



TUHH

Bachelorarbeit

Elektromagnetische Modellierung und Simulation von Verlustleistungen in Spuleneinheiten elektrischer Maschinen

Autor

Jobst Christian Georg Märkle

Matrikelnummer: 527422

7. Juli 2025

- 1. Prüfer: Prof. Dr.-Ing. Thorsten A. Kern
- 2. Prüfer: Folke Schwinning, M.Sc.
- Betreuer: Folke Schwinning, M.Sc.

am



Zusammenfassung

Die ausgearbeitete Bachelorarbeit untersucht die in einer Spuleneinheit auftretenden Verlustmechanismen und deren physikalische Entstehungsprozesse. Im Fokus steht die analytische Modellierung der Kernverluste in MATLAB unter Verwendung des Bertotti-Modells, das auf dem Prinzip der Verlustseparation basiert und eine differenzierte Aufteilung in Hysterese-, Wirbelstrom- und Excessverluste erlaubt. Zur Bewertung der Materialabhängigkeit werden verschiedene weichmagnetische Werkstoffe hinsichtlich ihrer Eignung für eine verlustarme Spulenauslegung ausgewertet. Das analytische Modell wird mit alternativen Ansätzen verglichen, unter anderem mit einer physikalisch-parametrischen Simulation in Simulink. Die Modelle werden anhand experimenteller Messdaten hinsichtlich ihrer Güte validiert. Abschließend werden auf Basis der Modellierungs- und Simulationsergebnisse materialtechnische Empfehlungen für eine optimierte Spulenauslegung der Axialflussmaschine formuliert.

Abstract

This bachelor thesis investigates the loss mechanisms occurring in a coil unit and their physical formation processes. The study focuses on analytical modeling of core losses in MATLAB using the Bertotti model, which is founded on the principle of loss separation and enables a detailed decomposition into hysteresis, eddy current, and excess losses. To evaluate the material dependence, several soft magnetic materials are evaluated with regard to their suitability for a low-loss coil design. The analytical model is compared with alternative approaches, including a parametric-physical simulation in Simulink. The models are validated in terms of their quality using experimental measurement data. Finally, material recommendations for an optimized coil design of the axial flux machine are formulated based on the modeling and simulation results.

Aufgabenstellung

Für die Energiewende und die Dekarbonisierung der Gesellschaft spielen hocheffiziente elektrische Maschinen eine bedeutende Rolle. Das Institut für Mechatronik im Maschinenbau (IMEK) forscht in diesem Themenfeld an der Auslegung, Modellierung und Optimierung von Axialfluss-Synchronmaschinen, die aufgrund ihres Aufbaus und Wirkprinzips viele Vorteile hinsichtlich der Effizienz und Leistungsdichte bieten.

Die multiphysikalische Auslegung und Optimierung elektrischer Maschinen findet mittels elektromagnetischen und thermischen (Meta-)Modellen in einem iterativen, metamodellbasierten Solver statt. Ein besonderer Einfluss wird der Dimensionierung und Gestaltung der Spuleneinheiten zugeschrieben, da in den Spuleneinheiten der größte Verlust anfällt und sie einen großen Lösungsraum hinsichtlich der elektromagnetischen und thermischen Gestaltung aufspannen.

Um zuverlässige Aussagen über die Verluste in den einzelnen Komponenten treffen zu können, ist die Entwicklung von Modellen nötig, die die Verluste für unterschiedliche Materialien (Eisenkern und Spulenleiter) und Geometrien simulieren oder anhand empirischer Modelle berechnen. Die Arbeit umfasst eine Literaturrecherche zu Verlusten in Spuleneinheiten sowie eine darauf basierende Erstellung von Simulationsmodellen. Dafür sollen elektromagnetische Simulationen der Leiter- und Kernverluste erstellt und vorhandene Modelle (z.B. Steinmetz, Bertotti, Jiles-Atherton oder Modelle der PELS MagNet Challenge) untersucht, verglichen und ggf. kombiniert werden. Dafür können Werkzeuge wie die FEM-Simulationssoftware COMSOL Multiphysics, MATLAB- und Python-Skripte oder Simulationsumgebungen wie Simulink/Simscape verwendet werden.

Eigenständigkeitserklärung

Ich erkläre, dass ich meine bei Prof. Dr.-Ing. Thorsten A. Kern eingereichte Bachelorarbeit mit dem Titel

Elektromagnetische Modellierung und Simulation von Verlustleistungen in Spuleneinheiten elektrischer Maschinen

selbstständig und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel angefertigt habe und dass ich alle Stellen, die ich wörtlich oder sinngemäß aus Veröffentlichungen entnommen habe, als solche kenntlich gemacht habe. Die Arbeit hat bisher in gleicher oder ähnlicher Form oder auszugsweise noch keiner Prüfungsbehörde vorgelegen. Ich versichere, dass die eingereichte schriftliche Fassung der auf dem beigefügten Medium gespeicherten Fassung entspricht.

Jobst Christian Georg Märkle
Hamburg, 7. Juli 2025

Rechtevereinbarung

An die

Technische Universität Hamburg (TUHH)

Ich habe an der TUHH am Institut für Mechatronik im Maschinenbau (M-4) unter Betreuung von Folke Schwinning, M.Sc. eine Bachelorarbeit mit dem Titel

Elektromagnetische Modellierung und Simulation von Verlustleistungen in Spuleneinheiten elektrischer Maschinen

angefertigt.

Hiermit räume ich der TUHH und den Mitgliedern der TUHH unentgeltlich das nichtausschließliche Recht ein, die Inhalte meiner Bachelorarbeit sowie sämtlicher damit überlieferter Dokumente und Daten ganz oder in Teilen für Zwecke der Forschung und Lehre zu veröffentlichen, zu vervielfältigen, zu verbreiten, zu bearbeiten und öffentlich wiederzugeben. Eine darüber hinaus gehende Nutzung ist nicht gestattet.

Jobst Christian Georg Märkle
Hamburg, 7. Juli 2025

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	iii
Tabellenverzeichnis	iv
Symbolverzeichnis	v
Abkürzungsverzeichnis	vi
1 Einleitung	1
1.1 Ausgangslage	1
1.2 Geometrische Maße und Betriebsbedingungen	2
2 Verluste	3
2.1 Kernverluste	4
2.1.1 Hystereseverluste	4
2.1.2 Wirbelstromverluste	6
2.1.3 Excessverluste	7
2.2 Bezug zur Modellbildung	7
3 Materialien	9
3.1 Hartmagnetisch	9
3.2 Weichmagnetisch	9
3.2.1 Sättigung	10
3.3 Verlustminimierung	11
3.3.1 Kernverluste	12
3.3.2 Spulenverluste	13
3.4 Auswahl der Materialien	13
3.5 Datenakquise	15
4 Modellierung in MATLAB	17
4.1 Modelle der Magnet-Challenge	17
4.2 Bertotti-Modell	17
4.3 Höganäs-Modell	23
4.4 Vergleich der Modellierungen	25

4.5	Auswertung der Modelle	27
5	Simulation in Simulink und Simscape	28
5.1	Modellaufbau	28
5.1.1	Simulationsmethoden und Parametrisierung	28
5.2	Simulationsergebnisse	29
5.3	Simulationsauswertung	30
6	Vergleich und Diskussion	31
6.1	Vergleich der Modellierung und Simulation	31
6.2	Zusammenfassung der Ergebnisse	32
7	Fazit und Ausblick	34
7.1	Fazit	34
7.2	Ausblick	35
A	Anhang	36
	Literatur	51

Abbildungsverzeichnis

2.1	Übersicht der verschiedenen Verluste	3
2.2	vereinfachte Standard-Hysteresekurve	5
2.3	klassische Wirbelstromkurve	6
2.4	mikroskopische und makroskopische Wirbelströme	7
3.1	Sättigungskurve von reinem Eisen	11
3.2	Schematischer Verlauf der Wirbelströme	12
3.3	Übersicht weichmagnetischer Materialien	14
4.1	Verlustleistungskurven für TK powercore® traction	20
4.2	Verlustleistungsdichtekurven für TK powercore® 280 35 PP	22
4.3	R^2 und rel. Fehler iterativ für TK powercore® 235 35 A	23
4.4	Verlustleistungskurven für TK powercore® traction 020 130Y320	25
4.5	nor. Residuen für TK powercore® 280 35 PP	26
4.6	Verlustleistungsdichtekurven für TK powercore® 280 35 PP	26
5.1	Verlustleistung im Simulinkmodell des Materials Hiperco 50	30
6.1	Anteil der Hysterese-, Wirbelstrom- und Excessverluste	33
A.1	3D-Anpassung des Bertotti-Modells	36
A.2	3D-Anpassung des Höganäs-Modells	37
A.3	Gesamtverlust powercore® 235 35 A	38
A.4	Gesamtverlust powercore® 280 35 PP	38
A.5	Gesamtverlust powercore® GO 20	39
A.6	Gesamtverlust powercore® traction NGO 020 130Y320	39
A.7	Gesamtverlust Hiperco 50	40
A.8	Gesamtverlust Somaloy 700HR 5P	40
A.9	Gesamtverlust Somaloy 130i 5P	41
A.10	Gesamtverlust Somaloy 110i 5P	41
A.11	Induktion von Wirbelströmen durch den Skin-Effekt	43
A.12	Induktion von Wirbelströmen durch den Proximity-Effekt	44
A.13	Datenblatt Hiperco 50-1	45
A.14	Datenblatt Hiperco 50-2	46

A.15 Datenblatt Somaloy 700HR 5P	47
A.16 Datenblatt Somaloy 130i 5	48
A.17 Datenblatt Somaloy 110i 5	49

Tabellenverzeichnis

4.1 Vergleich der Operatoren <code>lsqnonneg</code> und <code>lsqcurvefit</code>	22
4.2 Vergleich des Bertotti- und Höganäs-Modells	25
4.3 Vergleich der Verlustleistungsdichtekoeffizienten	27
6.1 Vergleich der Simulation und Modellierung	31

Symbolverzeichnis

Symbol	Bezeichnung	Einheit
A	Fläche	m^2
α	Exponent der Flussdichte	-
B	magnetische Flussdichte	T
B_m	Flussdichte bei Sättigung	T
B_r	Remanenzflussdichte	T
d	Durchmesser des Spulenkerns	m
δ	Skintiefe	m
d_{lam}	Laminierungsdicke	m
E	elektrische Feldstärke	Vm^{-1}
err_{abs}	absoluter Fehler	Wkg^{-1}
err_{rel}	relativer Fehler	-
f	Frequenz	Hz
F_r	Verhältnis AC- zu DC-Widerstand	-
G_r	Faktor des Proximity-Effekts	-
H	magnetische Feldstärke	Am^{-1}
H_c	Koerzitivfeldstärke	A
H_m	Feldstärke bei Sättigung	Am^{-1}
i	Wechselstrom	A
J	magnetische Polarisation	T
J_s	elektrische Stromdichte	Am^{-2}
J_{sat}	Sättigungspolarisation	T
k_c	Koeffizient der Wirbelstromverluste	$\text{WHz}^{-1} \text{T}^{-1} \text{kg}^{-1}$
k_{ex}	Koeffizient der Excessverluste	$\text{WHz}^{-1} \text{T}^{-1} \text{kg}^{-1}$
k_h	Koeffizient der Hystereseverluste	$\text{WHz}^{-1} \text{T}^{-1} \text{kg}^{-1}$
l	Länge	m
M	Magnetisierung	Am^{-1}
$\vec{m}_i$	magnetisches Dipolmoment	Am^2
M_{sat}	Sättigungsmagnetisierung	Am^{-1}
μ_0	magnetische Feldkonstante	NA^{-2}
μ_r	magnetische Permeabilität	$\text{VsA}^{-1} \text{m}^{-1}$
n	Elementanzahl	-

Symbol	Bezeichnung	Einheit
N	Windungsanzahl	-
Φ	magnetischer Fluss	Wb
P_{Prox}	Verlustleistung des Proximity-Effekts	W
P_{Skin}	Verlustleistung des Skin-Effekts	W
P_{total}	Verlustleistung	W
P_{Verlust}	Verlustleistungsdichte	Wkg^{-1}
R	elektrischer Widerstand	Ω
R_{AC}	AC-Widerstand	Ω
r	Radius des Spulenkerns	m
R_{DC}	DC-Widerstand	Ω
ρ_{el}	spezifischer elektrischer Widerstand	Ωm
ρ_{m}	Massendichte	kgm^{-3}
R_{m}	magnetischer Widerstand	$\text{AV}^{-1}\text{s}^{-1}$
σ	elektrische Leitfähigkeit	Sm^{-1}
Θ	magnetische Durchflutung	A
V	Volumen	m^3

Abkürzungsverzeichnis

R^2	<i>coefficient of determination</i>
AFM	Axialflussmaschine
BM	Bertotti-Modell
GNO	<i>not grain oriented</i>
GO	<i>grain oriented</i>
HM	Höganäs-Modell
LGS	lineares Gleichungssystem
LSS	<i>least square solution</i>
MSE	<i>mean squared error</i>
RMSE	<i>root mean squared error</i>
SMC	<i>soft magnetic composite</i>
VLD	Verlustleistungsdichte

1 Einleitung

Am Institut für Mechatronik im Maschinenbau (iMEK) der TU Hamburg wird intensiv an der Entwicklung und Optimierung von Axialflussmaschinen (weiter als AFM bezeichnet) geforscht. Es wurden bereits erste Prototypen sowie einzelne Komponenten dieses innovativen Motorkonzepts realisiert, wobei das langfristige Ziel darin besteht, eine leistungsfähige und effiziente Axialflussmaschinen für den praktischen Einsatz als Antriebsmotor zu entwickeln. Ein zentrales und bedeutendes Element für die Leistungsfähigkeit und Effizienz der AFM sind die Spuleneinheiten, welche zu einem signifikanten Anteil an der gesamten Verlustleistung der AFM beitragen.

Diese Bachelorarbeit widmet sich der Modellierung und Simulation der Verlustleistungen in den Spuleneinheiten der Axialflussmaschine. Dabei werden unterschiedliche weichmagnetische Materialien, welche prinzipiell für die Realisation des Spulenkerns in Frage kommen, hinsichtlich ihrer Auswirkungen auf die Verluste untersucht. Die Analyse erfolgt sowohl anhand analytischer Modelle zur Verlustberechnung in MATLAB als auch durch eine parametrisch-physikalische Simulation in Simulink.

Ziel dieser Arbeit ist es, die technischen und innovativen Ansätze zur Minimierung der Verluste zu identifizieren und bei der Verlustleistungsberechnung zu berücksichtigen. Hierzu werden unterschiedliche Materialvarianten und Optimierungsstrategien gegenübergestellt und hinsichtlich ihrer Wirksamkeit bei der Verlustreduktion analysiert. Die gewonnenen Erkenntnisse sollen dazu beitragen, die Spuleneinheiten der Axialflussmaschine optimal auszulegen und somit die Gesamtperformance der Maschine langfristig zu verbessern.

1.1 Ausgangslage

Die vorausgegangene Masterarbeit von Sven Ließke beschäftigte sich mit der Konzeptionierung und Auslegung eines Versuchsstandes für die Untersuchung von Spuleneinheiten einer AFM. Diese Thesis bildet den ersten Grundstein des Gegenparts und zwar jenen, auf dessen Grundlage die Spuleneinheit der neuen

AFM im weiteren Verlauf der Forschung von SCHWINNING entworfen und gefertigt werden soll. Die in der Theorie simulierten und angenommenen Eigenschaften und Verhaltensweisen sollen dann in Praxisversuchen mit Hilfe des von LIESSKE entwickelten Versuchsstandes verifiziert und validiert werden. Das wichtigste Ziel zur Optimierung der Spuleneinheit ist die Reduzierung der magnetischen, elektrischen und thermischen Verluste. Diese Arbeit beschäftigt sich mit den magnetischen und elektrischen Verlusten vor allem im Kern der Spuleneinheit. Zum Verständnis über die Entstehung und die Ursachen dieser Verluste ist ein grundlegendes Wissen über die physikalischen Hintergründe notwendig. Die Verlustprozesse werden in dem Kapitel 2 ausführlich erläutert und erklärt.

1.2 Geometrische Maße und Betriebsbedingungen

Die geometrischen Maximalabmessungen aus der vorangegangenen Masterarbeit von S.LIESSKE [1] wurden berücksichtigt. Der dort konzeptionierte Versuchsstand kann zur Messung von Spuleneinheiten mit einem Durchmesser von 20 mm bis 100 mm verwendet werden. Die Länge des Prüflings darf zwischen 20 mm und 150 mm variieren. Die in den Modellierungen und Simulationen dieser Thesis betrachteten Spuleneinheiten befinden sich innerhalb dieser Abmessungsgrenzen. Der Frequenzbereich des Betriebs wurde im Rahmen der Aufgabenstellung auf 50 Hz bis 50 kHz festgelegt. Der erste gefertigte Prototyp der Axialflussmaschine hat eine Leistungsaufnahme von 12 kW und besteht aus 12 konzentrisch angeordneten Spuleneinheiten. Jede einzelne Spuleneinheit wird somit bei maximaler Last etwa eine Leistungsaufnahme von 2.5 kW haben.

2 Verluste

Um die in dieser Arbeit verwendeten Modelle zur Verlustleistungsberechnung interpretieren und tiefgreifend verstehen zu können, ist ein weitreichendes Verständnis über die verschiedenen Verlustarten erforderlich. Zudem ist die Unterteilung ausschlaggebend für die Auswahl, die Bewertung und den Vergleich der später analysierten Materialien. In den folgenden Abschnitten werden die möglichen Verluste, wie in Abbildung 2.1 vereinfacht dargestellt, in unterschiedliche Arten differenziert und erklärt. Zu den Verlusten in Spuleneinheiten zählen die Hysterese-, Wirbelstrom- und Excessverluste des Kerns sowie die Wirbelstromverluste durch Skin-Effekt und Proximity-Effekt der Spule.

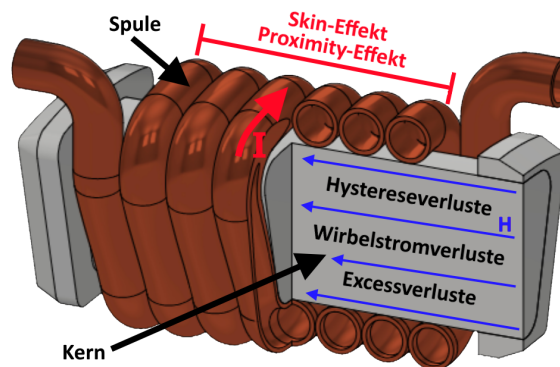


Abbildung 2.1: Übersicht der verschiedenen Verluste [angepasst nach [2, Abb. 2.2]]

Im Verlauf der Recherche wurde entschieden, den Fokus der Arbeit auf Kernverluste zu legen und die Spulenverluste nicht analytisch zu modellieren, da es nur eine sehr geringe Variationsmöglichkeit bezüglich der verwendeten Leitermaterialien gibt. Viel einflussreicher in Bezug auf die Verlustleistung der Spule sind die Wickeltechnik und die Geometrie des Leiters. Da die wechselwirkenden Einflüsse des Proximity- und Skin-Effekts bei hohen Frequenzen dominieren und die Berechnungen der Verlustleistung sehr komplex sind, können sie nur mit sehr hohem Aufwand analytisch gelöst werden. Die Berechnungen finden vorzugsweise mit numerischen Methoden in FEM-Simulationsprogrammen statt, die auf Grund des begrenzten Zeitrahmens dieser Arbeit nicht betrachtet werden konnten. Die Erläuterung der Spulenverluste ist daher im Anhang A.3 zu finden.

2.1 Kernverluste

Zunächst werden in den anschließenden Abschnitten die im Kern der Spuleneinheit entstehenden Hysterese-, Wirbelstrom- und Excessverluste betrachtet. Für diese Verluste gibt es ein breites Spektrum an Optimierungspotential und an verschiedenen Materialien, weshalb der Kernfokus dieser Arbeit auf sie gerichtet wird.

2.1.1 Hystereseverluste

In der Regel werden ferromagnetische Werkstoffe als Kernmaterial von Spuleneinheiten eingesetzt, da sie leicht magnetisiert und dementsprechend umgepolt werden können. Die Umpolung beschreibt im Prinzip eine Zustandsänderung der Elementarmagnete des Ferromagneten, für welche Energie aufgebracht werden muss. Diese Materialien reagieren auf ein extern angelegtes Magnetfeld, indem sie ihre Struktur verändern. Genauer gesagt reagieren die ungepaarten magnetischen Dipolmomente der Atome, welche auf der Richtung der Elektronenspins und der Elektronenumlaufbewegungen beruhen, auf das äußere Magnetfeld.

Die Werkstoffe können in magnetische Domänen unterteilt werden, welche eine typische Größe von 10^{-6} m bis 10^{-4} m aufweisen. [3] In diesen Bereichen sind die Dipolmomente grundsätzlich in die gleiche Richtung orientiert. Wird nun ein Magnetfeld von außen angelegt, vergrößern sich die Domänen, die mit der Richtung des Magnetfeldes übereinstimmen, und die Domänenwände (engl. *domain walls*) verschieben sich.

Bei entmagnetisiertem Material, gleichbedeutend mit einer Nettomagnetisierung von null, steigt selbige bei Anlegen eines Magnetfeldes nahezu proportional. Dies ist der Bereich, in dem die Werkstoffe unter vereinfachten Annahmen auf die angelegte Erregung quasi-linear reagieren. Die durchschnittliche Vektorsumme der Dipolmomente $\vec{m}$ über ein gegebenes Volumen V spiegelt die Magnetisierung M wider. Mit dieser erhält man über folgende Formeln die magnetische Polarisation J und die magnetische Flussdichte B . [4]

$$\vec{M} = \frac{\sum \vec{m}_i}{V} \quad (2.1)$$

$$\vec{J} = \mu_0 \cdot \vec{M} \quad (2.2)$$

$$\vec{B} = \vec{J} + \mu_0 \cdot \vec{H} \quad (2.3)$$

Sobald das externe Magnetfeld entfernt wird, bleibt die Polarisation ferromagnetischer Stoffe zum Teil weiter bestehen. Die verbleibende Flussdichte wird als Remanenzflussdichte B_r bezeichnet und stellt ein wichtiges Charakteristikum zum Vergleich mit anderen Materialien dar. Um das verbleibende innere Magnetfeld abzubauen, wird also „zusätzliche“ Energie benötigt.

Beschrieben werden können diese Verluste über eine Hysteresekurve, welche mit den charakteristischen Werten in Abbildung 2.2 dargestellt ist. Der Flächeninhalt der Kurve spiegelt die Hystereseverluste pro Zyklus wider. Der Verlauf der Hysteresekurve ist unabhängig von der Frequenz aber abhängig von der Temperatur des Ferromagneten.

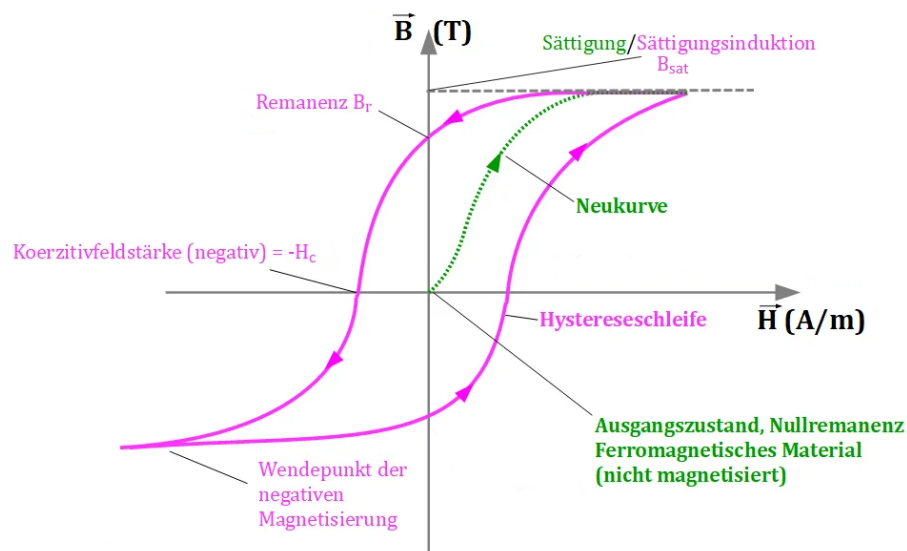


Abbildung 2.2: vereinfachte Standard-Hysteresekurve [angepasst nach [5]]

Eine weitere relevante Vergleichsgröße unterschiedlicher Materialien ist die Koerzitivfeldstärke H_c . Diese gibt an wie groß das externe magnetische Feld in die umgekehrte Richtung angelegt werden muss, um die Remanenz des Werkstoffes abzubauen. Bei der aufgebrachten Feldstärke H_c hat das Material also eine Nettomagnetisierung nach außen von null.

Die Sättigungsflussdichte B_{sat} gibt die maximale Flussdichte eines Werkstoffes an. Diese Aussage ist jedoch vereinfacht und wird im Abschnitt 3.2.1 dieser Arbeit genauer erläutert.[6]

2.1.2 Wirbelstromverluste

Zunächst werden die Wirbelstromverluste im Kern betrachtet. Wirbelströme entstehen dort durch das sich zeitlich ändernde Magnetfeld, welches auf Grund des Wechselstromes in der Spule erzeugt wird. Die Herleitung dieser Wirbelströme erfolgt auf Basis der Maxwellgleichungen. Die Wirbelströme sind wiederum für ein Magnetfeld verantwortlich, welches nach der Lenz'schen Regel dem ursprünglichen Magnetfeld entgegenwirkt.

$$\frac{\partial B}{\partial t} = -\nabla \times E \quad (2.4)$$

$$E = \frac{J_s}{\sigma} \quad (2.5)$$

$$J_s = \nabla \times H \quad (2.6)$$

$$\frac{\partial B}{\partial t} = -\nabla \times \frac{\nabla \times H}{\sigma} \quad (2.7)$$

Das resultierende Magnetfeld ist somit abgeschwächt. Die hier betrachteten Wirbelströme können im Gegensatz zu den Excessverlusten in Abschnitt 2.1.3 als makroskopisch betrachtet werden. Der Vergleich ist in Abbildung 2.4 dargestellt. Nahezu analog zu den Hysteresekurven kann man die Wirbelstromverluste auch in einem $B(H)$ Plot darstellen, wie in der folgenden Abbildung 2.3 zu sehen ist. Sie

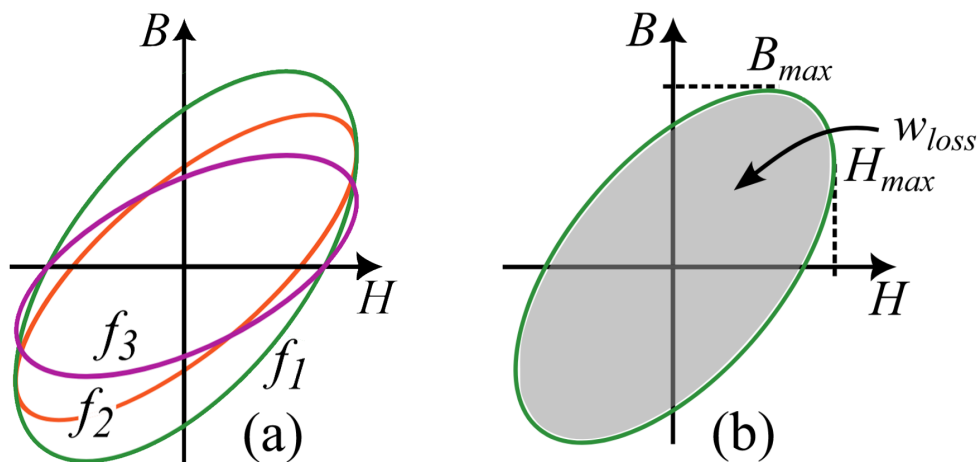


Abbildung 2.3: klassische Wirbelstromkurve (a) frequenzabhängig, (b) mit verllorener Energiedichte [angepasst nach [6, Fig. 12]]

haben allerdings die Form einer Ellipse, welche in ihrer Größe im Vergleich zu der Hystereseschleife neben der Temperatur auch abhängig von der Frequenz ist.

2.1.3 Excessverluste

Die Excessverluste können auf der Ebene des Domänenbereichs, der in Abschnitt 2.1.1 eingeführt wurde, beobachtet und erklärt werden. Gegenüber den zuvor beschriebenen Wirbelströmen werden die Excessverluste als mikroskopisch betrachtet. Ein anschaulicher Vergleich befindet sich in Abbildung 2.4. Sie treten bei den Verschiebungen der Domänenwände auf. Diese bewegen sich allerdings nicht kontinuierlich, sondern durch eine Reihe von Sprüngen. Das dabei auftretende Phänomen wird *Barkhausenrauschen* genannt.

Im Verlauf der Forschung wurde zunächst das originale Einzeldomänenwandmodell von William et al. vorgeschlagen. Aus diesem wurde das periodische Domänenwandmodell von Pry und Bean entwickelt. Später folgte das zufällige Domänenwandmodell von Bertotti. Letzteres, welches im späteren Verlauf dieser Arbeit verwendet wird, ist eines der meist verbreitesten und verwendeten Modelle, da es die Verluste sehr gut modelliert. [7]

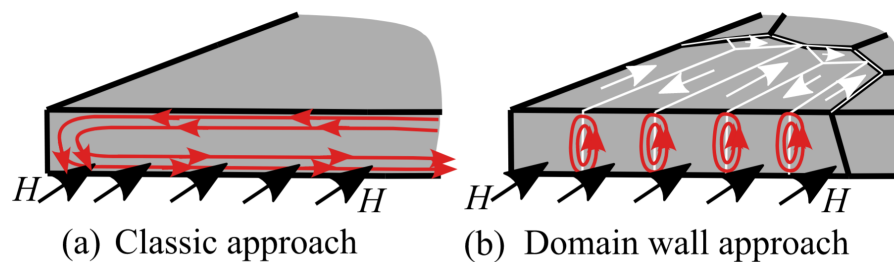


Abbildung 2.4: (a) makroskopische Wirbelströme, (b) mikroskopische Wirbelströme [6, Fig. 14]

2.2 Bezug zur Modellbildung

In Folge der genannten physikalischen Prozesse geht Leistung also an verschiedenen Stellen „verloren“ bzw. wird in Wärme umgewandelt. Der Verlust muss deshalb minimiert werden, um eine möglichst hohe Effizienz der Spuleneinheit und somit auch der AFM zu gewährleisten. Wie eingangs erwähnt fällt der größte Teil des Verlustes in der Spuleneinheit der Maschine an, was die Relevanz der Verlustminimierung an dieser Stelle bekräftigt.

Mit dem zusammenhängenden, technischen Verständnis über die in diesem Kapitel erläuterten Verluste können die in Kapitel 4 verwendeten Modelle und deren Analyse verständlich nachvollzogen werden. Die Grundlage für eine fachkundige

Beurteilung und für den Vergleich der Modellierungs- und Simulationsergebnisse ist hiermit geschaffen.

Die verschiedenen Verluste sind je nach Betriebsbedingungen unterschiedlich stark ausgeprägt. Bei niedrigen Frequenzen dominieren die Hystereseverluste, denn sie sind nur über eine lineare Abhängigkeit mit der Frequenz verbunden. Steigt die Frequenz, gewinnen die Excess- und verschiedenen Wirbelstromverluste im Verhältnis zu den Hystereseverlusten zunehmend an Einfluss. Die Wirbelstromverluste sind quadratisch und die Excessverluste mit der Potenz 1.5 von der Frequenz abhängig. Daher ist es wichtig die Betriebsparameter vor der Auswahl der zu untersuchenden Materialien und im Hinblick auf die Auswertung der Modellierungen und Simulationen festzulegen. Dies ist bereits im Abschnitt 1.2 geschehen.

3 Materialien

In diesem Kapitel werden die für die AFM verwendeten ferromagnetischen Materialien kurz vorgestellt. Die wichtigsten Eigenschaften, die wesentlich im Bezug zu den Verlusten stehen, werden erläutert. Des Weiteren wird in diesem Kapitel erklärt, wie verschiedene Materialien die Verluste minimieren können.

3.1 Hartmagnetisch

Bei hartmagnetischen Materialien handelt es sich um Werkstoffe, die eine hohe Widerstandsfähigkeit gegenüber einer Demagnetisierung haben. Sie weisen Koerzitivfeldstärken von bis zu mehreren hundert kA auf und besitzen eine hohe Remanenz. Deshalb sind als Kernmaterialien für Spuleneinheiten ungeeignet. [8] In der AFM werden sie rotorseitig als Permanentmagnete verwendet. Durch die Wechselwirkung, des von ihnen statisch erzeugten Magnetfeldes, mit dem sich immer wieder umpolenden Magnetfeld der Spuleneinheit wird ein Drehmoment erzeugt. Dieser Mechanismus und deshalb auch hartmagnetische Materialien sind jedoch nicht Bestandteil dieser Arbeit und werden somit nicht weiter betrachtet.

3.2 Weichmagnetisch

Im Gegensatz zu hartmagnetischen Materialien lassen sich weichmagnetische Materialien dagegen einfacher ummagnetisieren und besitzen geringere Koerzitivfeldstärken. Die Grenze ab der nicht mehr von weichmagnetischen Werkstoffen gesprochen wird, unterscheidet sich je nach Definition, liegt aber im Bereich von $H_c \approx 1 \text{ kA}$ [8]. Sie eignen sich daher ideal als Spulenkerne und werden vor allem in Transformatoren und elektrischen Maschinen verwendet. Dabei ermöglichen sie einen höheren magnetischen Fluss Φ , der von der Spule über die magnetische Durchflutung $\Theta = N \cdot i$ verursacht wird, und führen diesen kontrolliert im Gegensatz zu Luftspulen. Dies ist aus folgender Abhängigkeit zu erklären:

$$\Phi = \frac{\Theta}{R_m} \quad (3.1)$$

$$\Phi = B \cdot A \quad (3.2)$$

Um den Fluss zu vergrößern muss der magnetische Widerstand R_m sinken und B gleichzeitig steigen. Dieser Zusammenhang wird über folgende Formeln hergestellt:

$$R_m = \frac{l}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A} \quad (3.3)$$

$$B = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H \quad (3.4)$$

Die in beiden Gleichungen vorhandene Größe ist die relative Permeabilität μ_r . Weist diese einen hohen Wert auf, kann auch ein hoher magnetischer Fluss ermöglicht werden. [9] Diese Eigenschaft eines hohen Wertes für μ_r ist eines der Hauptcharakteristika für weichmagnetische Materialien. Eine hohe relative Permeabilität bedeutet über

$$\mu_r = \frac{dB}{dH} \quad (3.5)$$

auch einen starken Anstieg der Hysteresekurve 2.2 im quasi-linearen Bereich und damit die Ummagnetisierung bei kleinen Feldstärken. [8] Die relative Permeabilität nimmt jedoch stark ab wenn der Werkstoff sich seiner Sättigung nähert.

3.2.1 Sättigung

Die Sättigung ist eine wichtige Kenngröße eines Werkstoffes. Physikalisch korrekt gesehen gibt es jedoch nur eine Sättigungsmagnetisierung M_{sat} beziehungsweise eine Sättigungspolarisation J_{sat} und keine Sättigungsflussdichte B_{sat} . Ist der Werkstoff gesättigt geht μ_r gegen eins. Da die Flussdichte B nach Gleichung 3.4 mit der magnetischen Feldstärke H verbunden ist, bedeutet ein Anstieg der magnetischen Feldstärke aber auch immer eine Zunahme der magnetischen Flussdichte. Dies kann in Abbildung 3.1 nachvollzogen werden. In vielen wissenschaftlichen Artikeln (vgl. [6] & [10]) und Datenblättern verschiedener Materialien ist allerdings von B_{sat} die Rede. Gemeint ist damit allerdings in den meisten Fällen J_{sat} .

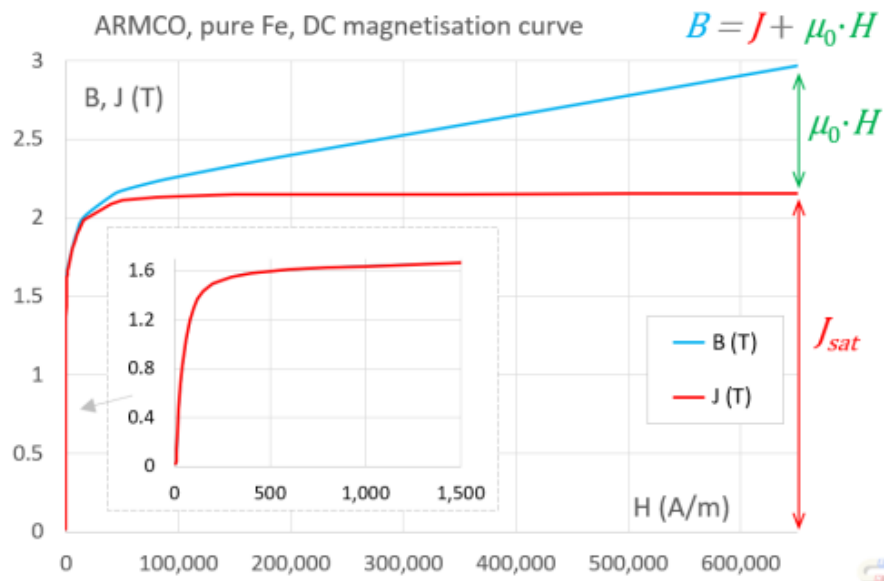


Abbildung 3.1: Sättigungskurve von reinem Eisen [4]

Der Übergang zur Sättigung kann im Domänenbereich beschrieben werden. Damit die magnetische Richtung der Dipolmomente in den Domänen exakt mit der des magnetischen Feldes übereinstimmt, muss eine sehr viel größere Feldstärke aufgebracht werden als um die Domänen in die grundsätzliche magnetische Feldorientierung auszurichten.[4] Beginnt die Hysteresekurve abzuflachen, sind die meisten Domänen in Flussrichtung ausgerichtet aber noch nicht vollkommen parallel zu ihr. In Sättigung, also dem nicht quasi-linearen Bereich, kann die angelegte magnetische Feldstärke H deshalb nicht mehr effizient für eine Steigerung der magnetischen Flussdichte B sorgen. Außerdem führt der Betrieb in Sättigung zu einer Erhöhung der Temperatur des Materials und somit zu zusätzlichen Verlusten. Daher sollten die Werkstoffe nicht in, aber bis nahe der Grenze zur Sättigung betrieben werden um die Verluste zu minimieren.

3.3 Verlustminimierung

Wesentliches Ziel der allgemeinen Forschung ist es, die in Kapitel 2 erläuterten Verluste zu minimieren, um die Maschinen so effizient wie möglich zu gestalten. In diesem Abschnitt werden die klassischen Ansätze der Verlustminimierung vorgestellt.

3.3.1 Kernverluste

Um die Hystereseverluste so gering wie möglich zu halten, muss die Hysteresekurve aus Abbildung 2.2 einen möglichst kleinen Flächeninhalt aufweisen. Dies bedeutet, dass die Hysteresekurve des Materials im quasi-linearen Bereich so steil wie möglich ansteigen sollte. Hierfür benötigt das Material nach Gleichung 3.5 eine hohe magnetische Permeabilität μ_r . Zudem ist eine möglichst geringe Koerzitivfeldstärke H_c des Materials ausschlaggebend für einen geringen Flächeninhalt. Des Weiteren benötigt der Werkstoff für das Ermöglichen eines hohen magnetischen Flusses nach Gleichung 3.2 eine hohe Sättigung J_{sat} .

Eine alternative, interessante Möglichkeit die Kernverluste zu minimieren, ist die Verwendung von amorphem Eisen bzw. Eisenverbindungen, auch bekannt als metallisches Glas [11], oder die Verwendung von Eisen-Nickel-Legierungen.

Ein zentraler und weit verbreiteter Ansatz, um die Wirbelstromverluste im Kern zu minimieren, ist die Laminierung der Spulenkerne (vgl. Abb. 3.2 a)). [12] Damit können sich die Wirbelströme nicht mehr über die ganze Querschnittsfläche des Kerns sondern jeweils nur innerhalb des Elektrobandes ausbreiten.

Eine weitere Möglichkeit Wirbelströme zu minimieren ist das Verwenden von *soft magnetic composites*, sogenannten SMCs. Sie bestehen aus Pulverpartikeln aus Eisen oder Eisenverbindungen, die jeweils von einer elektrisch isolierenden Schicht umzogen sind. Dadurch können sich die Wirbelströme nicht wie in laminierten Elektrobändern in eine 2D-Richtung ausbreiten sondern werden in alle 3D-Richtungen durch die Größe der Pulverpartikel begrenzt. Der Vergleich der Wirbelströme in beiden Materialien ist in Abbildung 3.2 dargestellt.

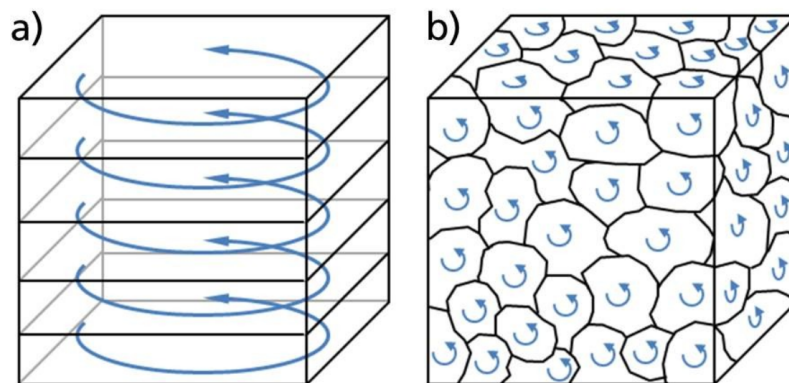


Abbildung 3.2: Schematischer Verlauf der Wirbelströme in laminiertem Elektrolech und SMC [13, Abb. 4.18]

Die maximale magnetische Permeabilität von SMCs ist im Vergleich zu Spulenkerne aus laminierten Elektrobändern aber deutlich geringer, was bedeutet, dass

SMCs höhere Hystereseverluste besitzen. Sie werden daher, wie in Abschnitt 2.2 begründet, eher in Anwendungsbereichen ab Frequenzen im höheren kHz Bereich verwendet. [14]

Kernverluste können auch durch *grain oriented* (weiter bezeichnet als GO) Elektrobleche reduziert werden. GO-Materialien werden bei der Herstellung so behandelt, dass die Kristallstruktur beispielsweise durch Walzen so ausgerichtet ist, dass die Materialien den magnetischen Fluss entlang dieser Richtung deutlich besser als quer zu der Walzrichtung leiten. GO-Werkstoffe werden allerdings vor allem im niedrigeren Frequenzbereichen verwendet. Werkstoffe, bei denen die Kristallstruktur nicht im Herstellungsprozess ausgerichtet wird, werden als GNO (*grain not oriented*) bezeichnet.

3.3.2 Spulenverluste

Die ohmschen DC-Verluste der Spule können durch die Verwendung von dünnen Drähten und kurzen Windungslängen minimiert werden. Die Materialien sollten eine hohe Leitfähigkeit besitzen, weshalb vorzugsweise Kupfer verwendet wird. Außerdem können Litzendrähte verwendet werden, welche den Skin- und Proximity Effekt bei hohen Frequenzen deutlich reduzieren. Auch die im vorherigen Abschnitt 3.3.1 erwähnten SMCs können in Kombination mit einem angepasstem Design die Spulenverluste reduzieren. [14] Einen hohen Einfluss auf die Spulenverluste hat auch die Temperatur des Leitermaterials, welche in dieser Arbeit aber nicht weiter betrachtet wird.

3.4 Auswahl der Materialien

Kernmaterialien

Die Auswahl der verwendeten Materialien für den Kern basiert auf den in Kapitel 2.2 formulierten Betriebsbedingungen der Spuleneinheit. Das Hauptauswahlkriterium für das Kernmaterial stellt der in Kapitel 1.1 definierte Frequenzbereich von 50 Hz bis 50 kHz dar, in dem die AFM operieren soll. Folgende Abbildung 3.3 gibt einen Überblick über die meist verwendeten weichmagnetischen Materialien und stellt sie graphisch in Relation der Sättigungspolarisation J_{sat} zur relativen magnetischen Permeabilität μ_r dar. Zudem beinhaltet die Grafik Informationen über den Frequenzbereich, in dem die jeweiligen Materialien hauptsächlich genutzt werden, sowie über die Materialkosten.

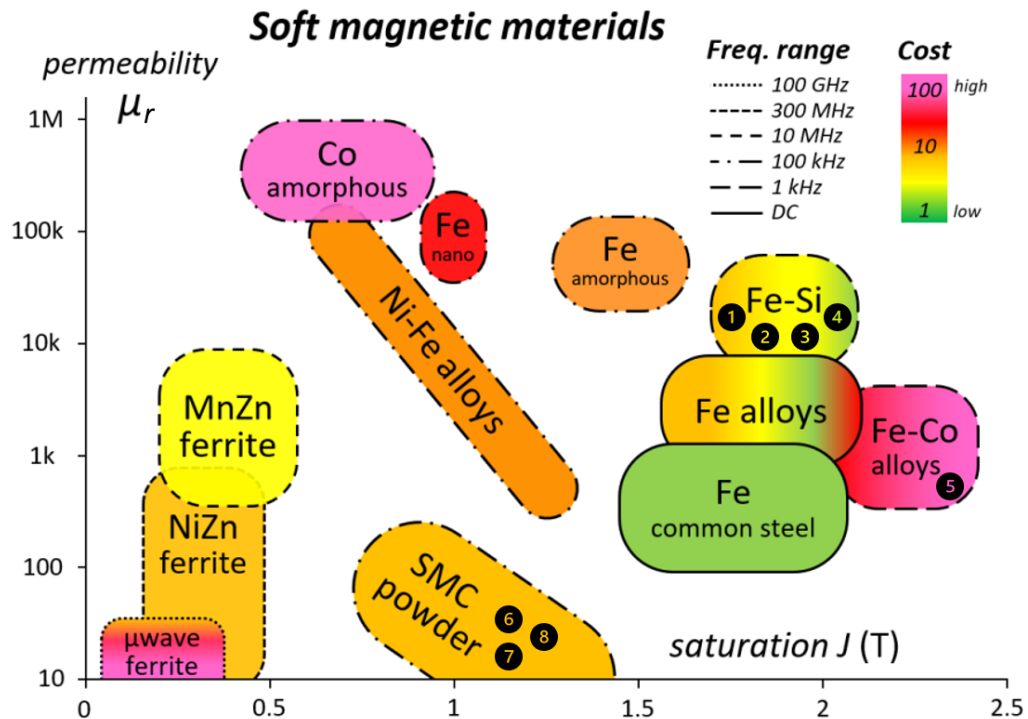


Abbildung 3.3: Übersicht weichmagnetischer Materialien [angepasst nach [15]]

Für den geforderten Frequenzbereich kommen vor allem Eisen-Silizium und Eisen-Cobalt-Legierungen in Frage. Dazu wurde sich für drei von den in Abschnitt 3.3.1 vorgestellten SMC-Werkstoffen entschieden, da sich ihr Aufbau durch die Pulverpartikel grundlegend von allen anderen Materialien unterscheidet. Um die Verlustleistung unterschiedlicher Materialien simulieren und miteinander vergleichen zu können, wurden für diese Arbeit also folgende Werkstoffe ausgewählt. Die Materialien sind den entsprechenden Klassen in der Abbildung 3.3 zugeordnet.

1. Thyssen Krupp powercore® 235 35 A (Standard GNO Fe-Si Elektroblech)
2. Thyssen Krupp powercore® 280 35 PP (erw. Std. GNO Fe-Si Elektroblech)
3. Thyssen Krupp powercore® GO 20 (GO Fe-Si Elektroblech)
4. Thyssen Krupp powercore® (GNO Fe-Si Elektroblech für Elektromotoren)
traction NGO 020 130Y320
5. Carpenter Electrification Hiperco 50 (GNO Fe-Co-V Legierung)
6. Höganäs Somaloy 700HR 5P 800 MPa (SMC large particles)
7. Höganäs Somaloy 130i 5P 800 MPa (SMC medium particles)
8. Höganäs Somaloy 110i 5P 800 MPa (SMC fine particles)

Amorphes Eisen und Cobalt, nanokristallines Eisen und Eisen-Nickel Verbindungen sollten für die tatsächliche Konstruktion durchaus in Betracht gezogen werden. In dieser Arbeit wurden sie aber vor allem aus zwei Gründen nicht mit einbezogen. Zum einen eignen sich diese vier Materialientypen eher für den dreistelligen kHz Bereich, der also oberhalb des geforderten Betriebsfrequenzbereiches liegt. Zum anderen lagen bis zum Ende des Recherchezeitraums keine Messdaten von konkreten Materialien dieser Arten vor. Eine kurze Erläuterung zur Beschaffung der Daten befindet sich im Abschnitt 3.5.

Spulenmaterialien

Während der Recherche stellte sich heraus, dass es aktuell fast keine technisch relevanten Alternativen zu Kupfer gibt. Aluminium wird bei Spuleneinheiten, bei denen die Gewichtsminimierung oberste Priorität genießt, als Alternative verwendet. Bei Supraleitern ist der Stand der Technik noch nicht weit genug und sie sind vor allem nicht kosteneffizient. Das Verwenden von Silber ist zwar möglich aber bedingt durch die hohen Materialkosten im Vergleich zu Kupfer nicht ökonomisch sinnvoll. Kupfer bildet mit Abstand das beste Preis-Leistungs-Verhältnis. Auf Grund der geringen Variationsmöglichkeit und der Tatsache, dass bei geringen Frequenzen Hystereseverluste dominieren, legt diese Arbeit den Fokus auf die Simulation und Modellierung von Kernverlusten. Hinzu kommt, dass sämtliche Stromverdrängungseffekte, die sich auf die Verluste auswirken, stark von der Geometrie des Leiters abhängen. Diese sind analytisch nicht einfach lösbar und werden deshalb vorzugsweise wie eingangs erwähnt mit FEM-Simulationen gelöst.

3.5 Datenakquise

Die Beschaffung von Datenblättern und Verlustleistungsmessungen nahm einen enormen Zeitaufwand in Anspruch. Es gibt etliche Hersteller, die Verlustleistungsdichten ihrer Materialien bei spezifischen Frequenzen und ein bis zwei Flussdichten bereitstellen. Dies ist für die Modellierung, Verbesserung und Validierung von Verlustleistungsmodellen aber nicht ausreichend. Insgesamt konnten mit großem Aufwand Daten von Werkstoffen dreier Hersteller akquiriert werden. Für den Werkstoff powercore® traction NGO 020 130Y320 gab es einen veralteten Datensatz auf der Homepage von Thyssen Krupp [16]. Der aktuelle Datensatz sowie die Datensätze dreier weiterer Materialien wurden dankenswerterweise von Thyssen

Krupp über den powercore® Explorer zur Verfügung gestellt. Eine kurze Erläuterung zu diesem Programm befindet sich im Anhang. Der Datensatz für das Material Hiperco 50 konnte nach zwei Registrierungsschritten bei Carpenter Electrification gewonnen werden. Auf das Datenblatt für die Somaloy-Werkstoffe von Höganäs konnte per OpenWeb zugegriffen werden. Für die einheitliche Vergleichbarkeit werden die Verlustleistungen in Wkg^{-1} angegeben und sind formal Verlustleistungsdichten. Diese werden im Verlauf dieser Arbeit als VLD abgekürzt und als P_{Verlust} beschrieben. Oftmals wird in der Literatur aber nur von Verlustleistungen gesprochen. Im Anhang befinden sich alle Datenblätter mit den praktisch gemessenen VLDs bei unterschiedlichen Frequenzen und unterschiedlichen Flussdichten. Das Übertragen der Messdaten aller Materialien in das Skript musste unter großem Zeitaufwand händisch erfolgen, da die Messdaten nur im PDF-Format und nicht als CSV- oder XLSX-Datei vorlagen.

4 Modellierung in MATLAB

In diesem Kapitel werden verschiedene Modelle zur Verlustleistungsberechnung vorgestellt und in der Programmierumgebung MATLAB implementiert. MATLAB bietet den Vorteil, dass die einzelnen Berechnungsschritte transparent nachvollziehbar sind und auch Zwischenergebnisse für das Verständnis gut visualisiert werden können. Anfangs wurde zur besseren Übersicht für jedes Material ein eigenes Skript geschrieben. Dies erwies sich im Verlauf der Programmierung als nicht sinnvoll, da auftretende Fehler in der Berechnung in jedem Skript einzeln geändert werden mussten. Darauf hin wurde ein Skript entwickelt, das die Daten der VLD aller Materialien enthält und diese nach Einbindung in beliebig viele MATLAB-Skripte laden kann.

4.1 Modelle der Magnet-Challenge

Zu Beginn der Modellierungs- und Simulationsphase bestand die Idee Modelle der Magnetchallenge zu übernehmen und zu verändern beziehungsweise die auf der Website [17] zur Verfügung gestellten Datensätze der Materialien zu verwenden. Nach Sichtung der Daten stellte sich jedoch heraus, dass es sich hauptsächlich um Ferrit-Materialien handelt, die ihre Anwendung im dreistelligen kHz bis MHz finden. In allen Datensätzen fanden sich keine Messungen für Frequenzen < 50 kHz. Daher wurde entschieden die Modelle der Magnetchallenge, die vermutlich auf die vorgegebenen Daten optimiert sind, sowie deren Datensätze nicht zu verwenden, da sie nicht zu den in Kapitel 1.1 formulierten Betriebsbedingungen der AFM passen.

4.2 Bertotti-Modell

Das erste Modell, welches in MATLAB implementiert wurde, ist das Bertotti-Modell (weiter als BM bezeichnet). Das BM beruht auf der Verlust-Unterteilungs-Methode

und eignet sich besonders gut für die Implementation in MATLAB, da es auf der Modulation im Frequenzbereich beruht und eine hohe physikalische Präzision bietet. [18] Das BM wurde in den 80er Jahren von GIORGIO BERTOTTI entwickelt und ist somit eines der aktuellsten Berechnungsmodelle, welches sich auch für modernste Materialien eignet. In dem BM wird die Verlustleistung auf die in Kapitel 2.1 erläuterten Phänomene der Hysterese-, Wirbelstrom- und Excessverluste folgendermaßen aufgeteilt:

$$P_{\text{Verlust}} = P_{\text{Hysterese}} + P_{\text{Wirbelstrom}} + P_{\text{Excess}} \quad (4.1)$$

Die Verlustleistungsdichte des BMs wird also in Wkg^{-1} über folgende Formel beschrieben:

$$P_{\text{Verlust}} = k_h \cdot f \cdot \hat{B}^\alpha + k_c \cdot f^2 \cdot \hat{B}^2 + k_{\text{ex}} \cdot f^{1.5} \cdot \hat{B}^{1.5} \quad (4.2)$$

Die Formel belegt, was in Abschnitt 2.2 angeschnitten wurde. Die Hystereseverluste sind nur linear von der Frequenz abhängig, im Gegensatz dazu haben die Wirbelstromverluste eine quadratische Abhängigkeit von der Frequenz und der Exponent der Frequenz der Excessverluste beträgt 1.5. Die Abhängigkeit der einzelnen Verluste von der resultierenden Flussdichte des Materials ist ebenfalls über die Formel 4.2 ersichtlich. Bei den Hystereseverlusten stellt der Exponent α einen weiteren Parameter zur Anpassung der modellierten VLD an das jeweilige Material dar.

Koeffizientenberechnung durch Lösen eines LGS

Zunächst wurde als erster Ansatz zur Berechnung der Koeffizienten k_h , k_c und k_{ex} der Standard Backslash-Operator von MATLAB verwendet, welcher ein lineares Gleichungssystem $\mathbf{A} \cdot \mathbf{x} = \mathbf{b}$ löst. Die Matrix $\mathbf{A}$ beinhaltet in jeder Zeile die drei Terme zur Berechnung von $P_{\text{Hysterese}}$, $P_{\text{Wirbelstrom}}$ und P_{Excess} ohne die jeweiligen Koeffizienten. In den Spalten von $\mathbf{b}$ befindet sich die jeweils dazu entsprechende, vom Hersteller gemessene VLD P_{Verlust} . Dies stellt somit ein überbestimmtes Gleichungssystem dar, bei dem der Backslash-Operator die Lösung der kleinsten Quadrate nach folgender Formel 4.3 wiedergibt:

$$\min_x \|\mathbf{A} \cdot \mathbf{x} - \mathbf{b}\|_2^2 \quad (4.3)$$

Im Englischen wird dies auch als *least square solution* bezeichnet und folglich im weiteren Verlauf dieser Arbeit als LSS abgekürzt. Für diesen Ansatz wurde nach KRINGS [19] eine vereinfachte Form des BMs verwendet, bei der α auf 2 festgelegt ist und somit keine freie Variable darstellt. Dies ist notwendig, weil der Backslash-Operator nur ein lineares Gleichungssystem lösen kann.

Die Lösungen dieses Ansatzes enthielt zum Teil negative Werte für die Koeffizienten. In einem physikalisch sinnvollen System müssen aber alle Terme der Gleichung 4.1 ≥ 0 sein. Ein negativer Wert wäre gleichbedeutend mit einem Energiegewinn und widerspricht dem Begriff einer Verlustleistung, weshalb dieser Lösungsansatz nicht weiter verfolgt wurde.

Koeffizientenberechnung durch `lsqnonneg`

Der zweite Ansatz der Koeffizientenberechnung wurde mit dem Operator `lsqnonneg` durchgeführt. Dieser löst Probleme des linearen Kurven-Fittings, also die Berechnung der Koeffizienten k_h , k_c und k_{ex} , ebenfalls nach der LSS-Methode. Auch bei diesem Ansatz muss deshalb das vereinfachte BM, mit der aus dem vorherigen Abschnitt 4.2 verwendeten Vorgabe von $\alpha = 2$, verwendet werden. Der Unterschied zum normalen Backslash-Operator besteht darin, dass der Operator `lsqnonneg` als Lösung für die Koeffizienten nur Werte ≥ 0 zulässt. Mit diesem Ansatz sind nach der Simulation auch alle Koeffizienten positiv. Folglich ist das Problem des ersten Ansatzes behoben.

Koeffizientenberechnung durch `lsqcurvefit`

Um die Koeffizienten für das originale BM, bei dem α eine zusätzliche Variable darstellt, zu berechnen, musste der Operator `lsqcurvefit` verwendet werden. Dieser Operator verwendet ebenfalls die LSS-Methode, ist aber in der Lage nichtlineare Kurvenanpassungsprobleme zu lösen. Die genaue Berechnung der Koeffizienten und des optimalen α kann im Skript `Bertotti Model.m` unter der Funktion `materialkoeffizienten lsqcurvefit` nachvollzogen werden.

Modellierungsergebnisse

Die Verlustleistungsdichte des BMs wurde von allen Materialien über die magnetischen Flussdichte und die Frequenz modelliert. Das Ergebnis ist beispielhaft für

den Werkstoff TK powercore® traction im Anhang A.1 dargestellt.

Die totale Verlustleistung P_{total} eines spezifischen Spulenkerns berechnet sich nach Gleichung 4.4 aus der durch das BM modellierten VLD P_{Verlust} , den geometrischen Abmessungen des Spulenkerns und der Massendichte ρ_m des jeweiligen Materials.

$$P_{\text{total}} = P_{\text{Verlust}} \cdot \pi \cdot r^2 \cdot l \cdot \rho_m \quad (4.4)$$

Der angenommene Spulenkern hat einen Durchmesser $d = 30 \text{ mm}$ und eine Länge $l = 70 \text{ mm}$. Er befindet sich innerhalb der in 1.1 definierten geometrischen Maße. Die totale Verlustleistung in W ist in der Abbildung 4.1 bei mehreren Flussdichten des beispielhaften zylindrischen Spulenkerns für das Material Thyssen Krupp powercore® traction dargestellt.

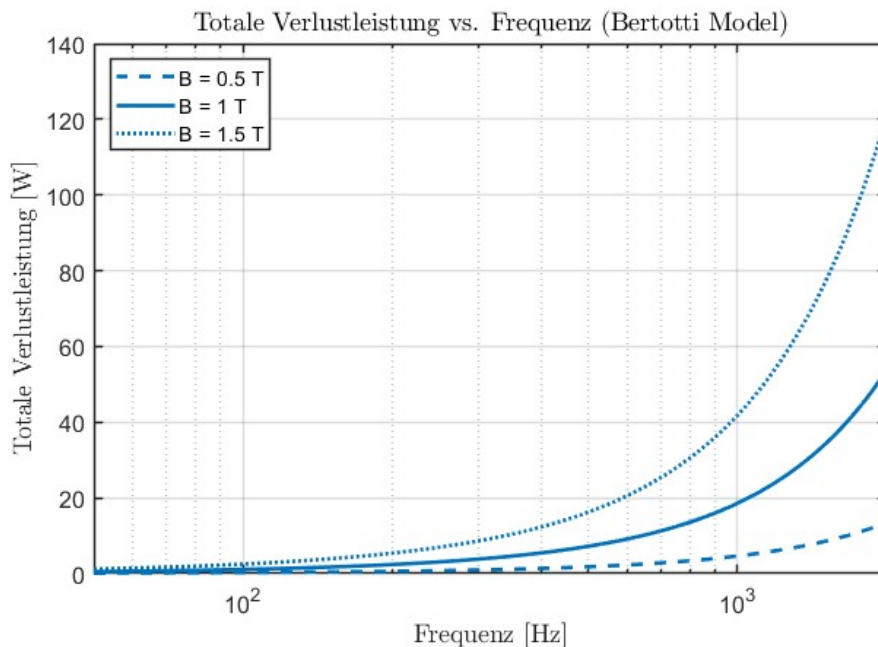


Abbildung 4.1: Verlustleistungskurven für TK powercore® traction (*lsqnonneg*)

Außer bei den beiden Materialien 7 und 8 aus Abbildung 3.3 (SMC medium und fine particles) wurde die VLD bei allen anderen Werkstoffen maximal bis zu einer Frequenz von 2 kHz gemessen. Für die Somaloy-Werkstoffe 130i (Material 7) und 110i (Material 8) stellt der Hersteller Höganäs Messungen der VLD bis zu einer Frequenz von 30 kHz zur Verfügung, allerdings nur bis zu einer maximalen magnetischen Flussdichte von 0.2 T. Deshalb werden alle in dieser Arbeit folgenden Graphen nur bis zu einer Frequenz von 2 kHz geplottet, da die Aussagekraft der Modelle für $f > 2 \text{ kHz}$ nicht mit gemessenen Daten überprüft werden kann.

Auswertung

Um die Präzision des BM analysieren zu können wurde als erster Bewertungsschritt die Berechnung des absoluten Fehlers und des relativen Fehlers, in Prozent, für jede gemessene VLD durchgeführt. Die Berechnung kann über folgende Formeln 4.5 und 4.6 nachvollzogen werden:

$$\mathbf{err}_{\text{abs}} = | \mathbf{P}_{\text{Verlust,Messung}} - \mathbf{A} \cdot \mathbf{x} | \quad (4.5)$$

$$\mathbf{err}_{\text{rel}} = \frac{| \mathbf{P}_{\text{Verlust,Messung}} - \mathbf{A} \cdot \mathbf{x} |}{\mathbf{P}_{\text{Verlust,Messung}}} \cdot 100 \quad (4.6)$$

Um eine aussagekräftige Beurteilung vornehmen zu können wird der Mittelwert der relativen Fehler, zwischen der mit dem BM errechneten und der durch die Hersteller im Labor gemessenen VLD, gebildet.

Der Vektor der relativen Fehler zeigt auf, dass bei geringen Frequenzen der relative Fehler bis zu 40% beträgt. Der Einfluss eines prozentual großen Fehlers könnte das Gesamtergebnis des Mittelwertes und damit die Aussagekraft des relativen Fehlers verfälschen. Daher wurde sich für eine weitere in der Forschung übliche Validierung des Modells entschieden, und zwar mit Hilfe des mittleren quadratischen Fehlers (*mean squared error* Abk. MSE), der Wurzel des mittleren quadratischen Fehlers (*root mean squared error* Abk. RMSE) und des Bestimmtheitsmaßes (*coefficient of determination* Abk. R^2). Im Folgenden werden nur die Abkürzungen verwendet. Die Berechnung folgt mit der Elementanzahl (n) eines Vektors nach folgenden Gleichungen:

$$\text{MSE} = \frac{\sum (\mathbf{P}_{\text{Verlust,Messung}} - \mathbf{A} \cdot \mathbf{x})^2}{n} \quad (4.7)$$

$$\text{RMSE} = \sqrt{\text{MSE}} \quad (4.8)$$

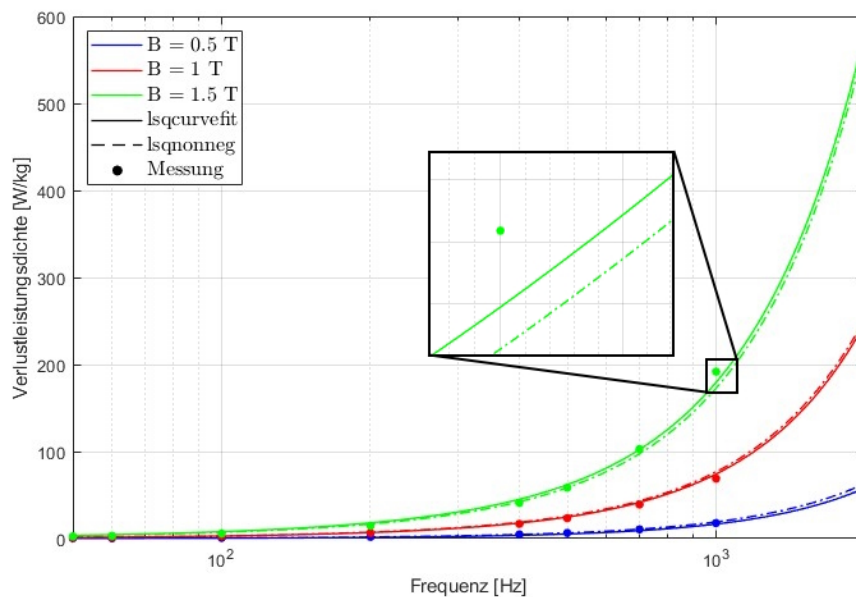
$$R^2 = \frac{\sum (\mathbf{P}_{\text{Verlust,Messung}} - \mathbf{P}_{\text{Verlust,Bertotti}})^2}{(n-1) \cdot \text{VAR}[\mathbf{P}_{\text{Verlust,Messung}}]} \quad (4.9)$$

Die Berechnung ergab für alle Materialien mit den beiden Ansätzen aus Abschnitt 4.2 und 4.2 R^2 -Werte > 0.989 und damit einen sehr guten Fit des BMs. Die gesamten Ergebnisse der Modellierung sind in der Tabelle 4.1 dargestellt. Die hohen Werte von R^2 lassen darauf schließen, dass wie vermutet, die hohen relativen Fehler bei geringen Frequenzen die Aussagekraft des $\varnothing$ relativen Fehlers verringern. Aus den kombinierten Ergebnissen der Tabelle 4.1 kann aber geschlussfolgert werden, dass das BM die gemessenen Daten gut modelliert.

Tabelle 4.1: Vergleich der Operatoren *lsqnonneg* und *lsqcurvefit* des Bertotti-Modells

Material	1	2	3	4	5	6	7	8
Typ	FeSi GNO	FeSi GNO	FeSi GO	FeSi GNO	FeCo GNO	SMC large	SMC med	SMC fine
α mit lsqcurvefit	2.50	2.50	2.04	2.50	2.06	1.75	1.78	1.84
$\varnothing$ rel. Fehler %								
mit lsqnonneg	14.56	14.73	20.91	16.44	12.69	7.06	9.16	10.3
mit lsqcurvefit	25.56	24.21	17.21	19.61	16.3	1.15	8.21	8.02
RMSE								
mit lsqnonneg	9.20	7.60	4.90	3.00	5.50	1.10	5.80	5.30
mit lsqcurvefit	7.71	6.22	4.87	2.38	5.49	0.24	4.79	3.92
R^2								
mit lsqnonneg	0.990	0.989	0.990	0.994	0.997	0.999	0.997	0.997
mit lsqcurvefit	0.993	0.993	0.990	0.997	0.998	0.999	0.998	0.999

Es ist auch ersichtlich, dass die Koeffizientenberechnung mit *lsqcurvefit* nach den R^2 -Werten einen minimal besseren Fit liefert als die Berechnung mit *lsqnonneg*. Dies ist optisch in der Abbildung 4.2 exemplarisch für das Material Thyssen Krupp powercore® 280 35 PP nachvollziehbar.

**Abbildung 4.2:** Verlustleistungsdichtekurven für TK powercore® 280 35 PP

Der Wert von α beträgt für allgemeine ferromagnetische Materialien laut Fu[20] 1.6 bis 2.2. PLUTA [21] spezifiziert diese Aussage und nennt Werte von α zwischen 1.6 und 1.8 für GNO-Materialien und 1.9 bis 2.5 für GO-Materialien. Dies stimmt mit den BM-Werten von α für die Materialien 3, 6, 7 und 8 überein. Für die übr-

gen Materialien ist dies allerdings nicht der Fall und es wurde sich daher dazu entschlossen dies zu überprüfen. Dazu wurden die Koeffizienten k_h , k_c und k_{ex} , der durchschnittliche relative Fehler und der R^2 -Wert des BMs iterativ für jedes α zwischen 1.5 und 2.5 mit dem Operator `lsqcurvefit` berechnet. Im Skript `Bertotti Model var alpha.m` kann die komplette Berechnung nachvollzogen werden. Die Abbildung 4.3 zeigt das Ergebnis für den Werkstoff TK powercore® 235 35 A.

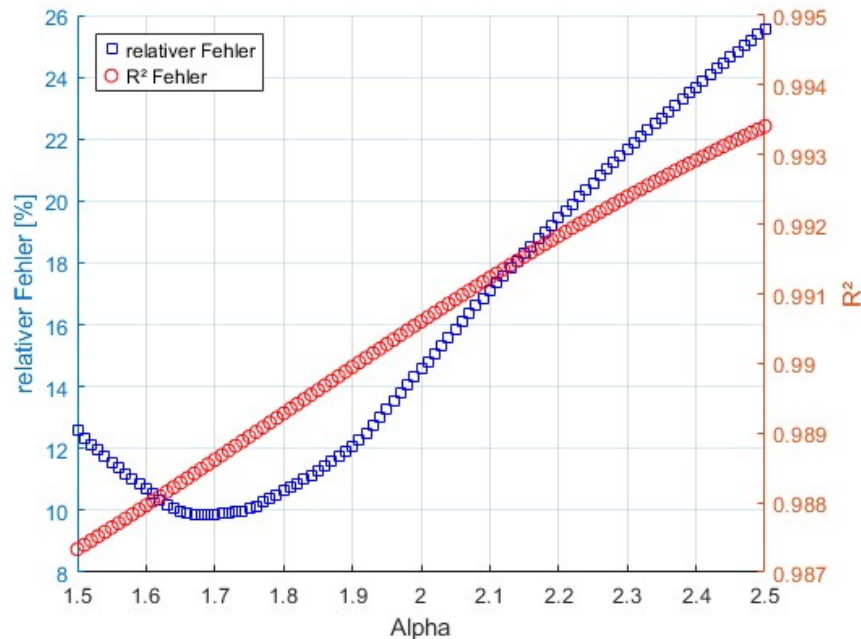


Abbildung 4.3: R^2 und rel. Fehler iterativ für TK powercore® 235 35 A (*lsqcurvefit*)

Aus der Abbildung kann geschlussfolgert werden, dass der beste R^2 -Wert bei $\alpha = 2.5$ liegt. Das BM lieferte mit dem Operator `lsqcurvefit`, der nach der LSS-Methode approximiert, ebenfalls einen Wert von $\alpha = 2.5$. Der beste relative Fehler liegt in der Abbildung 4.3 bei $\alpha \approx 1.7$. Dieser Wert würde für das GNO-Material 1 zu der Aussage von PLUTA [21] passen, dass GNO-Materialien einen Wert für α zwischen 1.6 und 1.8 besitzen. Im Rahmen dieser Arbeit konnten die Differenzen bezüglich der optimalen α -Werte für diese Materialien nicht weiter untersucht werden.

4.3 Höganäs-Modell

Um die Modellierungsergebnisse des BMs in Bezug setzen und vergleichen zu können, wurde sich dazu entschieden die gemessenen VLDs mit einem zweiten

Modell der Verlustleistung zu approximieren. Hierfür wurde das Höganäs-Modell (weiter als HM bezeichnet) entschieden. Das HM wurde aus dem Datenblatt der Somaloy-Werkstoffe der Firma Höganäs gewonnen und ist auch nach Gleichung 4.1 in die einzelnen Verlustarten separiert. Die VLD wird mit dem HM nach Gleichung 4.10 mit Hilfe des spezifischen elektrischen Widerstandes ρ_{el} und der Massendichte ρ_m des Materials berechnet. Bei SMC-Werkstoffen wird für d der Durchmesser des spezifischen Spulenkerns angenommen. Bei den restlichen Materialien bezeichnet d die Dicke der Laminierung.

$$P_{\text{Verlust}} = k_h \cdot f \cdot \hat{B}^{1.75} + k_c \cdot f^2 \cdot \hat{B}^2 + \frac{d^2 \cdot f^2 \cdot \hat{B}^2}{1.8 \cdot \rho_m \cdot \rho_{el} \cdot 1000} \quad (4.10)$$

Das HM ist laut Datenblatt für eine magnetische Flussdichte zwischen 0.5 T und 1.5 T und bis zu einer Frequenz von 5 kHz verifiziert. Für Messwerte der Frequenz von über 5 kHz bis 50 kHz für die Materialien 7 und 8 ist für jedes Material ein individuelles Verlustmodell angegeben. Da die Allgemeingültigkeit dieser material-spezifischen Modelle nicht angenommen werden kann, werden sie in dieser Arbeit nicht weiter betrachtet.

Koeffizientenberechnung durch `lsqcurvefit`

Da sich in der Zwischenauswertung in Abschnitt 4.2 ergeben hat, dass der Operator `lsqcurvefit` den besten Fit des Modells liefert, wurden auch die Koeffizienten k_h und k_c des HMs mit diesem Operator berechnet. Vermutlich würde die Berechnung mit dem Operator `lsqnonneg` keinen Unterschied machen, da im HM das α auf 1.75 festgeschrieben ist und es sich somit wieder um ein lineares Kurvenanpassungsproblem handelt.

Modellierungsergebnisse

Auch die VLD des HMs wurde von allen acht Materialien über die magnetische Flussdichte und die Frequenz modelliert. Für das Material 4, Thyssen Krupp powercore® traction NGO 130Y320, befindet sich das geplottete VLD-Modell im Anhang A.2. Äquivalent zum BM berechnet sich auch die totale Verlustleistung P_{total} des in Abschnitt 4.2 definierten Spulenkerns mit dem Höganäs-Modell nach der Formel 4.4. Abbildung 4.4 zeigt die totale Verlustleistung in W bei drei magnetischen Flussdichten.

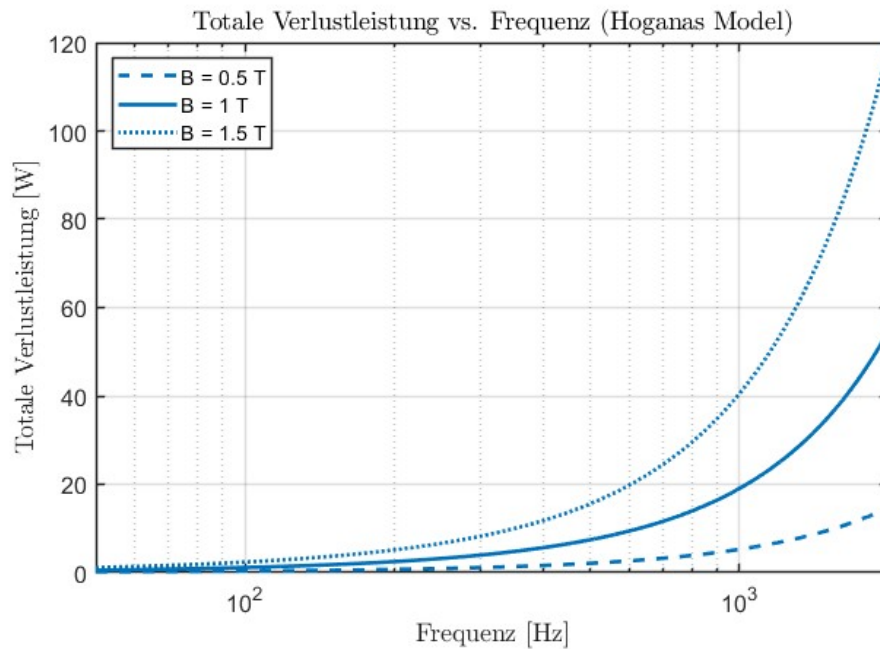


Abbildung 4.4: Verlustleistungskurven für TK powercore® traction (*lsqcurvefit*)

4.4 Vergleich der Modellierungen

Zunächst wurden die zwei Modelle bezüglich ihrer relativen Fehler, des RMSE und des R^2 -Wertes verglichen. Die Übersicht ist in Tabelle 4.2 dargestellt.

Tabelle 4.2: Vergleich des Bertotti-Modells mit dem Höganäs-Modell (*lsqcurvefit*)

Material	1	2	3	4	5	6	7	8
Typ	FeSi	FeSi	FeSi	FeSi	FeCo	SMC	SMC	SMC
Dicke (Band) in mm	0.35	0.35	0.2	0.2	0.2	n.a.	n.a.	n.a.
∅ rel. Fehler in %								
Bertotti-Modell	25.56	24.21	17.21	19.61	16.3	1.15	8.21	8.02
Höganäs-Modell	10.06	15.85	17.55	22.23	10.73	1.15	8.45	14.68
RMSE								
Bertotti-Modell	7.71	6.22	4.87	2.38	5.49	0.24	4.79	3.92
Höganäs-Modell	9.98	8.53	5.21	3.74	6.28	0.24	4.88	4.89
R^2								
Bertotti-Modell	0.993	0.993	0.990	0.997	0.998	0.999	0.998	0.999
Höganäs-Modell	0.989	0.987	0.989	0.991	0.997	0.999	0.998	0.998

In der Abbildung 4.5 sind die normierten Residuen für eine beispielhafte Flussdichte von 1.5 T dargestellt. Die Abbildung verdeutlicht die in Abschnitt 4.2 erwähnten hohen relativen Fehler bei geringen Frequenzen.

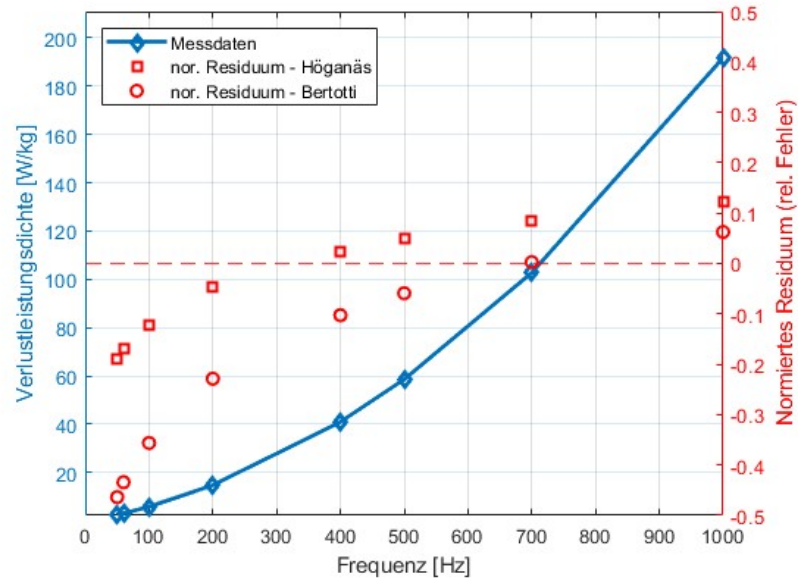


Abbildung 4.5: *nor. Residuen für $B = 1.5\text{ T}$ für TK powercore[®] 280 35 PP (*lsqcurvefit*)*

Für einen anschaulichen Vergleich sind die Verlustleistungsdichten des BMs und des HMs über verschiedene Flussdichten in der Abbildung 4.6 gegenübergestellt.

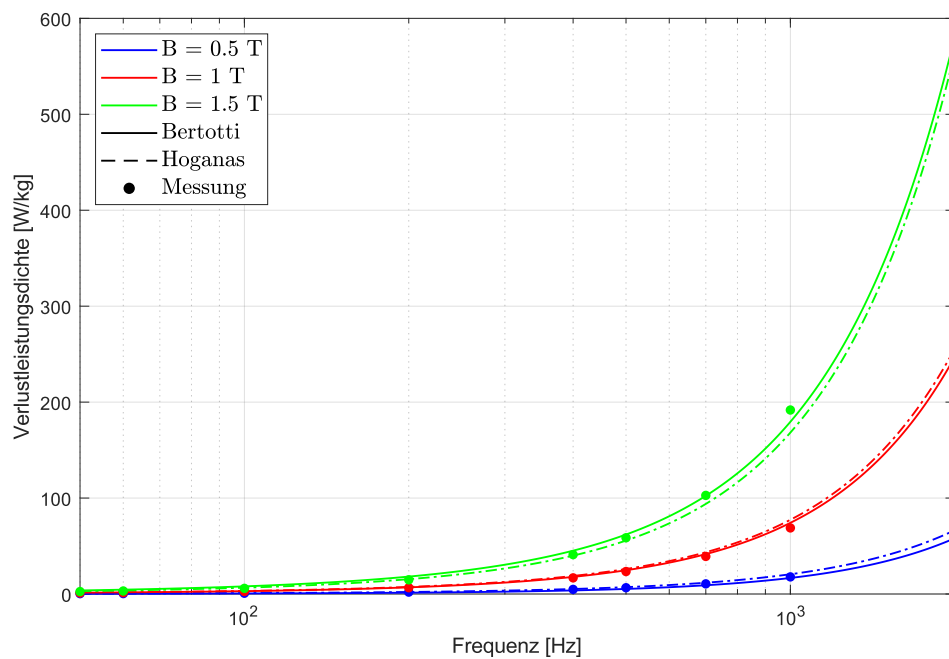


Abbildung 4.6: *VLD-Kurven für TK powercore[®] 280 35 PP (*lsqcurvefit*)*

4.5 Auswertung der Modelle

Die Ergebnisse aus Tabelle 4.2 machen deutlich, dass beide Modelle einen sehr guten Fit haben. Nach den R^2 -Werten modelliert das BM die VLD der Somaloy-Werkstoffe genau so gut wie das HM, bei den übrigen Materialien sogar minimal besser. Zudem kann festgestellt werden, dass bei geringen Frequenzen der relative Fehler aussagekräftiger ist. Die Kombination der Ergebnisse lässt darauf schließen, dass der Frequenzbereich der Trainingsdaten reduziert werden müsste, um passendere Koeffizienten und damit geringere relative Fehler im niedrigen Frequenzbereich zu erhalten. Der Fakt, dass das HM im Datenblatt der Höganäs-Werkstoffe auf einen Frequenzbereich begrenzt ist, spricht ebenfalls für diese Tatsache. Um die Berechnung der Modelle zu verifizieren, wurden die jeweils mit dem BM und HM ermittelten Koeffizienten k_h und k_c mit den im Datenblatt angegebenen Werten verglichen. Eine Übersicht folgt in der Tabelle 4.3:

Tabelle 4.3: Vergleich der Koeffizienten k_h und k_c

Material	6		7		8	
Koeffizient	k_h	k_c	k_h	k_c	k_h	k_c
BM	0.0629	28.9e-6	0.087	6.9e-6	0.105	4.6e-6
HM	0.0629	23.8e-6	0.09	7.9e-6	0.109	3.5e-6
Datenblatt	0.063	27e-6	0.079	14e-6	0.098	10e-6

Für den Somaloy-Werkstoff 700 HR 5P stimmen die Koeffizienten nahezu exakt überein. Für die Werkstoffe 7 und 8 gibt es eine leichte Abweichung. Diese ist vermutlich darin begründet, dass die Koeffizienten des Datenblatts nur mit Messwerten bis 5 kHz gefittet wurden. In der Modellierung dieser Arbeit wurden die Koeffizienten des BMs und HMs auch mit den Messwerten bis 30 kHz, die im Datenblatt angegeben sind, gefittet.

Dass die modellierte VLD des BMs und HMs die Messdaten der Somaloy-Werkstoffe so gut approximiert ist besonders hervorzuheben. Vor allem ist auch der durchschnittliche relative Fehler sehr gering. Möglicherweise liegt dies darin begründet, dass die Firma Höganäs die Messdaten so bereinigt hat, dass sie optimal auf ihr Modell zutreffen.

Eventuell könnten die hohen R^2 -Werte auch durch eine Überanpassung zustande kommen. Um dieses mögliche *overfitting* auszuschließen, wurden die Modelle abschließend mit einer k-fachen Kreuzvalidierung [22] überprüft. Die durchschnittlichen R^2 -Werte der Testblöcke weichen jedoch nur minimal von den R^2 -Werten der Modelle ab. Somit kann eine Überanpassung ausgeschlossen werden.

5 Simulation in Simulink und Simscape

In diesem Kapitel wird aufgezeigt wie die Verlustleistung mit Simulink/Simscape simuliert werden kann. Der Vorteil von Simulink ist, dass auf Grund des Sandbox-Systems einzelne Modelle isoliert betrachtet werden können. Später ist es dann leicht möglich, diese in größere Simulationen zu integrieren.

5.1 Modellaufbau

Zunächst wird ein einfacher Magnetkreis mit einem Spulenkern realisiert. Dieser besteht aus einem Magnetkern und einer gesteuerten magnetischen Flussquelle. Zur Simulation des Magnetkerns bietet Simscape zwei verschiedene Möglichkeiten. Zum einen den Block *Nonlinear Reluctance* und zum anderen den Block *Magnetic Core*, auf welchen in dieser Simulation zurückgegriffen wird. Die magnetische Flussquelle wird über einen Sinuswellenblock angesteuert. Die Amplitude der Sinuswelle gibt über Gleichung 3.2 $\Phi = B \cdot A$ den maximalen Fluss in Wb bei einer vorgegebenen Flussdichte B wider. Zur besseren Vergleichbarkeit wird als Querschnittsfläche A jene des in den MATLAB-Modellen verwendeten Spulenkerns genutzt. Zudem muss die Frequenz der Sinuswelle angegeben werden. Die Abmessungsdaten des Magnetkerns werden aus der Matlabmodellierung in 4.2 übernommen.

5.1.1 Simulationsmethoden und Parametrisierung

Die Kernverluste können durch den Simscapeblock *Magnetic Core* auf folgende unterschiedliche Weise simuliert werden:

- *Magn. Characteristics*
- *Saturated B-H Curve*
- *Jiles-Atherton Model*

Bei Auswahl der *Magnetic Characteristics* müssen dem Simulinkblock nur die vier charakteristischen Werte der Remanenzflussdichte B_r , der Koerzitivfeldstärke H_c , der Flussdichte bei Sättigung B_m und der Feldstärke bei Sättigung H_m übergeben werden. Simulink konstruiert die Hysteresekurve dann eigenständig.

Wird die Option *Saturated B-H Curve* verwendet, müssen dem Simulinkblock B - und H -Werte für die ansteigende oder abfallende Hysteresekurve des Materials übergeben werden. Dabei muss aus jedem Quadranten, welchen die Hysteresekurve durchläuft, mindestens ein Wertepaar vorhanden sein.

Beim Verwenden der Option *Jiles-Atherton Model* benötigt der Simulinkblock die materialspezifischen Koeffizienten des Jiles-Atherton-Modells.

Zusätzlich müssen dem Simulinkblock die Länge l und die Querschnittsfläche A des Spulenkerns, die Dicke der Laminierung d_{lam} und der materialspezifische Widerstand ρ_{el} übergeben werden.

Für die Simulation kam nur die Methode *Magnetic Characteristics* in Frage. Da in den Datenblättern weder die vollständigen Hysteresekurve der Materialien noch die Koeffizienten für das Jiles-Atherton-Modell enthalten sind, konnten die anderen beiden Methoden nicht verwendet werden. Die eigenständige Berechnung der Jiles-Atherton-Koeffizienten für alle Materialien war im Zeitrahmen dieser Bachelorarbeit nicht umsetzbar. Auch eine erneute tiefgreifende Suche nach vollständigen Hysteresekurven inklusive Datenpunkten der in Betracht gezogenen Materialien, unter anderem mit einer *deep research* der KI *Chat-GPT*, führte leider nicht zu gewünschtem Erfolg. Über die Website der chinesischen Vertriebsfirma *Suzhou Xunshi New Material Co., Ltd* [23] konnten lediglich die Werte B_r , H_c , B_m und H_m für das Material 5 (Hiperco 50) aus einem Datenblatt gewonnen werden. Die nun folgenden Simulationsergebnisse beruhen auf diesen Daten. Der spezifische elektrische Widerstand ρ_{el} und die Dicke der Laminierung d_{lam} konnten aus dem originalen Datenblatt von *Carpenter Electrification A.5* entnommen werden.

5.2 Simulationsergebnisse

Damit die Kernverluste im *Data Inspector* von Simulink abgerufen werden können, muss zunächst im Simulationsblock *Magnetic Core* manuell das Aufzeichnen der Kernverluste aktiviert werden. Zusätzlich ist es notwendig für jede Simulation der Kernverluste den Parameter *averaging period for hysteresis losses* auf ein Vielfaches der Periodendauer anzupassen. Der nachfolgende Graph zeigt die simulierten Kernverluste des Materials Hiperco 50 bei einer magnetischen Flussdichte von 1.5 T und einer Frequenz von 1 kHz.

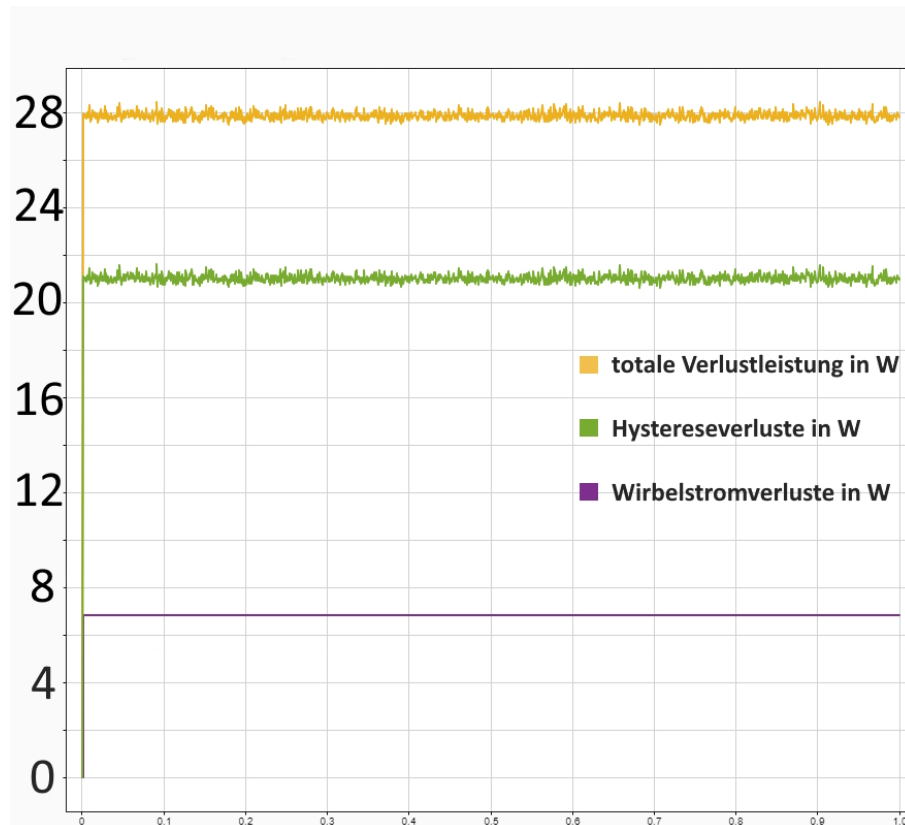


Abbildung 5.1: Verlustleistung des Materials Hiperco 50 bei $B = 1\text{ T}$ und $f = 1\text{ kHz}$

5.3 Simulationsauswertung

In Simulink können die Hystereseverluste und die Wirbelstromverluste einzeln angezeigt werden. Wie bereits am Anfang dieser Arbeit im Kapitel 2.2 beschrieben, verdeutlicht die Abbildung 5.1, dass die Hystereseverluste im niedrigen Frequenzbereich dominieren. Die Simulationen ergaben, dass je nach Flussdichte die Wirbelstromverluste bei dem angenommen Spulenkern zwischen 2.5 kHz ($B = 2\text{ T}$) und 11 kHz ($B = 0.2\text{ T}$) zu dominieren beginnen. Ab welcher Frequenz die Wirbelströme den größeren Anteil der Verluste ausmachen ist also stark von der magnetischen Flussdichte B abhängig.

Bei der Überprüfung wie in Simulink die Kernverluste berechnet werden, kam jedoch heraus, dass bei der in diesen Simulationen verwendeten Methode *Magnetic Characteristics* ein Fehler auftritt. In der offiziellen Dokumentation von *Mathworks* [24] ist nachzulesen, dass bei Verwendung der beiden in Kapitel 5.1.1 erläuterten Methoden *Magn. Characteristics* und *Saturated B-H Curve* der Simulinkblock die Jiles-Atherton-Koeffizienten auf Basis von gesättigtem Eisen schätzt. Die Einordnung dieser Erkenntnisse wird im nun folgenden Kapitel 6 vorgenommen.

6 Vergleich und Diskussion

In diesem Kapitel wird die Simulation mit der Modellierung verglichen und abschließend ausgewertet. Die Ergebnisse dieser Arbeit werden zusammengetragen und evaluiert.

6.1 Vergleich der Modellierung und Simulation

Für einen aussagekräftigen Vergleich wurde sowohl in der Modellierung mit MATLAB als auch in der Simulation mit Simscape der gleiche exemplarische Spulenkern angenommen. Der Vergleich der Verlustleistung beruht auf dem Material Hiperco 50, da nur dieses in Simulink verwendet werden konnte. Für die Modellierung mit MATLAB wird das BM betrachtet, da es nach Auswertung in Kapitel 4.5 für das Material Hiperco 50 den besseren Fit aufweist.

Mit beiden Berechnungsarten können plausible Werte der Verlustleistung in der gleichen Größenordnung erzielt werden. Über alle Frequenzen und Flussdichten des Messbereichs aus dem Datenblatt liefert die Modellierung mit dem BM die besseren Ergebnisse für eine Approximierung der Verlustleistung. Ein Auszug des Vergleichs ist bei einer Flussdichte von 1.5 T in der nachfolgenden Tabelle ersichtlich.

Tabelle 6.1: *Verlustleistung des exemplarischen Spulenkerns mit dem Material Hiperco 50*

Frequenz in Hz	100	200	400	800	2000
Verlustleistung in W					
Messdaten	1.15	2.76	7.07	20.08	93.09
Bertotti-Modell	1.03	2.5	6.8	20.4	103
Simulink	2.17	4.4	9.5	21	71

6.2 Zusammenfassung der Ergebnisse

Nach Abschluss der Recherche wurde sich dazu entschlossen, den Hauptfokus auf die im Kern entstehenden Verluste zu richten. Die Gesamtverluste beinhalten auch Spulenverlusten, allerdings wird die Berechnung jener Verluste vorzugsweise mit FEM-Simulationen gelöst, welche in dieser Arbeit auf Grund der begrenzten Zeit schlussendlich nicht betrachtet werden konnten.

Basierend auf den in der Recherche gewonnenen Erkenntnissen und den definierten Betriebsbedingungen der AFM, wurden die für den Spulen Kern in Frage kommenden Materialtypen ausgewählt. Es konnten insgesamt acht verschiedene Datensätze gewonnen werden; und zwar für:

- vier verschiedene Eisen-Silizium-Verbindungen des Herstellers Thyssen Krupp
- eine Eisen-Kobalt-Verbindung des Herstellers Carpenter Electrification
- drei *soft magnetic composites* der Firma Höganäs

Als erster Ansatz zur Verlustleistungsberechnung des Spulen Kerns wurde das Bertotti-Modell ausgewählt, da dieses auf dem in der Recherche verwendeten Ansatz der Verlustunterteilung beruht. Ein zur Verlustleistungsberechnung erstelltes MATLAB-Skript ermittelt die Koeffizienten des Bertotti-Modells und vergleicht die unterschiedlichen Operatoren, die zur Koeffizientenberechnung genutzt werden. Mit Hilfe der Kriterien des relativen Fehlers, des MSEs, des RMSEs und des R^2 -Wertes konnte die Verlustleistungsapproximation des Bertotti-Modells bewertet werden. Die Vorhersage der Verlustleistungsdichte durch das Bertotti-Modell konnte nur bis 2 kHz überprüft werden, da die Datensätze der Hersteller nur Messungen bis zu dieser Frequenz beinhalten.

Die Auswertung ergab, dass mit dem Operator `lsqcurvefit` die Vorhersage des Modells am präzisesten ist. Das Bertotti-Modell liefert in der Regel eine akkurate Approximation der Messdaten mit einem durchschnittlichen R^2 -Wert von 0.996. Dies konnte auch mit einem k-fachen Kreuzvalidierungsverfahren bestätigt werden. Lediglich bei geringen Flussdichten und Frequenzen treten relative Fehler bis zu 40 % auf. Diese sind darin begründet, dass geringe Abweichungen bei kleinen Werten einen hohen relativen Fehler zur Folge haben.

Auch das Höganäs-Modell weist einen guten Fit für die Messdaten auf und liefert nur minimal schlechtere Ergebnisse. Das Höganäs-Modell weist geringfügig kleinere relative Fehler bei niedrigen Frequenzen auf und sollte bei diesen dem Bertotti-Modell vorgezogen werden.

Das Simulinkmodell liefert plausible Werte der Verlustleistung, ist aber für die tatsächliche Verlustleistungsapproximation und den Vergleich verschiedener Materialien in dieser Form nicht aussagekräftig, da die Jiles-Atherton-Parameter auf Basis eines Eisenkerns geschätzt werden.

Dass bei niedrigen Frequenzen die Hystereseverluste und bei hohen Frequenzen die Wirbelstromverluste dominieren, konnte durch das Bertotti-Modell bestätigt werden. Dies ist in der Abbildung 6.1 deutlich zu erkennen. Die Frequenz ab der

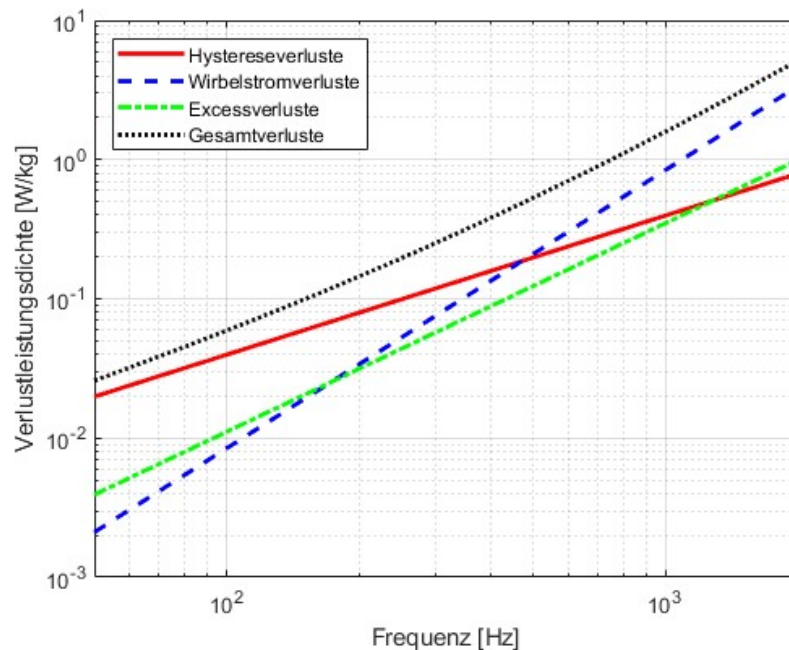


Abbildung 6.1: Anteil der Hysterese-, Wirbelstrom- und Excessverluste für TK powercore® traction bei $B = 0.2\text{ T}$

die Wirbelstromverluste dominieren ist stark von den Materialtypen abhängig. Bei den GNO-Materialien beginnen sie je nach Flussdichte ab einem Frequenzbereich zwischen 300 Hz und 600 Hz zu dominieren. Bei dem GO-Material von Thyssen Krupp ist dies zwischen 750 Hz und 1.3 kHz der Fall während sie bei den SMC-Werkstoffen erst oberhalb der überprüfbaren Frequenz von 2 kHz dominieren. Die Excessverluste machen über den gesamten betrachteten Frequenzbereich nur bei sehr kleinen Flussdichten einen wesentlichen Anteil an den Gesamtverlusten aus.

Die Gesamtverluste aller Materialien sind im Anhang A.2 zu finden und können mit dem entwickelten MATLAB-Skript reproduziert werden.

Auf Basis dieser Modellierungsergebnisse werden im nun folgenden Fazit Empfehlungen für die Materialverwendung und weitere Optimierungsansätze aufgezeigt.

7 Fazit und Ausblick

7.1 Fazit

In dieser Arbeit wird die elektromagnetische Simulation und Modellierung von Verlustleistungen in Spuleneinheiten elektrischer Maschinen systematisch untersucht. Der Fokus liegt auf der detaillierten Analyse der Kernverluste, da diese einen signifikanten Anteil der Gesamtverluste in Axialflussmaschinen darstellen.

Auf Basis einer umfassenden Literaturrecherche konnten die Verluste der Spuleneinheit nach ihren unterschiedlichen physikalischen Ursachen in Hysteres-, Wirbelstrom und Excessverluste getrennt und hergeleitet werden. Die verschiedenen Verlustarten wurden in Bezug zu weichmagnetischen Materialien und deren Verwendung gebracht. Dieser Ansatz der Verlustseparation wurde durch Implementierung des Bertotti-Modells in MATLAB in der Modellierung übernommen.

Mit Hilfe aufbereiteter Messdaten aus Herstellerdatenblättern konnte das Bertotti-Modell an die verschiedenen Materialien angepasst werden. Dabei wurde eine sehr gute Übereinstimmung der Modellierung mit den Messdaten erzielt, insbesondere durch den Einsatz des `lsqcurvefit`-Operators zur Koeffizientenanpassung. Die Ergebnisse zeigen im Frequenzbereich von 50 Hz bis 2 kHz R^2 -Werte über 0.99, was auf eine hohe Approximationstreue hindeutet.

Als alternatives Modell und Vergleich wurde das Höganäs-Modell verwendet, das speziell für SMC-Materialien optimiert ist. Dieses Modell zeigte auch in der Auswertung mit den anderen Materialien nur eine minimal schlechtere Güte als das Bertotti-Modell. Die Modellierung der Verlustleistung konnte nicht für den gesamten definierten Betriebsbereich der AFM verifiziert werden, da die zur Bewertung verwendeten Messdaten diesen nicht komplett abdecken. Die mit dem Bertotti-Modell simulierten Werte für α stimmen für die GNO-Materialien nicht mit der Definition von PLUTA [21] überein. Die Unstimmigkeiten konnten auch bei erneuter Prüfung durch ein iteratives Verfahren zur Berechnung der Koeffizienten nicht erklärt werden.

Die Simulation der Verlustleistung in Simulink konnte auf Grund begrenzter Datengelage nur mit einem Material umgesetzt werden. Für den Vergleich der Simulation in Simulink und der Modellierung in MATLAB wurde bei beiden Methoden der gleiche

exemplarische Spulenkern angenommen. Trotz plausibler Verlustleistungsergebnisse des Simulinkmodells wird die Aussagekraft in Frage gestellt, da festgestellt wurde, dass Simulink die Parameterapproximation auf Basis von gesättigtem Eisen vornimmt. Die Ergebnisse beider Methoden bestätigten die Frequenzabhängigkeit der Verlustarten. Während bei niedrigen Frequenzen die Hystereseverluste dominieren, steigen die Wirbelstromverluste mit zunehmender Frequenz stark an. Abschließend werden auf Grundlage des Bertotti-Modells die Materialien Hipercor 50 von Carpenter Electrification und die Werkstoffe powercore[®] GO und powercore[®] traction von Thyssen Krupp bei Betrieb der AFM zwischen 50 Hz und 2 kHz für den Spulenkern empfohlen, da sie im evaluierten Frequenzbereich die geringsten Verlustleistungsdichten aufweisen.

7.2 Ausblick

Die in dieser Arbeit gewonnenen Erkenntnisse eröffnen mehrere Perspektiven für weiterführende Untersuchungen.

Die Allgemeingültigkeit des Bertotti-Modells sollte für den gesamten Betriebsbereich der AFM überprüft werden. Hierzu wäre die Akquirierung weiterer Datensätze essenziell, um die Modellierung zu verifizieren. Zum einen könnten die Daten nur genutzt werden um das Modell bei Frequenzen von über 2 kHz zu kontrollieren, zum anderen könnten die Daten in diesem Frequenzbereich zur Verbesserung der Anpassungsgüte des Modells Verwendung finden.

Auch die in Kapitel 3 erwähnten Materialtypen von amorphem Eisen, nanokristallinem Eisen, amorphem Kobalt und Eisen-Nickel-Verbindungen sollten für die Realisierung der Spuleneinheit in Betracht gezogen werden. Die Güte der Verlustleistungsapproximation des Bertotti-Modells sollte auch für diese Materialarten getestet werden.

Bezüglich der Unstimmigkeiten des α -Wertes sollte geklärt werden, welche Ursache zu Grunde liegt, dass die mit dem Bertotti-Modell ermittelten Werte nicht mit der Literaturklassifikation übereinstimmen.

Die Berechnung der Spulenverluste sollten nach Erkenntnis dieser Arbeit mit FEM-Simulationsprogrammen vorgenommen werden, da die Geometriekomplexität analytisch nur äußerst aufwändig und mit erheblichen Vereinfachungen modellierbar ist.

A Anhang

A.1 Modell-Fit

A.1.1 Bertotti-Modell

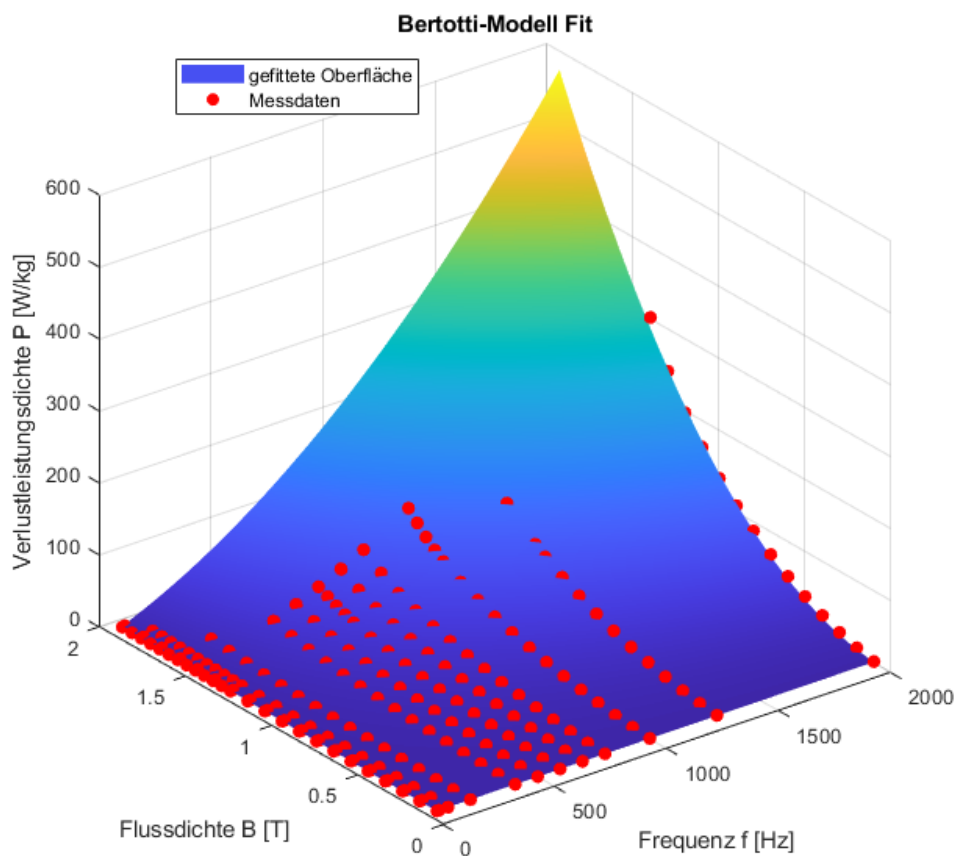


Abbildung A.1: VLD für TK powercore[®] traction mit dem Bertotti-Modell (*lsqcurvefit*)

A.1.2 Höganäs-Modell

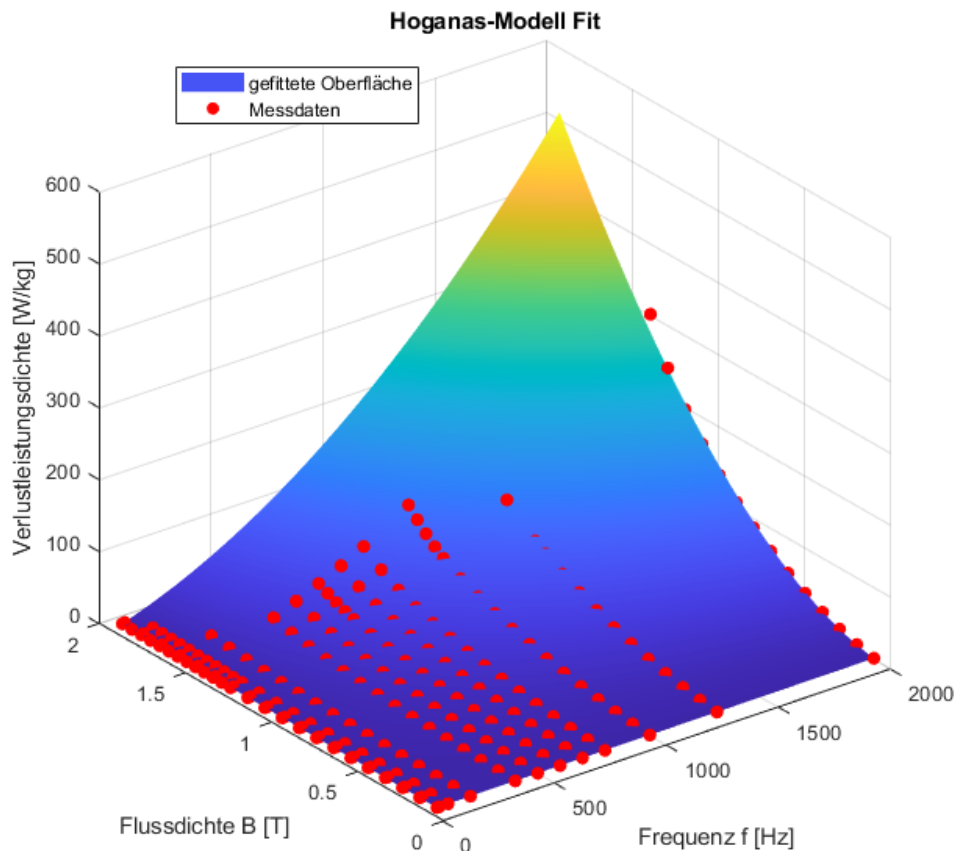


Abbildung A.2: VLD für TK powercore[®] traction mit dem Höganäs-Modell (*lsqcurvefit*)

A.2 Gesamtverluste der modellierten Materialien

Im Nachfolgenden sind für alle modellierten Materialien die Graphen über die Gesamtverlustleistungsdichte im Frequenzbereich von 50 Hz bis 2 kHz bei drei verschiedenen Flussdichten abgebildet.

A.2.1 powercore 235 35 A

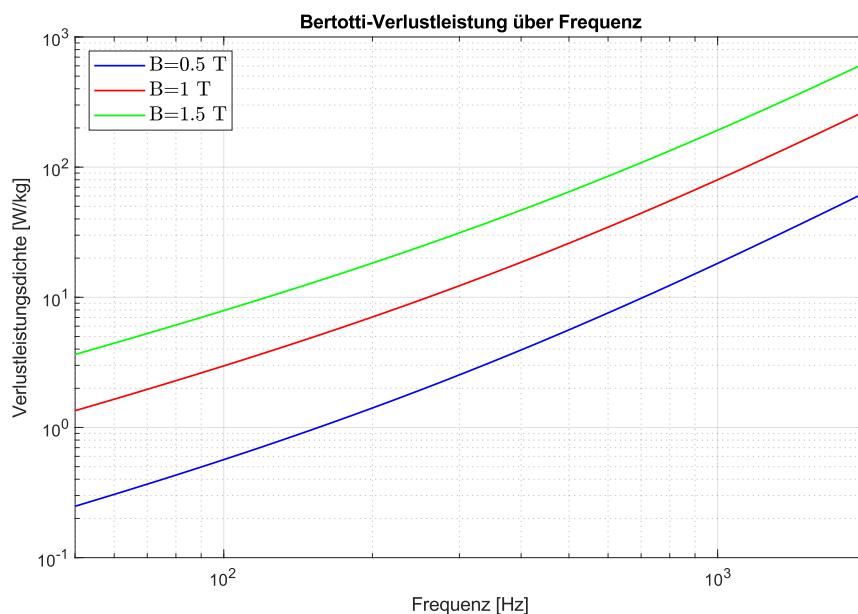


Abbildung A.3: Gesamtverlust powercore[®] 235 35 A

A.2.2 powercore 280 35 PP

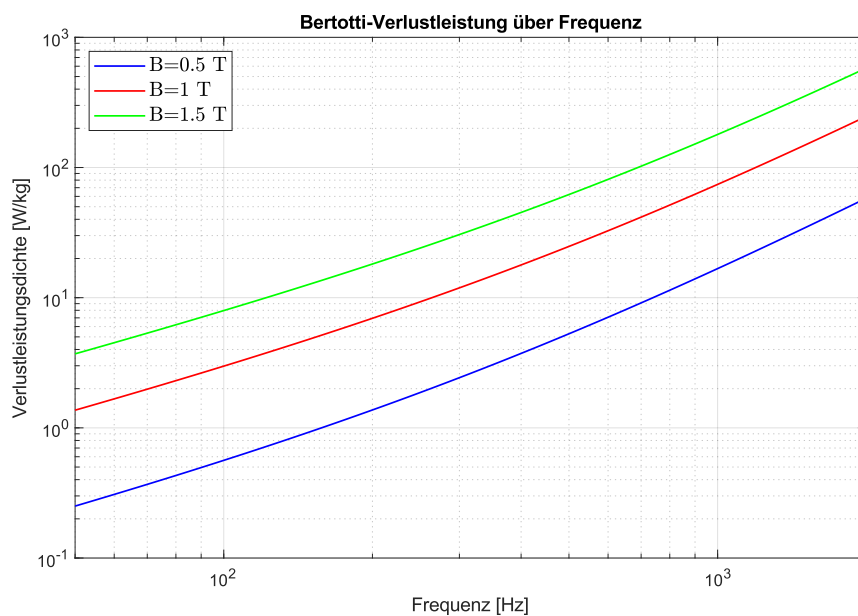


Abbildung A.4: Gesamtverlust powercore[®] 280 35 PP

A.2.3 powercore GO 20

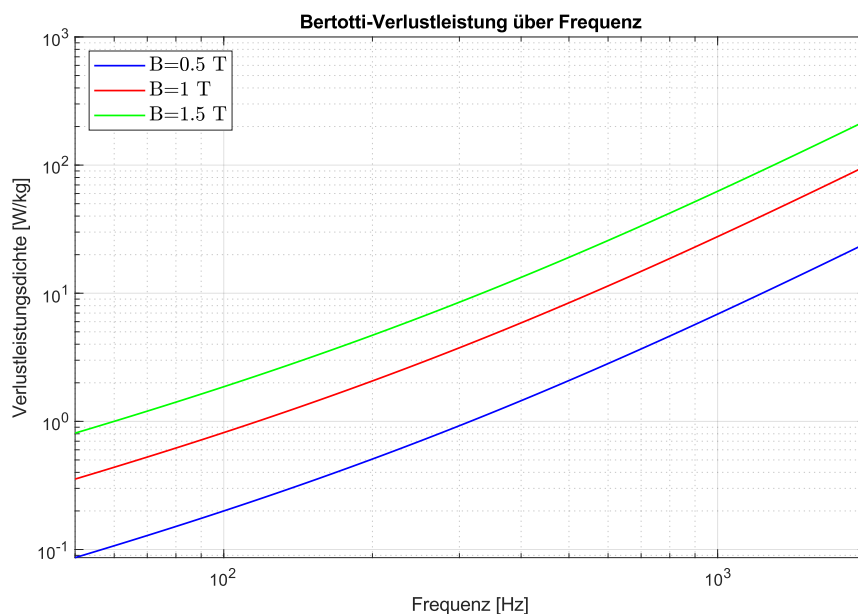


Abbildung A.5: Gesamtverlust powercore® GO 20

A.2.4 powercore traction NGO 020 130Y320

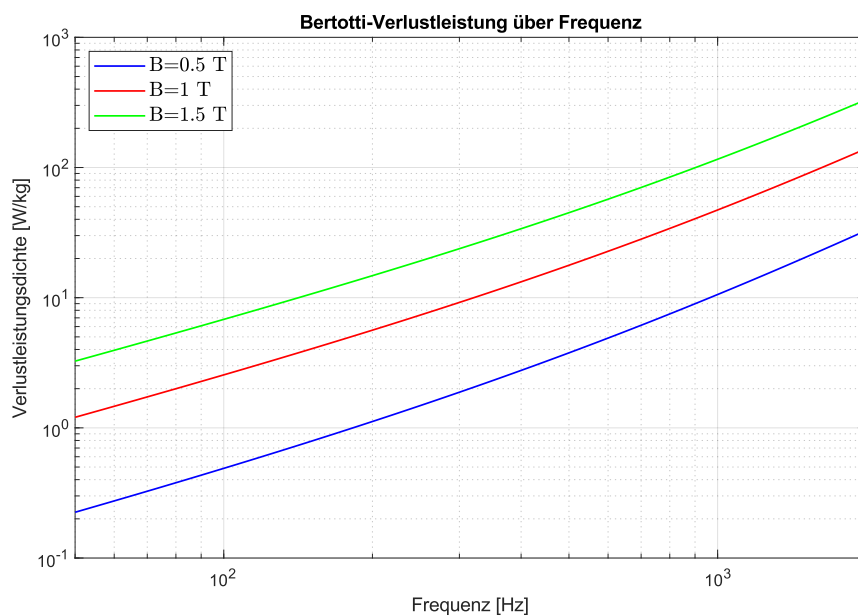


Abbildung A.6: Gesamtverlust powercore® traction NGO 020 130Y320

A.2.5 Hiperco 50

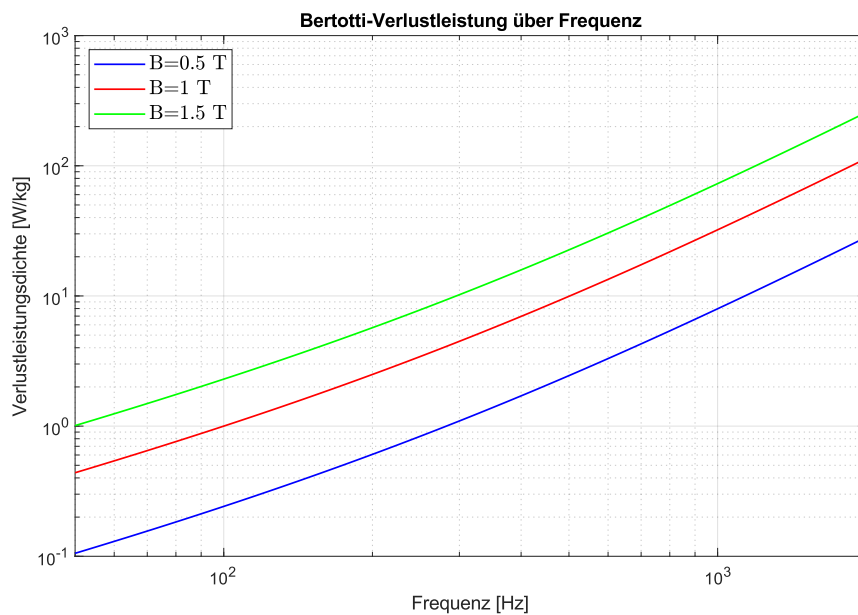


Abbildung A.7: Gesamtverlust Hiperco 50

A.2.6 Somaloy 700HR 5P

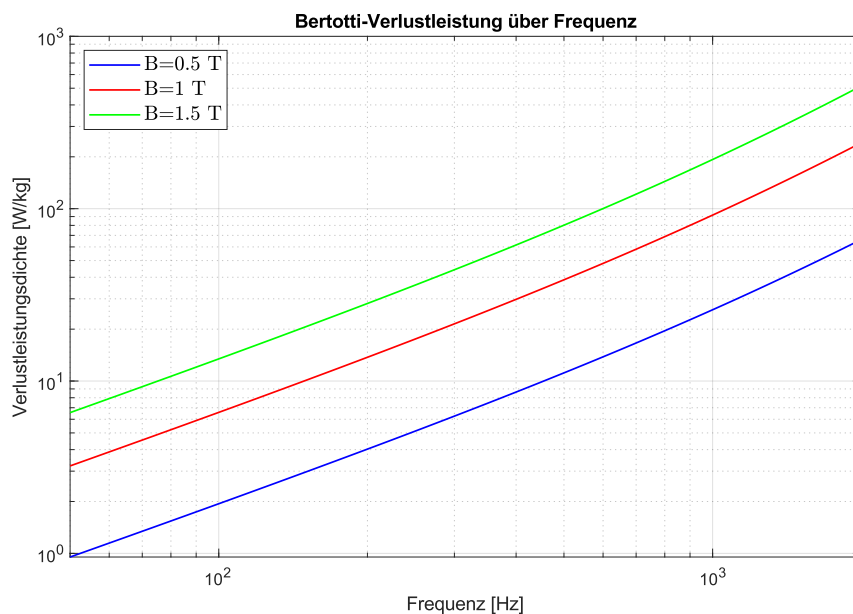


Abbildung A.8: Gesamtverlust Somaloy 700HR 5P

A.2.7 Somaloy 130i 5P

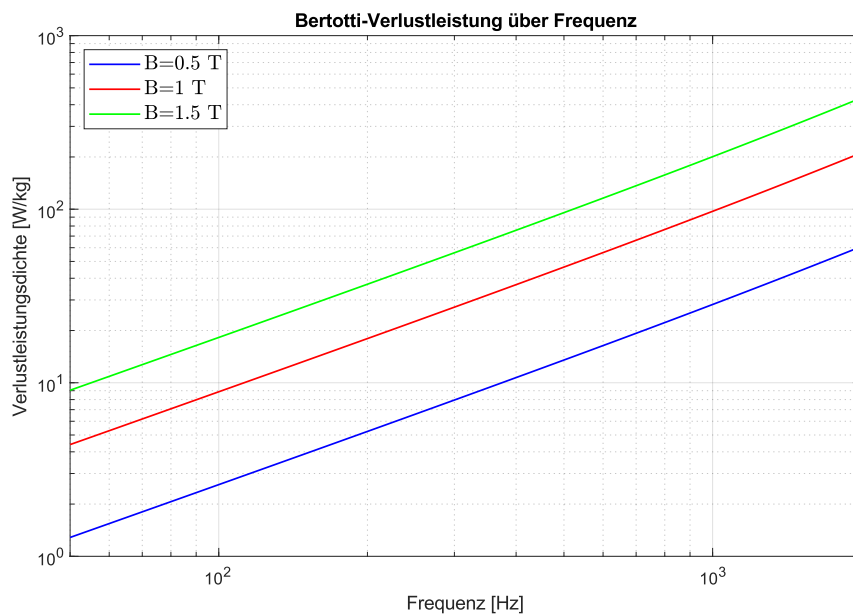


Abbildung A.9: Gesamtverlust Somaloy 130i 5P

A.2.8 Somaloy 110i 5P

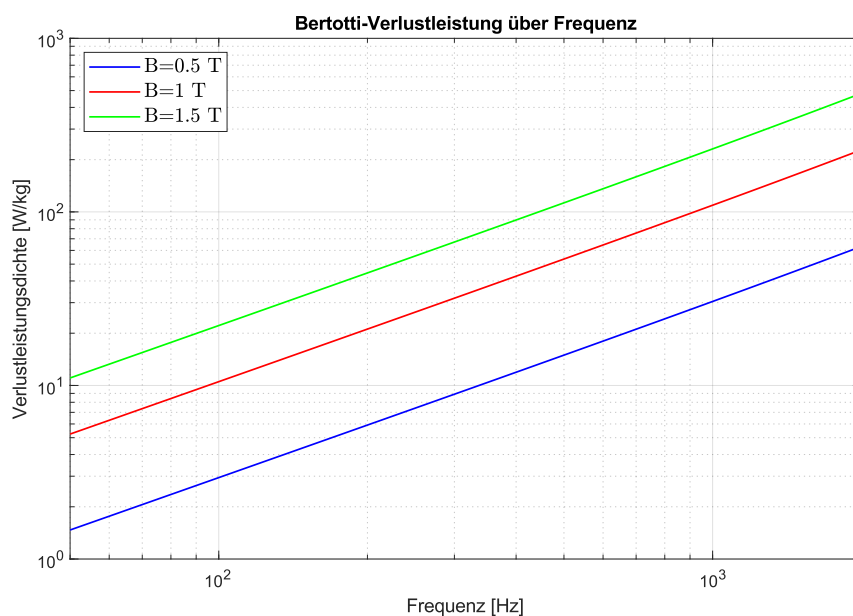


Abbildung A.10: Gesamtverlust Somaloy 110i 5P

A.3 Spulenverluste

In den nun folgenden Abschnitten werden die in der Spule entstehenden Ohmschen DC-Verluste und die Wirbelstromverluste betrachtet. In der Spule kommt es zu zwei verschiedenen Wirbelstromverlusten die auf Grund unterschiedlicher Effekte zustande kommen. Der Unterschied wird in diesem Abschnitt ausgeführt.

A.3.1 Ohmsche DC-Verluste

In den Wicklungen der Spule sorgt der fließende Strom für klassische ohmsche Gleichstromverluste, welche sich in Form von Wärmeabgabe darstellen. Diese werden auch als DC-Verluste bezeichnet. Sie werden im Folgenden nicht weiter erläutert, sollten aber der Vollständigkeit halber hier erwähnt werden.

A.3.2 Wirbelstromverluste durch den Skin-Effekt

Ein von Wechselstrom durchflossener Leiter verursacht nach ØRSTED immer ein Magnetfeld. Dieses breitet sich außerhalb aber auch innerhalb des Leiters aus. Der Skin-Effekt beruht auf dem Magnetfeld innerhalb des Leiters und führt zu einer ungleichmäßig verteilten Stromdichte $J_s(r)$. [3] Durch das zeitlich veränderliche H -Feld beziehungsweise das zeitlich veränderliche B -Feld ($B = \mu_r \mu_0 H$) ergibt sich im Folgenden mit dem Faradayschen Gesetz

$$\oint \vec{E} d\vec{l} = - \iint \vec{B} d\vec{A} \quad (\text{A.1})$$

ein induziertes elektrisches Feld $\vec{E}$ entlang des Integrationsweges. Hieraus folgt mit Hilfe des Ohmschen Gesetzes aus Gleichung 2.5 ein Stromfluss in Richtung des elektrischen Feldes.

Die Abbildung A.11 veranschaulicht dies und zeigt, dass die induzierten Wirbelströme der ursprünglichen Stromdichte $\vec{J}_s$ im Leitermittelpunkt entgegenwirken. Da der Gesamtstromfluss durch den Leiter erhalten werden muss, wird die ursprüngliche Stromdichte $\vec{J}_s$ am Rand des Leiters verstärkt.

Mit steigender Frequenz wird die Stromdichte im Leiter zum Rand hin verlagert, der Skin-Effekt nimmt deutlich zu. Die Stromdichte geht im Leitermittelpunkt deshalb

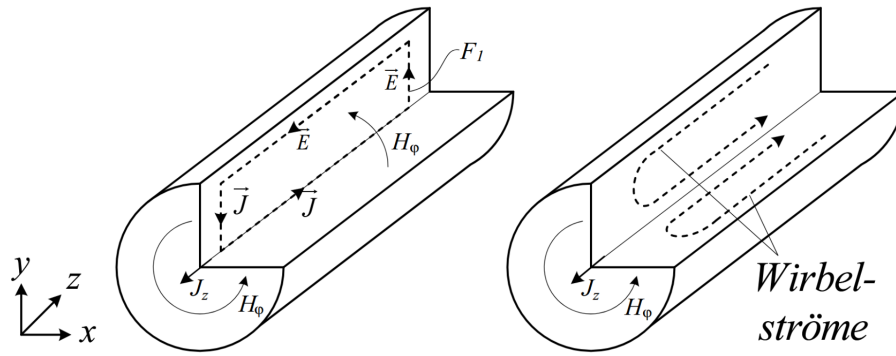


Abbildung A.11: Induktion von Wirbelströmen durch den Skin-Effekt [25, Abb. 1.2]

mit zunehmender Frequenz gegen 0 und nimmt vom Zentrum nach außen hin zu. Den Abstand vom Leiterrand, bei dem die Stromdichte $1/e$ des Spitzenwertes erreicht wird als Skintiefe δ bezeichnet und folgendermaßen berechnet:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot \mu_0 \cdot \sigma \cdot f}} \quad (\text{A.2})$$

Steigt die Frequenz, fließt der Strom also in immer kleineren Bereichen des Leiters. Dementsprechend nimmt auch der AC-Widerstand R_{AC} gemäß der folgenden Gleichung zu:

$$R = \rho_{el} \cdot \frac{l}{A} \quad (\text{A.3})$$

$F_r(f)$ beschreibt das Verhältnis des AC-Widerstandes zu dem DC-Widerstand. Die ohmschen Verluste durch den Skin-Effekt können abschließend über folgende Formel nach BIELA [25, Gl. 1.8] berechnet werden:

$$P_{\text{Skin}} = F_r(f) \cdot R_{DC} \cdot \hat{i}^2 \quad (\text{A.4})$$

A.3.3 Wirbelverluste durch den Proximity-Effekt

Wie in Abschnitt A.3.2 bereits erwähnt, wird durch ein von Wechselstrom durchflossenen Leiter A immer auch ein Magnetfeld außerhalb des Leiters erzeugt. Befindet sich ein zweiter Leiter B in der Nähe, wie beispielsweise bei einer Spule parallel direkt daneben, so verlaufen die magnetischen Feldlinien des Leiters A auch durch

den Leiter B. Optisch nachvollzogen werden kann der Prozess in Abbildung A.12. Somit entstehen durch das induzierte Magnetfeld der „Nachbar“-Windungen ebenfalls Wirbelströme, was sich in der Bezeichnung Proximity-Effekt widerspiegelt. Die Wirbelströme lassen sich identisch wie in Abschnitt A.3.2 nach Gleichung A.1 berechnen. Diese Wirbelströme sorgen dafür, dass sich die Stromdichte in den Windungen asymmetrisch über den Durchmesser verteilt. Die Stromverteilung in Leiter B ist dabei so, dass auf der dem Leiter A zugewandten Seite der Strom in entgegengesetzter Richtung zu dem in Leiter A fließt. Auf der abgewandten Seite hingegen verläuft der Strom in Leiter B in die gleiche Richtung wie in Leiter A. Dies kann auch in der Abbildung A.12 nachvollzogen werden.

Die verursachten Wirbelströme führen ebenfalls wie in Abschnitt A.3.2 erläutert zu einer Erhöhung des ohmschen Widerstandes. Die Funktion $G_R(f)$ beschreibt den durch den Proximity-Effekt ausgelösten Verlauf der Verluste in Abhängigkeit der Frequenz. Somit können die ohmschen Verluste durch den Proximity-Effekt über nachfolgende Formel [25, Gl. 1.9] ermittelt werden:

$$P_{\text{Prox}} = G_R(f) \cdot \hat{H}^2 \quad (\text{A.5})$$

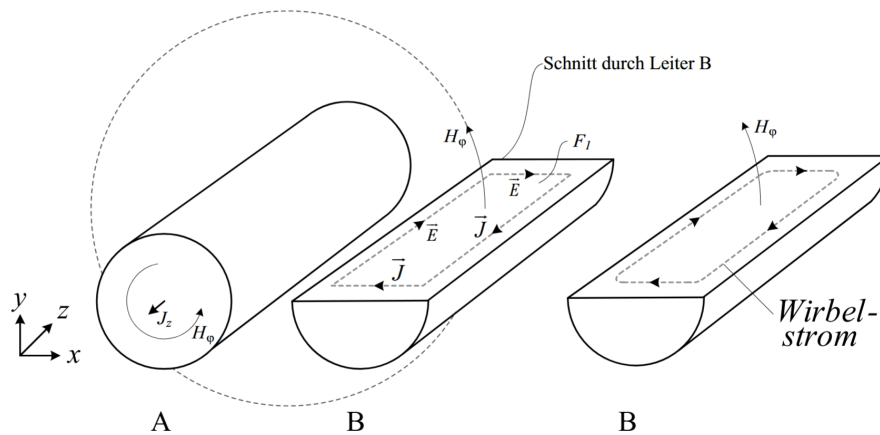


Abbildung A.12: Induktion von Wirbelströmen durch den Proximity-Effekt [25, Abb. 1.8]

A.4 Thyssen Krupp powercore Explorer

Der powercore explorer® ist ein von Thyssen Krupp, das mit Hilfe von Materialdatensätzen verschiedene Plots, wie beispielsweise B-H-Kurven generieren kann. Zudem stellt das Programm in einer Tabellenansicht die Verlustleistungsdichten bei verschiedenen Frequenzen dar.

Das Programm ist nicht öffentlich verfügbar und wurde dankenswerterweise mit Datensätzen dreier Materialien von Thyssen Krupp für diese Thesis zur Verfügung gestellt.

A.5 Datenblätter

A.5.1 Carpenter Electrification

Typical magnetic anneal physical properties

PROPERTY	At or From	English Units	Metric Units
SPECIFIC GRAVITY	68°F (20°C)	8.12	8.12
DENSITY	-	0.2930 lb/in ³	8.11 g/cm ³
	77 to 392°F (25 to 200°C)	5.3 x 10 ⁻⁶ /°F	9.59 x 10 ⁻⁶ /°C
MEAN COEFFICIENT OF THERMAL EXPANSION	77 to 752°F (25 to 400°C)	5.6 x 10 ⁻⁶ length/length/°F	10.1 x 10 ⁻⁶ length/length/°C
	77 to 1112°F (25 to 600°C)	5.8 x 10 ⁻⁶ length/length/°F	10.5 x 10 ⁻⁶ length/length/°C
	77 to 1472°F (25 to 800°C)	6.3 x 10 ⁻⁶ length/length/°F	11.3 x 10 ⁻⁶ length/length/°C
THERMAL CONDUCTIVITY	-	206.8 Btu in/hr/ft ² /°F	29.83 W/m/°C
ELASTIC MODULUS	-	30 x 10 ³ ksi	206.8 GPa
ELECTRICAL RESISTIVITY	70°F (21°C)	241.0 ohm-cir-mil/ft	40.1 x 10 ⁻⁸ ohm-m
CURIE TEMPERATURE	-	1720°F	938°C

1 Curie temperature is phase transition from magnetic to non-magnetic phase

Abbildung A.13: Datenblatt Hiperco 50-1

Magnetic properties

AC CORE LOSS

Add Comparison

Stator 0.1mm

SPECIFIC CORE LOSS (W/kg)						
Tesla	60 Hz	200 Hz	400 Hz	1000 Hz	1500 Hz	2000 Hz
☒ 1T	1.10	4.09	9.01	27.24	47.40	69.19
☒ 1.25T	1.52	5.66	12.49	38.94	67.33	100.30
☒ 1.5T	2.00	7.47	16.70	52.77	91.52	136.58
☒ 1.8T	2.73	10.22	22.84	72.32	125.18	187.31
☒ 2T	3.27	12.21	27.36	87.62	149.91	224.27

Stator 0.15mm

SPECIFIC CORE LOSS (W/kg)						
Tesla	60 Hz	100 Hz	200 Hz	400 Hz	1000 Hz	2000 Hz
☒ 0.5T	0.40	0.72	1.55	3.44	10.35	28.31
☒ 1T	1.08	1.92	4.32	10.07	34.07	88.75
☒ 1.5T	1.90	3.46	7.91	18.95	65.85	179.33
☒ 2T	2.75	5.13	12.24	30.15	108.25	313.88
☒ 2.2T	3.01	5.68	13.60	34.02	127.81	374.20

Remove Table

Stator 0.2mm

SPECIFIC CORE LOSS (W/kg)								
Tesla	60 Hz	100 Hz	200 Hz	400 Hz	600 Hz	800 Hz	1000 Hz	2000 Hz
☒ 0.5T	0.34	0.59	1.34	3.11	5.33	7.53	10.22	27.58
☒ 1T	0.89	1.57	3.65	9.34	16.14	24.03	32.79	96.40
☒ 1.5T	1.58	2.87	6.87	17.64	32.98	50.03	70.48	232.25
☒ 2T	2.54	4.67	11.24	29.64	56.98	89.49	131.64	460.46
☒ 2.2T	2.87	5.29	13.16	34.71	66.52	117.11	156.57	565.53

Remove Table

Stator 0.35mm

SPECIFIC CORE LOSS (W/kg)				
Tesla	60 Hz	400 Hz	1000 Hz	2400 Hz
☒ 1T	1.30	15.72	59.87	266.76
☒ 1.5T	2.35	33.15	156.66	786.69
☒ 2T	3.71	63.09	333.92	1764.82
☒ 2.2T	4.21	75.53	402.75	2166.24

Abbildung A.14: Datenblatt Hiperco 50-2

A.5.2 Höganäs



Somaloy® 700HR 5P

800 MPa

General			
Base material: Somaloy 700HR 5P	Additive(s): 0.3% 5P Lube	Compaction: Pressure: 800 MPa Die temperature: 100°C	Heat treatment: Atmosphere: Nitrogen Temperature: 650°C

Mechanical properties		Standards	
Transverse rupture strength/150°C	[MPa]	60/60	SS-ISO 3325
Tensile strength/Yield strength	[MPa]	20/20	SS-EN 10002-1, ISO 2740
Compressive strength/Yield	[MPa]	650/110	ASTM E9-89a
Young's modulus	[GPa]	150	ASTM E 1876-99
Poisson's ratio	-	0.23	ASTM E 1876-99
Impact Energy	[J]	1.7	SS-EN 10045, SS-EN 25754

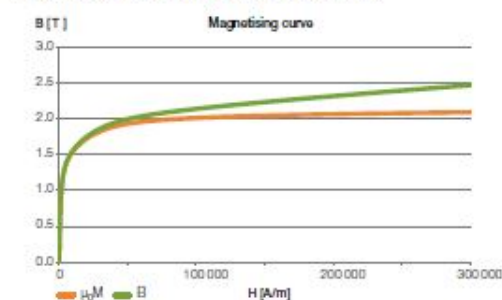
Physical properties		Standards	
Density	[g/cm³]	7.50	SS-ISO 2738
Thermal expansion	[K⁻¹]	11 e-06	ASTM E 228/MF 35
Thermal conductivity	[W/m·K]	21	ISO 22007-2
Resistivity	[μΩm]	700	Four point measurement on bars 18x100x10mm (Ø 10mm) length 50mm

Magnetic properties		Standards	
B@4000A/m	[T]	1.33	IEC 60404-4
B@10000A/m	[T]	1.57	IEC 60404-4
H _c	[A/m]	120	IEC 60404-4
μ _r -max	-	600	IEC 60404-4

Powder properties		Standards	
Apparent density	[g/cm³]	3.30	ISO 3923/1
Flow	[s/50g]	33	ISO 4430
Green density	[g/cm³]	7.51	ISO 3927
Green strength	[MPa]	15	ISO 3995
Springback	[°]	0.16	ISO 4432, ISO 2740
Heat treated dim. change	[°]	-0.09	ISO 4432, ISO 2740
Total dim. change	[°]	0.07	ISO 4432, ISO 2740

Magnetising curve

Data adjusted for use in Finite Element modelling



H[A/m]	μ ₀ M[T]	B[T]	H[A/m]	μ ₀ M[T]	B[T]
0	0.00	0.00	13228	1.51	1.63
63	0.03	0.03	27279	1.80	1.84
119	0.06	0.06	49771	1.93	1.99
214	0.14	0.14	74771	1.98	2.08
306	0.21	0.21	99771	2.01	2.14
608	0.45	0.45	124771	2.03	2.19
899	0.65	0.65	149771	2.04	2.23
1344	0.86	0.86	189771	2.06	2.30
1996	1.05	1.05	229771	2.07	2.36
3285	1.24	1.24	279771	2.09	2.44
6377	1.43	1.43	304771	2.091	2.47

Core loss

[W/kg]	50/60 Hz	100 Hz	200 Hz	300 Hz	400 Hz	500 Hz	600 Hz	700 Hz	800 Hz	900 Hz	1000 Hz	2000 Hz
0.5T	1.0/1.2	1.9	4.0	6.0	9.0	11	14	17	20	23	26	66
1.0T	3.2/3.9	6.6	14	21	30	39	48	58	69	80	92	241
1.5T	6.6/7.9	13	28	44	62	80	100	121	144	168	193	516

Measured according to CEI/IEC 60404-6:2003 on ring sample (OD55 ID45 H5 mm).

Loss model

K _h	0.063	K _{ep}	0.000027
----------------	-------	-----------------	----------

$$P_{tot} = K_h \cdot f \cdot B^{1.75} + K_{ep} \cdot f^2 \cdot B^2 + \frac{B^2 \cdot f^2 \cdot d^2}{1.8 \cdot \rho \cdot \text{resistivity} \cdot 1000} \quad [\text{W/kg}]$$

Model is verified up to 1.5T and 5000Hz.

K_h Hysteresis loss coefficient
K_{ep} in particle eddy current coefficient
d Smallest cross section of component [mm]
f Frequency [Hz]
B Field strength [T]
ρ Density [g/cm³]
resistivity [μΩm]

Abbildung A.15: Datenblatt Somaloy 700HR 5P

Somaloy® 130i 5P

800 MPa

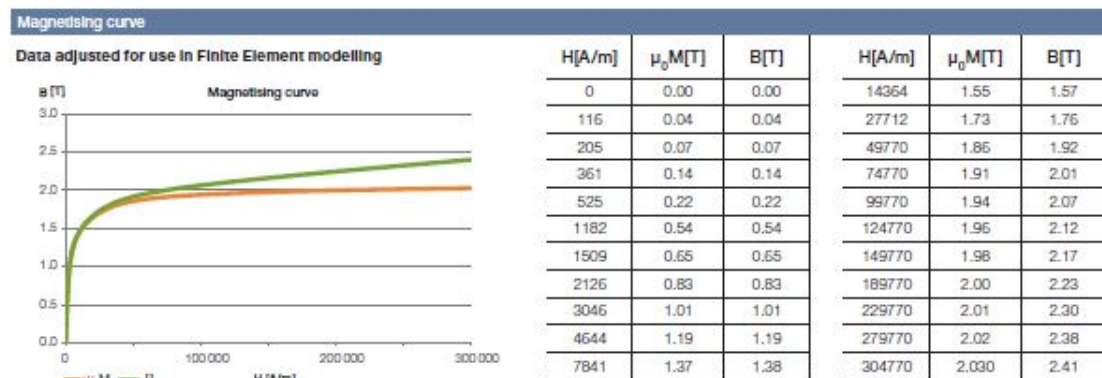
General			
Base material: Somaloy 130i 5P	Additive(s): 0.3% 5P Lube	Compaction: Pressure: 800 MPa Die temperature: 80°C	Heat treatment: Atmosphere: Nitrogen Temperature: 650°C

Mechanical properties		Standards	
Transverse rupture strength/150°C	[MPa]	35/35	SS-ISO 3325
Tensile strength/Yield strength	[MPa]	15/15	SS-EN 10003-1, ISO 2740
Compressive Strength/Yield	[MPa]	310/110	ASTM E9-89a
Young's modulus	[GPa]	100	ASTM E 1875-99
Poisson's ratio	-	0.23	ASTM E 1875-99
Impact Energy	[J]	0.6	SS-EN 10045, SS-EN 25754

Physical properties		Standards	
Density	[g/cm³]	7.44	SS-ISO 2738
Thermal expansion	[K⁻¹]	11 e-05	ASTM E 229/MPF 35
Thermal conductivity	[W/m·K]	19	ISO 22007-2
Resistivity	[μΩm]	20000	Four point measurements on non. 100 OD 5mm ID 4mm length 5mm

Magnetic properties		Standards	
B@4000A/m	[T]	1.14	IEC 60404-4
B@10000A/m	[T]	1.47	IEC 60404-4
H _c	[A/m]	153	IEC 60404-4
μ _r max	-	350	IEC 60404-4

Powder properties		Standards	
Apparent density	[g/cm³]	3.58	ISO 3923/1
Flow	[s/50g]	22	ISO 4490
Green density	[g/cm³]	7.43	ISO 3927
Green strength	[MPa]	8	ISO 3995
Springback	[%]	0.22	ISO 4492, ISO 2740
Heat treated dim. change	[%]	-0.10	ISO 4492, ISO 2740
Total dim. change	[%]	0.12	ISO 4492, ISO 2740



Core loss							
[W/kg]	50/60 Hz	100 Hz	250 Hz	500 Hz	750 Hz	1000 Hz	2000 Hz
0.5T	1.2/1.4	2.4	6.1	13	20	27	61
1.0T	4.0/4.8	8.0	21	43	67	93	214
1.5T	8.1/9.8	16	42	88	138	192	448

[W/kg]	5 kHz	10 kHz	20 kHz	30kHz
0.05T	2.3	6.2	16	29
0.1T	9.2	24	64	113
0.2T	36	95	250	442

Measured according to CEI/IEC 60404-6:2003 on ring sample (OD55 ID45 H5 mm).

Loss model		
K _h	0.079	K _{sp} 0.000014

$$P_{tot} = K_h \cdot f \cdot B^{1.75} + K_{sp} \cdot f^2 \cdot B^2 + \frac{B^2 \cdot f^2 \cdot d^2}{1.8 \cdot \rho \cdot \text{resistivity} \cdot 1000}$$

Model is verified up to 0.5T-1.5T and 5000Hz.

$$P_{tot} = 90 \cdot B^{1.97} \cdot f^{1.40}$$

Model is verified up to 0.05T-0.2T and 5-50 kHz.

K _h	Hysteresis loss coefficient	f	Frequency [Hz]
K _{sp}	In particle eddy current coefficient	B	Field strength [T]
d	Smallest cross section of component [mm]	ρ	Density [g/cm³]
		resistivity	[μΩm]

Abbildung A.16: Datenblatt Somaloy 130i 5

Somaloy® 110i 5P

800 MPa

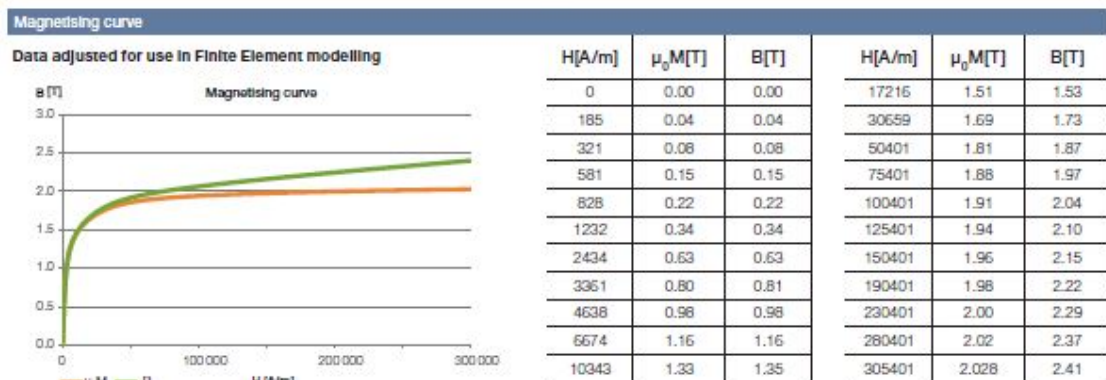
General			
Base material: Somaloy 110i 5P	Additive(s): 0.4% 5P Lube	Compaction: Pressure: 800 MPa Die temperature: 60°C	Heat treatment: Atmosphere: Nitrogen Temperature: 650°C

Mechanical properties		Standards	
Transverse rupture strength/150°C	[MPa]	42/42	SS-ISO 3325
Tensile strength/Yield strength	[MPa]	25/25	SS-EN 10002-1, ISO 2740
Compressive Strength/Yield	[MPa]	270/110	ASTM E9-89a
Young's modulus	[GPa]	90	ASTM E 1875-99
Poisson's ratio	-	0.23	ASTM E 1875-99
Impact Energy	[J]	0.6	SS-EN 10045, SS-EN 25754

Physical properties		Standards	
Density	[g/cm³]	7.30	SS-ISO 2738
Thermal expansion	[K⁻¹]	11 e-06	ASTM E 228/MF 35
Thermal conductivity	[W/m·K]	15	ISO 22007-2
Resistivity	[μΩm]	18000	Four point measurements on non-silica ISO 15650-2 Green Indigo Green

Magnetic properties		Standards	
B@4000A/m	[T]	0.90	IEC 60404-4
B@10000A/m	[T]	1.33	IEC 60404-4
H _c	[A/m]	207	IEC 60404-4
μ _s -max	-	220	IEC 60404-4

Powder properties		Standards	
Apparent density	[g/cm³]	3.42	ISO 3929/1
Flow	[s/50g]	28	ISO 4490
Green density	[g/cm³]	7.33	ISO 3927
Green strength	[MPa]	9	ISO 3995
Springback	[°]	0.23	ISO 4492, ISO 2740
Heat treated dim. change	[°]	-0.13	ISO 4492, ISO 2740
Total dim. change	[°]	0.10	ISO 4492, ISO 2740



Core loss								
[W/kg]	50/60 Hz	100 Hz	250 Hz	500 Hz	750 Hz	1000 Hz	2000 Hz	
0.5T	1.5/1.8	2.9	7.4	15	23	32	68	
1.0T	4.9/5.9	9.9	25	52	79	108	236	
1.5T	10/12	20	51	105	162	222	489	

[W/kg]	5 kHz	10 kHz	20 kHz	30kHz
0.05T	1.7	4.4	11	19
0.1T	7.0	18	46	79
0.2T	29	74	188	326

Measured according to CEI/IEC 60404-6:2003 on ring sample (OD55 ID45 H5 mm).

Loss model		
K _h	0.098	K _{sp} 0.000010

$$P_{tot} = K_h \cdot f \cdot B^{1.75} + K_{sp} \cdot f^2 \cdot B^2 + \frac{B^2 \cdot f^2 \cdot d^2}{1.8 \cdot \rho \cdot \text{resistivity} \cdot 1000} \quad [\text{W/kg}]$$

Model is verified up to 0.5T-1.5T and 5000Hz.

$$P_{tot} = 88 \cdot B^{2.04} \cdot f^{1.35}$$

Model is verified up to 0.05T-0.2T and 5-50 kHz.

K _h	Hysteresis loss coefficient	f	Frequency [Hz]
K _{sp}	In particle eddy current coefficient	B	Field strength [T]
d	Smallest cross section of component [mm]	ρ	Density [g/cm³]
		resistivity	[μΩm]

f	Frequency [kHz]
B	Field strength [T]

Abbildung A.17: Datenblatt Somaloy 110i 5

A.6 Chat-GPT

Chat-GPT wurde in dieser Bachelorarbeit verwendet um bibtex-Einträge von Internetquellen zu erstellen und um die gesamten bibtex-Einträge zu vereinheitlichen. Diese wurden daraufhin überprüft und verbessert. Zudem wurde mit der KI eine *deep research* für die Datenakquirierung von vollständigen Hysteresekurve inklusive Datenpunkten durchgeführt. Diese führte aber nicht zu gewünschtem Erfolg und konnte keine Datensätze für in Betracht kommende Materialien liefern.

Literatur

- [1] Sven Ließke. "Konzeptionierung und Auslegung eines Versuchsstandes für die Untersuchung von Spuleneinheiten einer Axialflussmaschine anhand eines elektromagnetischen Digital Twin". Masterarbeit. Hamburg: Technische Universität Hamburg, 2025 (siehe S. 2).
- [2] Folke Sven Arved Schwinning. "Functional Mock-up Unit-basiertes multiphysikalisches Systemdesign für Axialfluss-Synchronmaschinen mit niedrigen Spannungen". Masterarbeit. Hamburg: Technische Universität Hamburg, 2023 (siehe S. 3).
- [3] Marian K. Kazimierczuk. *High-Frequency Magnetic Components*. Second edition. Chichester, West Sussex: John Wiley & Sons, 2014. ISBN: 978-1-118-71780-6. DOI: 10.1002/9781118717806 (siehe S. 4, 42).
- [4] Stan Zurek. *Magnetic Saturation*. Zugriff am 20. Juni 2025. 2025. URL: https://www.e-magnetica.pl/doku.php/magnetic_saturation (siehe S. 4, 11).
- [5] TechnikerMathe. *ET4-30 Hysterese: Hysteresekurve einfach erklärt*. Zugriff am 18. Juni 2025. 2025. URL: <https://technikermathe.de/et4-30-hysterese-hysteresekurve-einfach-erklaert/> (siehe S. 5).
- [6] Gustav Mörée und Mats Leijon. "Iron loss models: A review of simplified models of magnetization losses in electrical machines". In: *Journal of Magnetism and Magnetic Materials* 609 (2024). Zugriff am 14. Mai 2025, S. 172–163. DOI: 10.1016/j.jmmm.2024.172163. URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0304885324004542> (siehe S. 5–7, 10).
- [7] Hanyu Zhao u. a. "Study on Excess Loss of Soft Magnetic Material Considering Skin Effect". In: *IEEE Transactions on Magnetics* 10 (2023). Zugriff am 22. Juni 2025, S. 1–4. ISSN: 1941-0069. DOI: 10.1109/TMAG.2023.3305625. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/10224298> (siehe S. 7).

- [8] Peter Wellmann. "Magnetische Materialien". In: *Materialien der Elektronik und Energietechnik: Halbleiter, Graphen, Funktionale Materialien*. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden, 2019, S. 211–239. ISBN: 978-3-658-26992-0. DOI: 10.1007/978-3-658-26992-0_7. URL: https://doi.org/10.1007/978-3-658-26992-0_7 (siehe S. 9, 10).
- [9] Easwaran Chandira Sekaran. "11 - Magnetic circuits and power transformers". In: *Electric Renewable Energy Systems*. Hrsg. von Muhammad H. Rashid. Boston: Academic Press, 2016, S. 209–236. ISBN: 978-0-12-804448-3. DOI: <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-804448-3.00011-6>. URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780128044483000116> (siehe S. 10).
- [10] Agasthya Ayachit und Marian K. Kazimierczuk. "Sensitivity of effective relative permeability for gapped magnetic cores with fringing effect". In: *IET Circuits, Devices & Systems* 11.3 (2017). Zugriff am 25. April 2025, S. 209–215. DOI: 10.1049/iet-cds.2016.0410. URL: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1049/iet-cds.2016.0410> (siehe S. 10).
- [11] F. E. Luborsky. "Magnetic properties of amorphous alloys". In: *Journal of Magnetism and Magnetic Materials* 7.1 (Jan. 1978). Zugriff am 28. Juni 2025, S. 143–149. ISSN: 0304-8853. DOI: 10.1016/0304-8853(78)90171-3. URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0304885378901713> (siehe S. 12).
- [12] Jochen Christian. "Verfahren zum Laminieren eines Elektrobandes für Transformatorenkerne". Pat. WO2007116047A1. Zugriff am 28. Juni 2025. Okt. 2007. URL: <https://patents.google.com/patent/WO2007116047A1/de> (siehe S. 12).
- [13] Jannik Willenbockel. "Elektromagnetische Optimierung einer Axialflussmaschine durch parametrische Simulation". Bachelorarbeit. Hamburg: Technische Universität Hamburg, 2025 (siehe S. 12).
- [14] L.O. Hultman und A.G. Jack. "Soft magnetic composites-materials and applications". In: *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03*. Bd. 1. Zugriff am 24. April 2025. 2003, S. 516–522. DOI: 10.1109/IEMDC.2003.1211312. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1211312> (siehe S. 13).
- [15] Stan Zurek. *Übersicht der Eigenschaften weicher magnetischer Materialien*. Zugriff am 20. Juni 2025. 2023. URL: https://www.e-magnetica.pl/doku.php/file/soft_magnetic_materials_magnetica_png (siehe S. 14).

- [16] Thyssen Krupp Steel. *powercore® A-3 – Nicht-kornorientiertes Elektroband für hohe Frequenzen*. Zugriff am 20. Mai 2025. 2025. URL: <https://www.thyssenkrupp-steel.com/de/produkte/elektroband/elektroband-nicht-kornorientiert/powercore-traction-fuer-hohe-frequenzen-und-elektromobilitaet/powercore-a-3.html> (siehe S. 15).
- [17] Minjie Chen. *MagNet Library*. Zugriff am 25. April 2025. 2025. URL: <https://www.princeton.edu/~minjie/magnet.html> (siehe S. 17).
- [18] Daniela Rodriguez-Sotelo u. a. “Power Losses Models for Magnetic Cores: A Review”. In: *Micromachines* 13.3 (2022). Zugriff am 13. Mai 2025, S. 418. DOI: 10.3390/mi13030418. URL: <https://www.mdpi.com/2072-666X/13/3/418> (siehe S. 18).
- [19] Andreas Krings und Juliette Soulard. “Overview and Comparison of Iron Loss Models for Electrical Machines”. In: *Journal of Electrical Engineering* 10.3 (2010). Zugriff am 29. April 2025, S. 162–169. URL: <https://urn.kb.se/resolve?urn=urn:nbn:se:kth:diva-58073> (siehe S. 19).
- [20] Xiaotong Fu u. a. “A Practical Hybrid Hysteresis Model for Calculating Iron Core Losses in Soft Magnetic Materials”. In: *Energies* 17.10 (2024). Zugriff am 30. Juni 2025, S. 2326. ISSN: 1996-1073. DOI: 10.3390/en17102326. URL: <https://www.mdpi.com/1996-1073/17/10/2326> (siehe S. 22).
- [21] Wojciech A. Pluta. *Core loss models in electrical steel sheets with different orientation*. Zugriff am 23. Juni 2025. 2011. URL: https://www.researchgate.net/publication/285918074_Core_loss_models_in_electrical_steel_sheets_with_different_orientation (siehe S. 22, 23, 34).
- [22] Mervyn Stone. “Cross-validation: A review”. In: *Statistics: A Journal of Theoretical and Applied Statistics* 9.1 (1978), S. 127–139 (siehe S. 27).
- [23] Ltd Suzhou Xunshi New Material Co. *Hiperco 50 Material Made in China with B-H Curve Properties Datasheet*. Zugriff am 17. Juni 2025. 2024. URL: <https://www.nickel-cobaltalloy.com/sale-42658184-hiperco-50-material-made-in-china-with-b-h-curve-properties-datasheet.html> (siehe S. 29).
- [24] MathWorks. *Model Hysteresis and Eddy Current Losses in Iron Core*. Zugriff am 24. Juni 2025. 2024. URL: <https://www.mathworks.com/help/sps/ug/model-ferrite-core-using-magnetic-core-block.html> (siehe S. 30).

- [25] Jürgen Biela. "Wirbelstromverluste in Wicklungen induktiver Bauelemente". In: *ETH Zurich* (2011). Zugriff am 14. Mai 2025, S. 83. doi: 10.3929/ETHZ-B-000604056. URL: <http://hdl.handle.net/20.500.11850/604056> (siehe S. 43, 44).