponenten betrachtet. Wie in Abbildung 2.2 dargestellt, kann zwischen einem Anteil unterschieden werden, der mit dem Erdpotential in Verbindung steht, beispielsweise fließt der Strom $i_{cm}$ über die Impedanz $\underline{Z}_{cm}$ gegen Erde ab. Er wird als Gleichtakt-, asymmetrischer oder commonmode-Anteil bezeichnet. Dieser Strom stellt einen Teil der Netzströme $i_R$, $i_S$ und $i_T$ dar. Der übrige Teil der Phasenströme fließt in den jeweils anderen Phasen zurück und ergibt sich in Summe zu null. Er wird als Gegentakt-, symmetrischer oder differentialmode-Anteil bezeichnet. In

| | |
|---|---|
| **E/R-Einheit** | |
| Nennleistung | 34 kW |
| **Drossel** | |
| Typ | Eisenpulverkerne |
| Nennstrom | 62 A |
| **Wechselrichtereinheiten** | |
| Zwischenkreisspannung | 600 V |
| Taktfrequenz | 4 kHz |
| **Antriebe** | |
| Mögliche Anzahl der Wechselrichtereinheiten | $1 \cdots 21$ |
| Mögliche Summenkabellängen | $20\,\text{m} \cdots 1300\,\text{m}$ |

Tabelle 2.1.: Daten des für die Untersuchungen zur Verfügung stehenden Antriebssystems

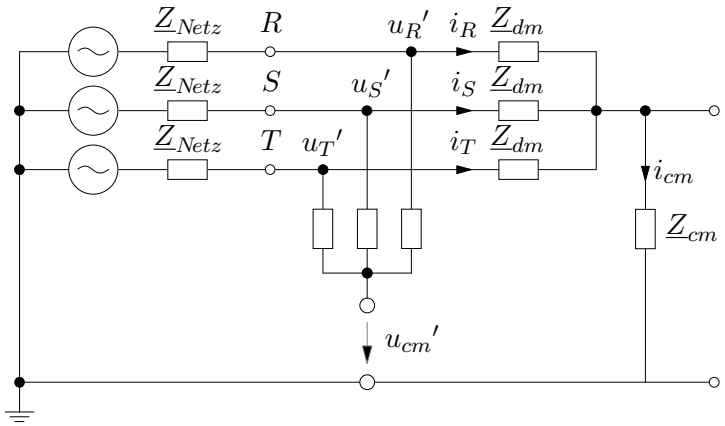


Abbildung 2.2.: Definition Gleichtakt-Gegentakt

dieser Arbeit werden durchgängig die Bezeichnungen Gleichtakt- und Gegentaktanteil verwendet, die entsprechenden Größen werden mit dem Index cm (common mode) und dm (differential mode) versehen.

Die Gleichtaktanteile lassen sich mit den Gleichungen (2.1) und (2.2) aus den Stranggrößen berechnen:

$$i_{cm} = i_R + i_S + i_T \tag{2.1}$$

$$u_{cm}{}' = \frac{u_R{}' + u_S{}' + u_T{}'}{3} \tag{2.2}$$

Addiert man die Ströme in den drei Phasen, so ergibt sich daraus der Gleichtaktstrom $i_{cm}$. Dies gilt natürlich auch für die Ströme in den Zwischenkreisschienen. Sind die Impedanzen $\underline{Z}_{dm}$ in den einzelnen Phasen gleich, so verteilt sich dabei der Gleichtaktstrom gleichmäßig auf alle Leiter. Die Gleichtaktspannung an einer beliebigen Stelle des

Systems $u_{cm}{}'$ berechnet sich aus dem arithmetischen Mittelwert der Spannungen der einzelnen Leiter gegen Erde.

Im Verlauf dieses Kapitels werden für jedes Element des Antriebssystems jeweils zwei Modelle ermittelt. Eines, das das Element vollständig beschreibt und für die Simulation im Zeitbereich verwendet werden kann, und ein zweites, das nur das Gleichtaktsystem beschreibt und für eine Betrachtung im Frequenzbereich herangezogen werden kann.

## 2.1. Netzanschaltung

Die Netzanschaltung wird nach VDE 0100 nach Art der Erdung unterschieden. Prinzipiell werden bei Frequenzumrichtern nur die drei Phasen angeschlossen, der Neutralleiter bleibt frei [50]. Insofern können hier TN-S- und TN-C-Systeme gleichgesetzt werden. In dieser Arbeit wird von einem TN-C-System ausgegangen. Bei dieser Art der Netzanschaltung wird der Sternpunkt des Einspeisetransformators geerdet und mit dem Erdleiter PE und dem Neutralleiter N oder dem kombinierten Leiter PEN verbunden. In Abbildung 2.3 a) ist ein Ersatzschaltbild für die Netzanschaltung eines TN-C-Netzes gezeigt. In der Impedanz $\underline{Z}_{Netz}$ sind dabei die Streuinduktivitäten des Einspeisetrans-

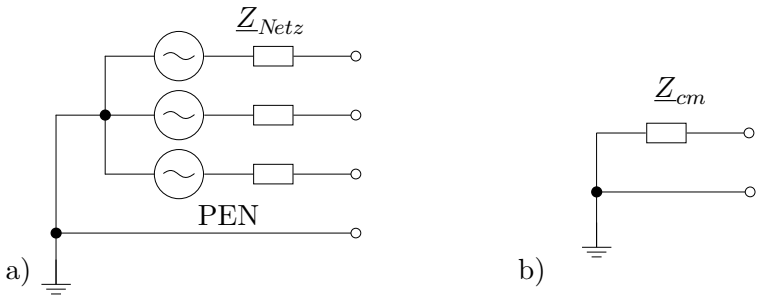


Abbildung 2.3.: Ersatzschaltbild der Netzanschaltung a) vollständig b) im Gleichtaktsystem

formators und die ohmschen Widerstände des Transformators und der Zuleitung sowie die Induktivität der Zuleitung berücksichtigt. In der Abbildung 2.3 b) wird das für den Gleichtaktfall abgeleitete Ersatzschaltbild dargestellt. Die Gleichtaktimpedanz $\underline{Z}_{cm}$ berechnet sich aus der der Parallelschaltung der Netzimpedanzen in den drei Phasen:

$$\underline{Z}_{cm} = \frac{\underline{Z}_{Netz}}{3} \tag{2.3}$$

Die Impedanz ist dominiert von der Streuinduktivität des Einspeisetransformators. Deshalb kann zur Bestimmung eine Kurzschlussmessung herangezogen werden.

## 2.2. Netzfilter

Das Netzfilter, häufig auch als Funkentstörfilter oder EMV-Filter bezeichnet,wird am Netzanschlusspunkt installiert. Es soll die elektromagnetische Verträglichkeit (EMV)

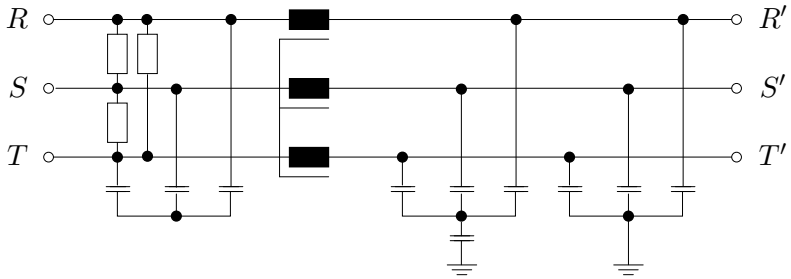


Abbildung 2.4.: Aufbau eines typischen Netzfilters

des Umrichters sicherstellen. In erster Linie müssen hierzu hochfrequente Gleichtaktströme zum Umrichter zurückgeleitet werden, um zu verhindern, dass sie über das Netz fließen und dabei andere Verbraucher stören [17,21]. In Abbildung 2.4 ist das Schaltbild eines typischen Netzfilters dargestellt [17]. Häufig werden auch Filter höherer Ordung verwendet. Die Filter sind als Tiefpassfilter ausgelegt, so dass höherfrequente Anteile gedämpft werden. Die Dämpfungswirkung beginnt in der Regel oberhalb von 100 bis 150 kHz. Damit liegt sie oberhalb des für diese Arbeit interessanten Frequenzbereichs. Da für die untersuchte Thematik hier nur das Gleichtaktverhalten interessiert, ergeben sich Ersatzschaltbilder nach Abbildung 2.5 a) und b). Dabei wird die Wirkung

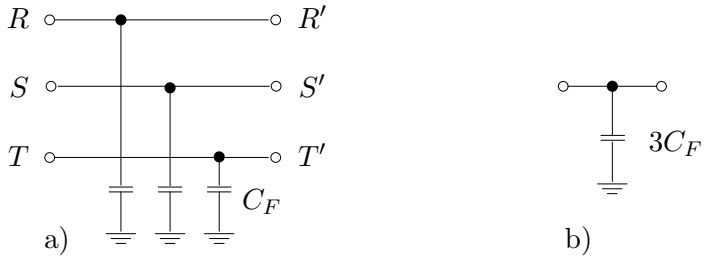


Abbildung 2.5.: Ersatzschaltbild für Netzfilter a) vollständig b) im Gleichtaktsystem

der stromkompensierten Drossel vernachlässigt, da diese bei den hohen Gleichtaktströmen, die auf Grund der untersuchten Schwingungen auftreten, schon in Sättigung geht und damit praktisch ihre Wirkung verliert. Dadurch sind im Gleichtaktsystem nur die Kapazitäten gegen Erde wirksam. Sie werden in $C_F$ zusammengefasst.

## 2.3. Drossel

Für den Betrieb der Ein- und Rückspeiseeinheit wird eine Drossel benötigt, um den Netzstrom und die Zwischenkreisspannung regeln zu können. Die Drossel fungiert dabei als Hochsetzstellerdrossel. Eine nähere Beschreibung der Funktionsweise der E/R-Einheit findet sich in Abschnitt 2.4.

Da die Eigenschaften der Drossel einen entscheidenden Einfluss auf das Verhalten des

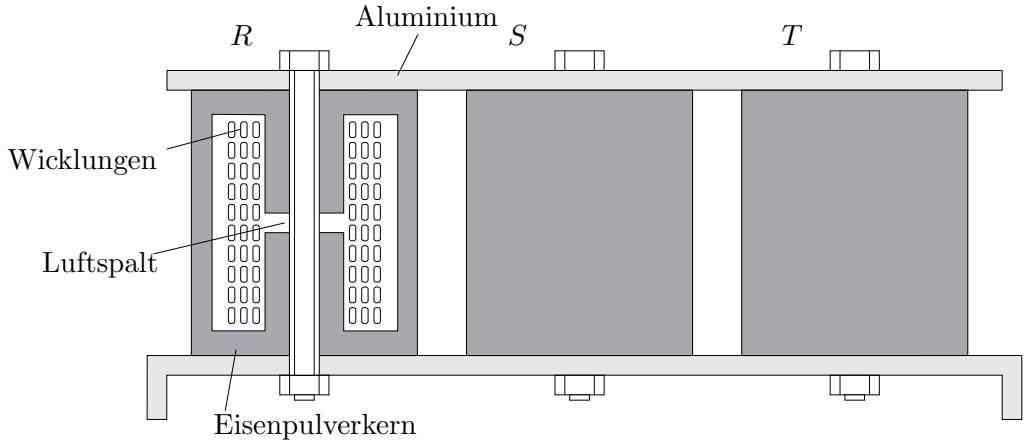


Abbildung 2.6.: schematische Darstellung der Hochsetzstellerdrossel mit Eisenpulverkernen

Gleichtaktsystems haben, werden im folgenden drei verschiedene Arten von Hochsetzstellerdrosseln untersucht.

### 2.3.1. Hochsetzstellerdrossel mit Eisenpulverkernen

In diesem Abschnitt wird eine Hochsetzstellerdrossel mit Eisenpulverkernen untersucht. Die Kerne bestehen aus Eisenpulver, das mit einem Bindemittel in Form gepresst wird. Die untersuchte Drossel wird in dem in Tabelle 2.1 dargestellten Antriebssystem eingesetzt und besteht aus drei einzelnen Topfkernen, in die jeweils die Wicklungen eingebracht sind. In Abbildung 2.6 ist der Aufbau der Drossel schematisch dargestellt. Zwischen den Induktivitäten besteht dabei keine magnetische Kopplung. Da der Aufbau der Spulen identisch ist, genügt es, eine einzelne Spule zu untersuchen.

#### Verlustmechanismen

Die in der Drossel entstehenden Verluste haben einen großen Einfluss auf das Verhalten des Gleichtaktsystems, daher werden im Folgenden die verschiedenen physikalischen Phänomene, die zu Verlusten führen an Hand der Hochsetzstellerdrossel mit Eisenpulverkernen näher untersucht.

So besitzt die Wicklung einen ohmschen Widerstand im Gleichstromfall $R_{DC}$, der durch die Länge $l_{cu}$, die Querschnittsfläche $A_{cu}$ und den spezifischen Widerstand $\rho_R$ des Leiters definiert ist:

$$R_{DC} = \rho_R \cdot \frac{l_{cu}}{A_{cu}} \tag{2.4}$$

Treten höherfrequente Ströme auf, erhöht sich der ohmsche Widerstand auf Grund des Skineffekts. Dabei werden die Ströme mit zunehmender Frequenz in die Außenbereiche des Leiters verdrängt. Man nimmt vereinfacht an, dass der gesamte Strom nur in einer

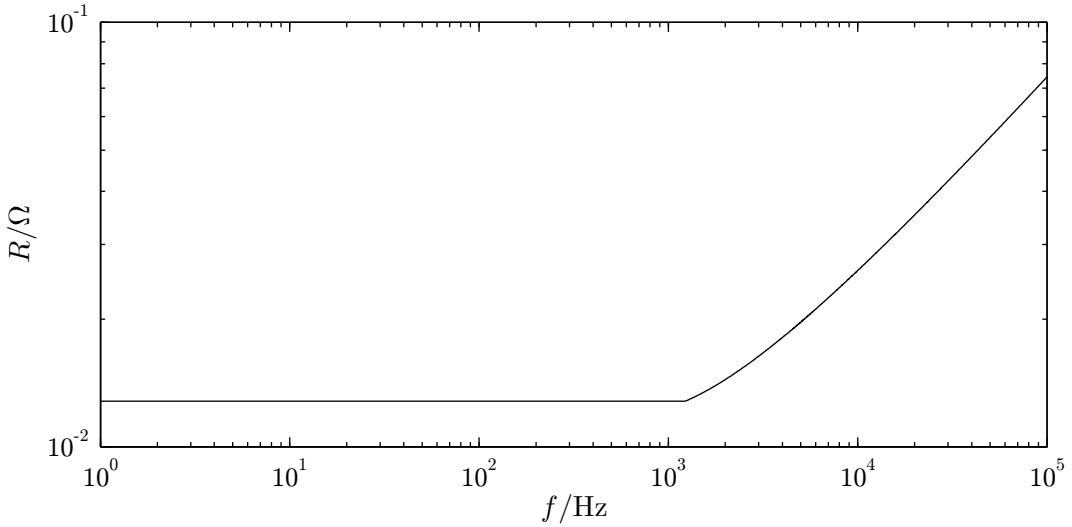


Abbildung 2.7.: Darstellung des ohmschen Widerstandes der Wicklung der untersuchten Drossel unter vereinfachter Berücksichtigung des Skineffekts

Schicht mit der Skintiefe $\delta$ fließt [33]. Es ergibt sich somit auf Grund der verringerten Querschnittsfläche ein vergrößerter ohmscher Widerstand des Leiters. Für einen rechteckigen Leiterquerschnitt der Breite $b$ und der Höhe $h$ berechnet sich der Widerstand näherungsweise nach folgenden Gleichungen, wobei gilt $b > h$ [10]:

$$\delta = \sqrt{2/(\omega\mu_0\mu_r\kappa)} \tag{2.5}$$

$$R_{skin} = \rho_R \cdot \frac{l_{cu}}{2\delta(b+h)} \tag{2.6}$$

Die Abbildung 2.7 zeigt näherungsweise den durch den Skineffekt verringerten ohmschen Widerstand der Wicklung einer Phase in Abhängigkeit der Frequenz. Es zeigt sich dabei deutlich, dass der Skineffekt ab ca. 1 kHz den wirksamen ohmschen Widerstand erhöht. Die dabei auftretenden Werte sind aber eher gering, wenn man zusätzlich noch berücksichtigt, dass der Widerstand im Gleichtaktsystem durch die Parallelschaltung noch durch den Faktor drei geteilt wird.

Zusätzlich zur Stromverdrängung aufgrund des Stromes im Leiter ist in der Wicklung auch ein äußeres wechselndes Magnetfeld vorhanden, das den Strom verdrängt und damit den effektiven für den Stromfluss zur Verfügung stehenden Leiterquerschnitt noch weiter verringert. Die äußeren magnetischen Felder entstehen in dem betrachteten Fall durch den Strom in benachbarten Drähten derselben Wicklung und durch die Aufweitung des magnetischen Feldes im Bereich des Luftspalts des Kerns. Dieser Effekt wird als Proximity-Effekt bezeichnet [1]. Dadurch werden der ohmsche Widerstand des Leiters und damit auch die Verluste weiter erhöht. Die Erhöhung der Verluste durch den Proximity-Effekt hängt im Wesentlichen von der Geometrie, der Frequenz und der Flussdichte des äußeren Magnetfeldes ab. Eine Berechnung der Verluste ist nur über Finite-Elemente-Rechnungen möglich. Davon wurde hier aber auf Grund des hohen

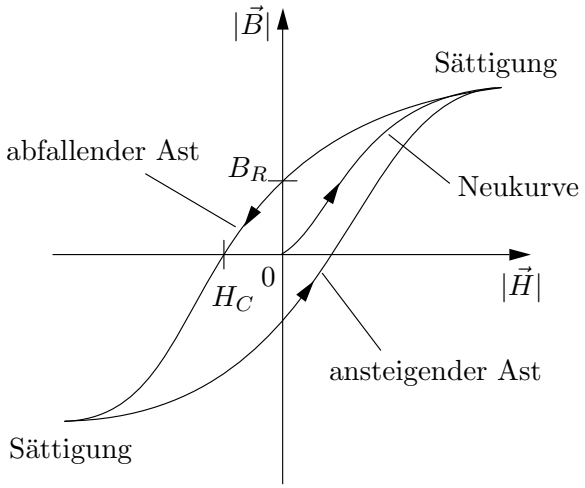


Abbildung 2.8.: Hystheresekurve eines ferromagnetischen Materials

Aufwandes und der fehlenden Materialdaten abgesehen.

Für die weitere Analyse soll der Einfluss des Kerns untersucht werden. Der Kern besteht aus Eisenpulver, das mit einem Bindemittel verbunden ist. Da die Permeabilität des Bindemittels ungefähr der Permeabilität von Luft entspricht, verhält sich das Kernmaterial ähnlich wie ein Eisenkern mit Luftspalt, wobei der Luftspalt hier auf viele kleine Luftspalte zwischen den Eisenpulverteilchen verteilt ist. Durch die Isolationseigenschaften des Bindemittels wird die spezifische Leitfähigkeit des Kernmaterials reduziert. Dies bewirkt eine Reduzierung der Wirbelströme. Diese Ströme fließen als Folge eines sich ändernden magnetischen Feldes. Sie wirken nach der Lenzschen Regel der Ursache, also der Änderung des Magnetfelds entgegen. Durch den ohmschen Widerstand des Kernmaterials entstehen dabei Verluste. Aus einer Näherung für die Wirbelstromverluste in einem geblechten Kern mit der Blechdicke $d$, dem spezifischen Widerstand $\rho_e$ und dem Volumen $V$ lassen sich die wichtigsten Abhängigkeiten ableiten [22, 56]:

$$P_{WS} \approx \frac{1}{24\,\rho_e}\omega^2 d^2 B_{max}^2 V \tag{2.7}$$

Die Verluste steigen quadratisch mit der Frequenz $\omega$ mit der maximalen Flussdichte $B_{max}$ und der Blechdicke $d$, und zeigen eine indirekt proportionale Abhängigkeit vom spezifischen Widerstand $\rho_e$. Die Blechdicke $d$ entspricht in dem Fall der Eisenpulverkerndrossel dem Durchmesser der Eisenpulverteilchen.

Der hier betrachtete Kern hat auf Grund des Eisenanteils ferromagnetische Eigenschaften und damit eine sehr hohe Permeabilität. Des Weiteren zeigt er ein Hystereseverhalten mit Sättigungserscheinungen. Mit Hilfe der Hystheresekurve lassen sich diese Eigenschaften besonders deutlich darstellen. In Abbildung 2.8 ist dies beispielhaft gezeigt.

Erhöht man ausgehend von unmagnetisiertem Material (0) die magnetische Feldstärke bis zur Sättigung, so wird die Neukurve durchlaufen. Es richten sich immer mehr

Weisssche Bezirke in Richtung des Feldes aus, und verstärken die Induktion. Im Bereich der Sättigung sind alle Elementarmagnete ausgerichtet, so dass eine weitere Erhöhung des Feldes die Induktion nur mehr mit der Permeabilität $\mu_0$ verstärkt. Verringert man daraufhin die Feldstärke wieder, so befindet man sich auf dem abfallenden Ast und erhält eine größere Induktion als auf der Neukurve, da die Weissschen Bezirke erst wieder ihre Ausrichtung ändern müssen. Bei Feldstärke null ist deshalb immer noch die Remanenzinduktion $B_R$ vorhanden und es muss eine negative Feldstärke $H_C$ angelegt werden, um die Induktion auf null zu verringern. Bei weiterer Verringerung erreicht man dann den negativen Sättigungsbereich. Während der nachfolgenden Erhöhung der Feldstärke befindet man sich auf dem ansteigenden Ast, bis man wieder zum positiven Sättigungsbereich gelangt. Genauere Beschreibungen des Hystereseverhaltens finden sich unter anderem in [2] oder [6].

Die Form der Hystereseschleife hängt von verschiedenen Faktoren ab [6]. So ergeben sich abhängig von der Aussteuerung unterschiedliche Kurven, die sich innerhalb der Hystheresekurve bei Vollaussteuerung befinden, wobei die Kurven kleinerer Aussteuerung jeweils schmäler sind. Je höher die Frequenz ist, um so mehr werden die Kurven aufgeweitet. Durch eine Erhöhung der Temperatur wiederum verringert sich die Steigung der Kurven. Eine Vergrößerung des Luftspalts erzeugt eine Scherung der Hystheresekurve.

Beim Durchlaufen der Hystheresekurve entstehen Verluste im Kern, die so genannten Hystereseverluste. Sie sind proportional zu der von der Hystheresekurve umschlossenen Fläche. Die Hystereseverluste berechnen sich bei sinusförmiger Erregung nach der Formel von Steinmetz [19, 48]:

$$P_H = \eta f B^{1,6} \tag{2.8}$$

Sie steigen linear mit der Frequenz und mit der 1,6-ten Potenz der magnetischen Flussdichte. Durch den Faktor $\eta$ werden die Materialeigenschaften berücksichtigt.

Betrachtet man alle hier dargestellten Verlustmechanismen, so zeigen sich verschiedene Abhängigkeiten. Die Wichtigsten dabei stellen die Materialeigenschaften, die Flussdichte und die Frequenz dar. Grundsätzlich kann man ableiten, dass eine Erhöhung der Flussdichte und/oder der Frequenz eine Erhöhung der Verluste erzeugt, die sich in verschiedenen Verlustarten verschieden stark auswirkt.

### Induktivität

Um die induktive Wirkungsweise der Drossel im elektrischen Netzwerk zu analysieren, sei im Weiteren allgemein eine Spule mit Eisenkern betrachtet. Die elektrischen Größen Spannung und Strom sind dabei über die Hystheresekennlinie miteinander verknüpft. Über die Integration der Flussdichte $\vec{B}$ nach der Querschnittsfläche des Kerns $\vec{A}_{Kern}$ erhält man den magnetischen Fluss $\Phi$. Multipliziert mit der Windungszahl ergibt sich daraus die Flussverkettung $\Psi$:

$$\Psi = N\,\Phi = N \iint_A \vec{B} d\vec{A}_{Kern} \tag{2.9}$$