





UNIVERSITÄT DER BUNDESWEHR MÜNCHEN  
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

# **Einsatz neuer weichmagnetischer Werkstoffe bei elektrischen Maschinen im Kraftfahrzeug**

Markus Sarasa

Vorsitzender des Promotionsausschusses: Prof. Dr.-Ing. H.-R. Tränkler  
1. Berichterstatter: Prof. Dr.-Ing. D. Gerling  
2. Berichterstatter: Prof. Dr.-Ing. E. Bolte

Tag der Prüfung 18.11.2005

Mit der Promotion erlangter akademischer Grad:  
Doktor-Ingenieur  
(Dr.-Ing.)

Neubiberg, den 04.01.2006



## **Vorwort**

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als Doktorand in der Vorausbildung der Robert Bosch GmbH am Standort Bühl. Den Kollegen des Standorts gilt mein Dank. Hervorheben möchte ich an dieser Stelle Dr.-Ing. Axel Schumacher, der mir ermöglichte diese Arbeit zu schreiben und meinem Betreuer Dr. Günter Kastinger, der mir zum einen den nötigen Freiraum geschaffen hat und zum anderen durch sein eigenes Engagement und seine Diskussionsbereitschaft entscheidend zum Gelingen der Arbeit beigetragen hat. Den übrigen Kollegen der EDT4 möchte ich für 'ne wirklich tolle Zeit danken!

Herrn Professor Dr.-Ing. Dieter Gerling möchte ich für die Übernahme des Referats und das Interesse an der vorliegenden Arbeit danken. Danke sagen möchte ich auch für die freundlichen, inspirativen Treffen und Diskussionen, aus denen zahlreiche Ratschläge und Ideen hervorgegangen sind.

Herrn Professor Dr.-Ing. Ekkehard Bolte danke ich ebenfalls für das Interesse an dieser Arbeit und für die Übernahme des Koreferats.

Mein herzlichster Dank gilt meiner Frau Tatyana und meiner kleinen Tochter Alexandra in tiefer Liebe und Zuneigung. Ohne ihr Verständnis und ihre Unterstützung wäre diese Arbeit so nicht zustande gekommen. Letztendlich möchte ich mich auch bei meinen Eltern für die Unterstützung während meiner gesamten Studienzeit bedanken.



# Inhaltsverzeichnis

<b>1. Einleitung.....</b>	<b>1</b>
1.1. Elektrische Maschinen im Kraftfahrzeug.....	1
1.2. Übersicht .....	2
<b>2. Weichmagnetische Materialien .....</b>	<b>4</b>
2.1. Diamagnetische Materialien.....	4
2.2. Paramagnetische Materialien .....	4
2.3. Ferromagnetische Materialien.....	5
2.3.1. Hartmagnetische Materialien.....	6
2.3.2. Materialien mit besonderen magnetischen Eigenschaften.....	6
2.3.3. Weichmagnetische Materialien .....	6
2.4. Voraussetzungen für weichmagnetische Eigenschaften .....	7
2.4.1. Ideale Eigenschaften weichmagnetischer Materialien für die Verwendung in elektrischen Maschinen .....	8
2.5. Weichmagnetische Materialien im Elektromaschinenbau .....	8
2.5.1. Elektrobleche.....	9
2.5.2. Weichmagnetische Sintermaterialien .....	10
2.5.3. Pulverspritzgießen .....	11
2.5.4. Weichmagnetische Pulververbundwerkstoffe .....	12
2.5.5. Kunststoffgespritzte Materialien .....	13
<b>3. Stand der Technik bei Einsatz weichmagnetischer Materialien in elektrischen Maschinen.....</b>	<b>16</b>
<b>4. Ummagnetisierungsverluste bei rotierenden elektrischen Maschinen .....</b>	<b>21</b>
4.1. Hystereseverluste.....	21
4.2. Wirbelstromverluste .....	24
4.3. Ummagnetisierungsverluste .....	25
4.4. Ummagnetisierungsverluste unterschiedlicher weichmagnetischer Materialien ...	25

<b>5. Die Berechnung elektrischer Maschinen.....</b>	<b>27</b>
5.1. Grundsätzliche Vorgehensweise bei der Berechnung elektrischer Maschinen .....	27
5.2. Analytische Berechnung elektrischer Maschinen.....	30
5.3. Numerische Berechnung elektrischer Maschinen.....	30
5.4. Optimale Maschinenauslegung.....	32
<b>6. Hochgefüllte kunststoffgespritzte Materialien .....</b>	<b>33</b>
6.1. Herstellung hochgefüllter kunststoffgespritzter Materialien .....	33
6.2. Einfluss des Füllgrades und der Partikelgeometrie auf den Herstellungsprozess..	35
6.3. Einfluss von Additiven auf den Herstellungsprozess .....	36
6.4. Einfluss des Füllgrades und der Partikelgeometrie auf die Eigenschaften hochgefüllter Kunststoffe.....	38
6.4.1. Mechanische Eigenschaften.....	39
6.4.2. Elektrische Eigenschaften .....	39
6.4.3. Thermische Eigenschaften .....	40
6.4.4. Weichmagnetische Eigenschaften.....	41
<b>7. Untersuchungen an hochgefüllten Kunststoffen mit weichmagnetischen Eigenschaften.....</b>	<b>42</b>
7.1. Charakterisierung der Kunststoffmatrix .....	42
7.2. Charakterisierung der Füllstoffe .....	43
7.2.1. Physikalische und magnetische Eigenschaften der Füllstoffe .....	43
7.2.2. Partikelgrößenverteilung der Füllstoffe .....	45
7.3. Charakterisierung der hochgefüllten Kunststoffe .....	46
7.3.1. Magnetische Eigenschaften.....	46
7.3.2. Elektrische Eigenschaften .....	49
7.3.3. Mechanische Eigenschaften .....	50
7.3.4. Verlustleistung der untersuchten Materialproben .....	51
<b>8. Analytische Wirbelstromverlustleistungsberechnung hochgefüllter Polymere ..</b>	<b>52</b>

8.1.	Vorgehensweise bei der Wirbelstromverlustleistungsberechnung hochgefüllter Polymere.....	52
8.2.	Mathematisches Modell der Verlustleistungsberechnung eines Zylinders .....	53
8.3.	Mathematisches Modell der Verlustleistungsberechnung einer Kugel.....	55
8.3.1.	Mathematisches Modell der Wirbelstromverlustleistungsberechnung unter Berücksichtigung der Feldverdrängung .....	58
8.4.	Berechnung der Wirbelstromverlustleistung eines Metallpulvers mit sphärischen Partikeln und bekannter Partikelgrößenverteilung.....	60
8.5.	Verifizierung der Wirbelstromverlustleistungsberechnung .....	66
8.6.	Vergleich der gemessenen und der berechneten Werte.....	70
<b>9.</b>	<b>Aufbau eines Gleichstrommotors unter Verwendung eines kunststoffgespritzten Ankerpakets .....</b>	<b>75</b>
9.1.	Potentielle Motorgeometrien.....	75
9.1.1.	DC-Motor ( $I_A \gg D_A$ ) .....	76
9.1.2.	DC-Motor ( $I_A \approx D_A$ ).....	78
9.1.3.	Klauenpolmotor .....	79
9.2.	Zusammenfassung, Wahl eines Motors.....	80
9.3.	Aufbau eines Funktionsmusters .....	81
9.3.1.	Entwurf und Aufbau eines kunststoffgespritzten Ankerpakets .....	81
9.3.2.	Herstellung des kunststoffgespritzten Ankerpakets .....	82
9.4.	Simulation des Funktionsmusters mit dem modifizierten KS-Anker .....	84
9.4.1.	Berechnete Betriebskennlinien des Serienmotors .....	84
9.4.2.	Berechnete Betriebskennlinien des Motors mit dem modifizierten KS-Anker..	85
9.5.	Messtechnische Charakterisierung des Funktionsmusters .....	87
9.5.1.	Gemessene Betriebskennlinien des Serienmotors .....	88
9.5.2.	Gemessene Betriebskennlinien des Motors mit dem modifizierten KS-Anker..	89
9.6.	Messung der induzierten Spannung $U_i$ und des Rastmoments $M_{rast}$ .....	92
9.7.	Anpassung an die Serienspezifikation.....	95
9.8.	Magnetisch aktive Motorkomponenten aus kunststoffgespritztem Material .....	96

<b>10. Weiterführende Arbeiten und Zusammenfassung.....</b>	<b>98</b>
10.1. Weiterführende Arbeiten .....	98
10.2. Zusammenfassung.....	100
<b>Literaturverzeichnis: .....</b>	<b>102</b>
<b>Anhang .....</b>	<b>109</b>
A1 Wirbelstromverlustleistungsberechnung eines massiven Hohlzylinders.....	109
A2 Feldverdrängung in zylindrischen Körpern .....	113
A3 Feldverdrängung in sphärischen Körpern.....	121
A4 Verwendete Formelzeichen .....	122

# 1. Einleitung

## 1.1. Elektrische Maschinen im Kraftfahrzeug

Im Zuge eines fortschreitenden technischen Ausstattungsgrades von Kraftfahrzeugen besteht ein immer größer werdender Bedarf an elektrischen Hilfsantrieben, die beispielsweise als Stellglieder oder Lüftermotoren in Kraftfahrzeugen eingesetzt werden. Seit den 1950-er Jahren werden immer mehr mechanische Funktionen erfolgreich durch elektrische Hilfsantriebe ersetzt (z.B. Fensterheber, Sitzversteller). Die dadurch steigende Anzahl elektrischer Kleinmotoren ist in Abbildung 1-1 anhand eines durchschnittlichen Kraftfahrzeugs dargestellt [Mepr-03].

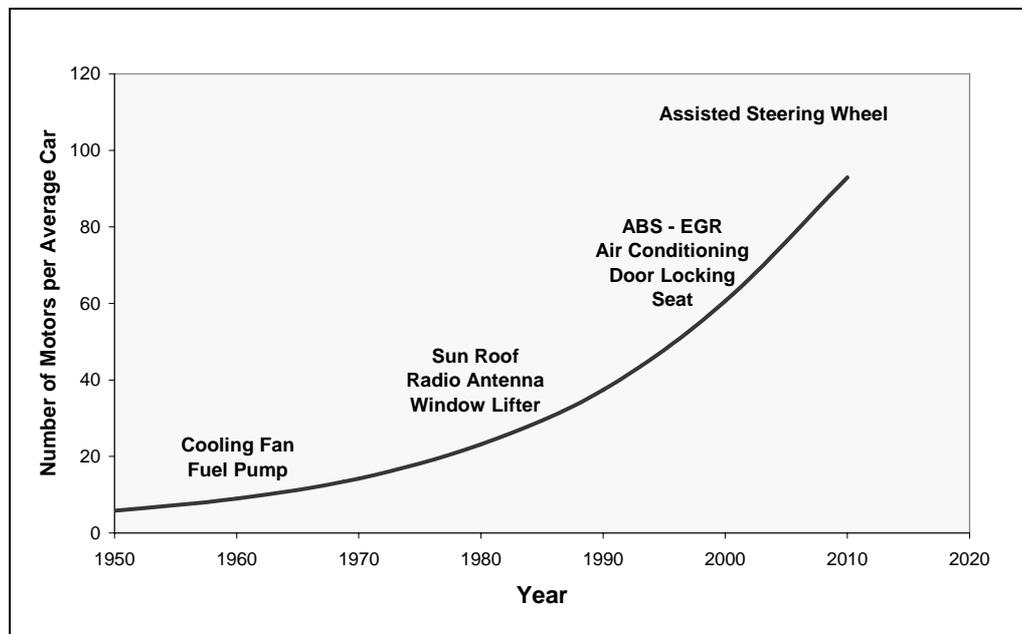


Abb. 1-1 Darstellung des steigenden Bedarfs an elektrischen Hilfsantrieben in Kraftfahrzeugen anhand eines Durchschnittsfahrzeugs [Mepr-03].

Zusätzlich zu der Anzahl der elektrischen Antriebe werden auch die Markteinführungszeitpunkte spezieller Antriebe genannt bzw. zukünftige Applikationen prognostiziert. Mehr als 100 elektrische Antriebe werden momentan in Kraftfahrzeugen der Luxusklasse verbaut – Tendenz steigend [Gerl-01]. Zur Zeit dominieren bürstenbehaftete Gleichstromantriebe in der elektromotorischen Kraftfahrzeugausrüstung. Gründe dafür sind ein einfacher Aufbau, bestehende Produktionskapazitäten, in den meisten Fällen kostengünstige Ansteuerung, Bedienung neuer Applikationen durch

Abwandlung bestehender Antriebe und die langjährige Erfahrung mit dieser Motortopologie [Rame-01], [Gerl-01].

Weichmagnetische Werkstoffe werden überall dort in elektrischen Maschinen und somit auch in Gleichstrommaschinen eingesetzt, wo magnetische Felder geführt werden. Wenn es sich bei diesen Feldern um zeitunabhängige Größen handelt, werden massive Werkstoffe verwendet. Bei zeitabhängigen Feldern werden Elektrobleche eingesetzt, um die Ummagnetisierungsverluste zu reduzieren. Neben den Elektroblechen liegen jedoch neue innovative Materialien vor, die die in magnetischen Wechselfeldern eingesetzten konventionellen Elektrobleche ersetzen und Vorteile bei der Formgebung, bei der dreidimensionalen Flussführung, bei Bauraumbeschränkungen und bei der Integration von zusätzlichen Maschinenkomponenten bieten können.

Neben den genannten technischen Vorteilen, werden natürlich auch durch den Einsatz dieser neuen weichmagnetischen Materialien Kostenvorteile bzw. Wertschöpfungsvorteile in einem wettbewerbintensiven Markt gesucht.

## **1.2. Übersicht**

In der vorliegenden Arbeit werden Alternativen zu den in elektrischen Maschinen üblicherweise verwendeten Elektroblechen untersucht. Mehrere verschiedene Materialien kommen hierfür in Frage und sind grundsätzlich für den Einsatz in elektrischen Maschinen geeignet.

Der Schwerpunkt dieser Arbeit liegt auf kunststoffgespritzten, weichmagnetischen Werkstoffen, die für den Einsatz in elektrischen Maschinen entwickelt und auf ihre Zusammensetzung, auf ihre magnetischen, elektrischen und mechanischen Eigenschaften hin untersucht werden. Der Werkstoff mit dem besten Eigenschaftsspektrum wird anschließend für den Aufbau einer Ankergeometrie eines bürstenbehafteten, permanentmagneterregten Gleichstrommotors herangezogen. Neben dem Aufbau und dem Vergleich des Funktionsmusters mit dem äquivalenten Serienmotor ist die Berechnung der Wirbelstromverlustleistung der neuen kunststoffgespritzten Werkstoffe ein weiterer Hauptbestandteil der vorliegenden Arbeit.

Eine Übersicht über die Theorie weichmagnetischer Materialien und deren Einsatz im Elektromaschinenbau wird in Kapitel 2 gegeben und durch Kapitel 3 ergänzt, worin der Stand der Technik beim Einsatz weichmagnetischer Materialien in elektrischen Maschinen beschrieben wird.

Die Ummagnetisierungsverlustleistung in rotierenden elektrischen Maschinen wird in Kapitel 4 behandelt. Auf die Theorie der Hysterese- und Wirbelstromverluste wird hierbei gesondert eingegangen.

Besonders wichtig bei der Berechnung elektrischer Maschinen ist der Einsatz geeigneter Berechnungsprogramme, mit deren Hilfe Aussagen über die Dimensionierung und Gestaltung einzelner Maschinenkomponenten, sowie über das Betriebsverhalten vor der Konstruktion der elektrischen Maschine getroffen werden können. Kapitel 5 geht sowohl auf die analytische und die numerische Berechnung, als auch auf eine optimale Maschinenauslegung ein.

Kapitel 6 beschäftigt sich mit der Herstellung und den Einflussfaktoren auf den Herstellungsprozess von hochgefüllten, kunststoffgespritzten Materialien. In Kapitel 7 werden die im Rahmen dieser Arbeit entwickelten kunststoffgespritzten Werkstoffe vorgestellt und deren Eigenschaftsspektrum mit den Erkenntnissen aus Kapitel 6 verglichen und diskutiert.

In Kapitel 8 wird eine analytische Methode zur Berechnung der Wirbelstromverlustleistung der neuen kunststoffgespritzten, weichmagnetischen Materialien vorgestellt und die Ergebnisse dieser Berechnungen werden mit den Messergebnissen aus Kapitel 7 verglichen.

Die Wahl eines geeigneten Motors für den Aufbau eines Funktionsmusters unter Verwendung der kunststoffgespritzten Materialien wird in Kapitel 9 beschrieben. Die gemessenen Eigenschaften des Funktionsmusters werden mit den berechneten Ergebnissen verglichen und diskutiert.

In Kapitel 10 schließen eine Zusammenfassung der erzielten Ergebnisse und einige Anregungen für weitergehende Forschungen die vorliegende Arbeit ab.

## 2. Weichmagnetische Materialien

Die um ihre eigene Achse (Spinmoment) und den Atomkern (Bahnmoment) rotierenden Elektronen erzeugen magnetische Momente. Die Überlagerung der in der Atomhülle auftretenden Momente erfolgt je nach Stoff unterschiedlich. Man unterscheidet diamagnetische, paramagnetische und ferromagnetische Materialien. Die Ferromagnetika werden in hartmagnetische, weichmagnetische und Materialien mit besonderen magnetischen Eigenschaften unterteilt [Halb-02].

### 2.1. Diamagnetische Materialien

Bei diamagnetischen Materialien (z.B. Cu, Ag, Au) ist die Zahl der Elektronen und deren Bewegungsrichtung so aufeinander abgestimmt, dass es zu einer Kompensation der magnetischen Teilmomente kommt. Ohne äußeres Feld sind diese Stoffe unmagnetisch. Durch Anlegen eines äußeren Magnetfeldes wird im Werkstoff ein resultierendes magnetisches Moment erzeugt, das dem äußeren Feld entgegen wirkt. Das äußere Magnetfeld wird geschwächt. Das Gesamtfeld wird dadurch kleiner als im Vakuum. Die relative Permeabilität  $\mu_r$  solcher Stoffe ist kleiner 1 ( $\mu_r < 1$ ,  $\rightarrow \mu_0 \cdot H > \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H$ ) [Fisc-00], [Halb-02].

### 2.2. Paramagnetische Materialien

Bei paramagnetischen Stoffen (z.B. Na, K, Mg) liegt keine vollständige Kompensation der Teilmomente vor. Dies entsteht durch nicht vollständige Elektronenschalen oder ungerade Elektronenzahl. Die Orientierung der Magnete ist ohne äußeres Magnetfeld jedoch aufgrund thermischer Bewegungen gleichmäßig verteilt, sodass diese Stoffe nach außen magnetisch neutral sind.

Beim Anlegen eines äußeren Magnetfeldes richten sich die Magnete gegen die Temperaturbewegung in Feldrichtung aus. Das Magnetfeld wird verstärkt. Es entsteht eine Magnetisierung, die von der äußeren Feldstärke und der Temperatur des Stoffes abhängig ist. Die relative Permeabilität  $\mu_r$  solcher Stoffe ist größer 1 ( $\mu_r > 1$ ,  $\rightarrow \mu_0 \cdot H < \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H$ ) [Halb-02].

### 2.3. Ferromagnetische Materialien

Ferromagnetische Materialien (z.B. Fe, Co, Ni) können ohne die Einwirkung eines äußeren Magnetfeldes eine makroskopische Magnetisierung annehmen. Dies liegt an der Wechselwirkung benachbarter Atome. Dabei richten sich die magnetischen Momente dieser Atome in gleicher Richtung aus. Die Bereiche werden Weissche Bezirke oder Domänen genannt. Da diese Bereiche unterschiedlich ausgerichtet sind, verhalten sich ferromagnetische Stoffe ohne äußeres Magnetfeld ebenfalls magnetisch neutral. Beim Anlegen eines äußeren Magnetfeldes richten sich die Weisschen Bezirke in Richtung des äußeren Magnetfeldes aus, wodurch eine vielfache Verstärkung eintritt ( $\mu_r \gg 1$ ,  $\rightarrow \mu_0 \cdot H \ll \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H = B$ ). Die Ausrichtung der Weisschen Bezirke geschieht nicht sprunghaft, sondern sukzessive innerhalb sogenannter Blochwände (siehe Abb. 2-1) [Phil-92], [Fisc-00], [Scha-93], [Boll-90], [Halb-02].

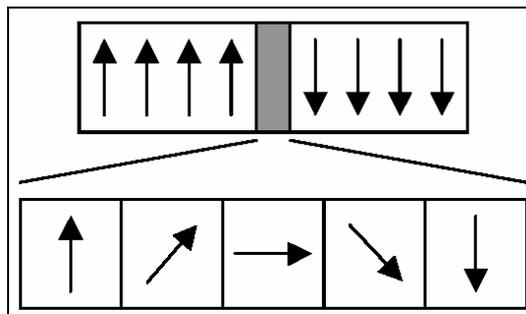


Abb. 2-1 Zwei Weissche Bezirke, die durch eine Blochwand (grau) voneinander getrennt sind. Die Änderung der Magnetisierungsrichtung innerhalb der Blochwand wird ebenfalls aufgezeigt (S. 100, Bild V.10: Bloch- Wand, [Thie-03]).

Bei Ferromagnetika können unter Laborbedingungen relative Permeabilitäten von mehreren 100000 erreicht werden. Der Wert der magnetischen Flussdichte  $B$  ist nicht nur von der Wahl des Werkstoffes und der magnetischen Feldstärke  $H$  abhängig, sondern auch von der Temperatur und der Frequenz des äußeren Feldes. Während die Temperaturabhängigkeit im Elektromaschinenbau von nicht ganz so großer Bedeutung ist, hat die Frequenzabhängigkeit einen wesentlich höheren Stellenwert. Der Einfluss der Frequenz drückt sich durch die sogenannten Ummagnetisierungsverluste aus, die mittels einer Hystereseschleife (siehe Abb. 2-2) dargestellt werden können. Die Ummagnetisierungsverluste wiederum setzen sich aus Hysterese- und Wirbelstromverlusten zusammen.

Technisch werden Ferromagnetika in weich- und hartmagnetische Stoffe unterteilt. Ist eine Magnetisierung sehr leicht möglich wird von weichmagnetischen Stoffen gesprochen. Bei hartmagnetischen Stoffen ist eine Magnetisierung nur sehr schwer, aber dauerhaft möglich.

### 2.3.1. Hartmagnetische Materialien

Ferromagnetika mit hartmagnetischen Eigenschaften werden zur Herstellung von Dauermagneten verwendet. Diese Werkstoffe bauen ein permanentes Magnetfeld auf. Entmagnetisierungs- und Ummagnetisierungsprozesse, sowie die Bildung ummagnetisierter Bereiche sollten soweit als möglich verhindert oder zumindest deutlich erschwert werden. Daraus ergibt sich die Forderung nach einer möglichst hohen Koerzitivfeldstärke ( $H_c > 30\text{kA/m}$ ) [Fisc-00]. Weiter charakterisierend für hartmagnetische Werkstoffe sind eine hohe Remanenzflussdichte und ein maximaler magnetischer Energiebeiwert  $-(BH)_{\max}$ . Oft verwendete Materialien bei der Herstellung von Dauermagnete sind Aluminium- Nickel- Kobalt- (AlNiCo) Legierungen und Ferrite. Zunehmend an Bedeutung gewinnen Magnete aus Seltenerdmaterialien. Vertreter dieser Gruppe sind Neodym- Eisen- Bor- (NdFeB) und Samarium- Kobalt- (SmCo) Legierungen. In Tabelle 2-1 werden einige häufig verwendete Dauermagnetwerkstoffe dargestellt [Scha-93].

Tabelle 2-1 Eigenschaften einiger Dauermagnetwerkstoffe (vgl. [Stöl-01], S. 25 und [Vogt-96], S. 229).

	$B_r$ [T]	$-H_c$ [kA/m]	$-(BH)_{\max}$ [kJ/m <sup>3</sup> ]
<b>AlNiCo</b>	0,8... 1,3	40... 150	10... 60
<b>Ferrit</b>	0,2... 0,44	120... 260	6... 40
<b>SmCo</b>	0,8... 1,2	400... 900	140... 320
<b>NdFeB</b>	0,9... 1,4	700... 1000	100... 400

### 2.3.2. Materialien mit besonderen magnetischen Eigenschaften

Zu diesen Werkstoffen gehören solche mit magnetischer Temperaturabhängigkeit oder mit ausgeprägter Magnetostriktion. Diese Werkstoffe finden hauptsächlich in der Sensortechnik Anwendung [Boll-90].

### 2.3.3. Weichmagnetische Materialien

Als dritte Gruppe der ferromagnetischen Werkstoffe werden solche mit weichmagnetischen Eigenschaften genannt. Diese Werkstoffe werden zur Leitung des

magnetischen Flusses bei elektrischen Maschinen und Apparaten genutzt. Im Gegensatz zu den hartmagnetischen Werkstoffen sollten Blochwandverschiebungen und Drehprozesse der Weisschen Bezirke möglichst leicht und ungehindert ablaufen. Daraus folgt, dass bei weichmagnetischen Materialien eine möglichst geringe Koerzitivfeldstärke ( $H_c < 1\text{kA/m}$ ) [Fisc-00] und Remanenzflussdichte gefragt sind. Abb. 2-2 zeigt die Darstellung einer hartmagnetischen (2) und einer weichmagnetischen (1) Hystereseschleife in einem BH-Koordinatensystem.

Häufige Vertreter dieser Gruppe sind reines Eisen, Eisen- Silizium- und Eisen- Nickel-Legierungen (Permalloy). Als weitere Werkstoffe dieser Gruppe können keramische Weichmagnete (Ferrite) und weichmagnetische Pulververbundwerkstoffe genannt werden. Vor allem letztere gewinnen neben dem Einsatz als Spulenkerne auch im Elektromaschinenbau zunehmend an Bedeutung [Scha-93], [Boll-90].

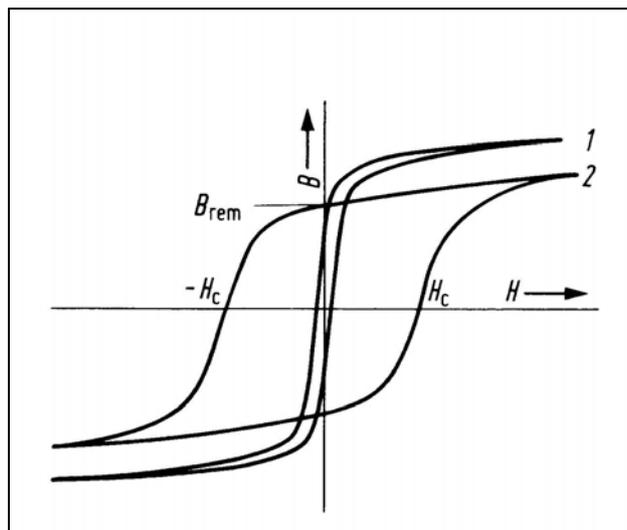


Abb. 2-2 Darstellung einer weichmagnetischen (1) und einer hartmagnetischen (2) Hystereseschleife in einem BH-Koordinatensystem. Die Ummagnetisierungsverluste sind bei 1 sehr viel kleiner als bei 2 (vgl. [Fsch-92], S. 27, Bild 1.22).

#### 2.4. Voraussetzungen für weichmagnetische Eigenschaften

Blochwandverschiebungen und Drehungen sind die wesentlichen Magnetisierungsprozesse sowohl bei amorphen als auch bei kristallinen Werkstoffen. Um gute weichmagnetische Eigenschaften wie eine leichte Magnetisierbarkeit, eine hohe Permeabilität  $\mu$  und eine niedrige Koerzitivfeldstärke  $H_c$  zu erhalten, sollte das Material strukturell möglichst

homogen sein. Magnetische Isotropie ist ebenfalls eine wichtige Voraussetzung für gute weichmagnetische Eigenschaften.

Inhomogenitäten in der atomaren Struktur wirken als Haftstellen der Blochwände und erschweren somit deren Bewegungen. Magnetische Anisotropien behindern die Drehprozesse der Elementarmagnete eines Materials [Boll-90].

#### **2.4.1. Ideale Eigenschaften weichmagnetischer Materialien für die Verwendung in elektrischen Maschinen**

Für weichmagnetische Werkstoffe im Elektromaschinenbau sind unter anderem eine niedrige Remanenzflussdichte  $B_r$ , eine hohe relative Permeabilität  $\mu_r$  und eine niedrige Koerzitivfeldstärke  $H_c$  wichtig. Weitere wichtige Eigenschaften sind eine hohe Sättigungsflussdichte  $B_s$ , sowie niedrige Hysterese- und Wirbelstromverluste. Eine hohe mechanische Festigkeit, kontinuierliche Funktionalität bei Temperaturen bis 200°C (Klasse "C" Isolierung über 180°C), Korrosionsbeständigkeit, hohe thermische Leitfähigkeit und ein niedriger Wärmeausdehnungskoeffizient sind ebenfalls von elementarer Bedeutung.

Bei der Wahl eines bestimmten Werkstoffes muss allerdings berücksichtigt werden, dass nicht alle Stoffe gleich gut für einen Einsatz bei unterschiedlichen elektrischen Maschinentypen geeignet sind. So sind beispielsweise Eisen oder Eisenlegierungen aufgrund ihrer hohen relativen Permeabilität sehr gut für einen Einsatz bei stationären oder quasistationären magnetischen Feldern geeignet. Bei veränderlichen magnetischen Feldern sind Eisen oder Eisenlegierungen aufgrund hoher Hysterese- ( $P_{VH} \sim f B^2$ ) und Wirbelstromverluste ( $P_{VW} \sim f^2 B^2$ ) nur noch in geblechter Form geeignet [Fsch-92], [Weis-87].

### **2.5. Weichmagnetische Materialien im Elektromaschinenbau <sup>1</sup>**

Um den Durchflutungsbedarf bei einer elektrischen Maschine möglichst gering zu halten, wird das magnetische Feld bis auf den Luftspalt zwischen Ständer und Rotor in Werkstoffen geführt, die sehr viel höhere Permeabilitäten als Luft aufweisen [Fsch-92]. In den meisten Maschinen wird für die Führung des magnetischen Flusses Elektroblech verwendet. In einigen Maschinen werden auch gesinterte Komponenten genutzt, um den magnetischen Fluss zu führen. Die Anwendung gesintertter Materialien ist aber aufgrund

---

<sup>1</sup> Siehe auch [Sara-03].

sehr geringer spezifischer elektrischer Widerstände auf den Einsatz bei konstanten Flüssen beschränkt.

Erfahrungen mit weichmagnetischen Pulververbundwerkstoffen bestehen zur Zeit ebenfalls, jedoch beschränken sich die Erfahrungen hier in den meisten Fällen auf Berechnungen und den Bau von Prototypen. Erste Motoren mit Komponenten aus weichmagnetischem Pulververbundmaterial sind schon in Serienproduktionen gegangen. Ein neues Gebiet sind kunststoffgespritzte weichmagnetische Materialien, die in elektrischen Maschinen zum Einsatz kommen.

### **2.5.1. Elektrobleche**

Elektrobleche werden zur Zeit hauptsächlich für den Einsatz als magnetische Flussführung in elektrischen Maschinen verwendet. Bei einem zeitlich konstanten Fluss, kann der Werkstoff in massiver Form ausgeführt werden. Wo zeitlich veränderliche Felder auftreten müssen Maßnahmen getroffen werden, um entstehende Wirbelstromverluste zu verringern [Müll-89]. Zur Verringerung dieser Ströme sind folgende Maßnahmen möglich:

- Erhöhung des spezifischen elektrischen Widerstandes durch Legierungszusätze oder durch
- Blechung.

Legierungszusätze bei Elektroblech (z.B. Silizium) können nur begrenzt eingesetzt werden, da ansonsten sowohl die mechanischen als auch die magnetischen Eigenschaften zu stark verschlechtert werden. Auch durch konstruktive Maßnahmen kann eine Ausbildung der Wirbelströme erschwert werden. Dies ist vor allem durch Verwendung geblechter Eisenkerne möglich. Die einzelnen Bleche werden mit einer dünnen Phosphat- oder Silikatschicht, die bereits bei der Herstellung der Bleche aufgebracht wird, gegeneinander elektrisch isoliert. Die Bleche müssen in Flussrichtung, also senkrecht zur Strömungsrichtung der Wirbelströme geschichtet werden, ohne dabei den magnetischen Widerstand zu erhöhen. Der magnetische Fluss wird dadurch lediglich in mehrere parallele Bahnen aufgeteilt [Weis-87]. Diese Bleche weisen typischerweise eine Stärke von 0,25 – 1,00mm auf. Nach den Lieferbedingungen nach DIN 46400 werden die Elektrobleche in drei verschiedene Typen unterteilt [Fsch-92]:

- kaltgewalzt, nichtkornorientiert, schlussgeglüht nach Teil 1
- kaltgewalzt, nichtkornorientiert, nicht schlussgeglüht nach Teil 2
- kornorientiert nach Teil 3.

Die kornorientierten Bleche nach Teil 3 werden hauptsächlich für den Transformatorbau verwendet, da die magnetischen Felder hier eine feste räumliche Lage einnehmen. Im Unterschied zu den Blechen der Teile 1 und 2 besitzen die kornorientierten Bleche eine starke Abhängigkeit der Verluste und der Permeabilität von der Magnetisierungsrichtung. Für den Einsatz in elektrischen Maschinen sind sie daher weniger gut geeignet. Erfolgt die Magnetisierung in Walzrichtung reduzieren sich die Verluste dieser Bleche gegenüber den anderen Typen um den Faktor 2. Die beiden Blechtypen nach Teil 1 und 2 haben ungefähr die gleichen Eigenschaften in Quer- und Walzrichtung. Diese Bleche werden in unterschiedlichen Ausführungen geliefert, die sich im Wesentlichen durch den Siliziumanteil unterscheiden, der die elektrische Leitfähigkeit und somit die Wirbelströme herabsetzt. Die gesamten spezifischen Eisenverluste, die sich aus den spezifischen Wirbelstrom- und Hystereseverlusten zusammensetzen, werden in einer Verlustziffer ( $v_{10}$ ,  $v_{15}$ ,  $v_{17}$  in W/kg) zusammengefasst [Fsch-92].

Die wichtigsten weichmagnetischen Legierungen in der Elektrotechnik sind die Eisen-Silizium-Legierungen mit 0,5 – 5% Silizium, die, in Form von Blechen gewalzt, für elektrische Maschinen, Transformatoren, Drosselspulen usw. benutzt werden und auch unter dem Namen Dynamoblechen bekannt sind [Phil-92].

Elektrobleche zeichnen sich durch gute mechanische Festigkeit und gute magnetische Eigenschaften wie relativ hohe Permeabilität  $\mu_r$ , hohe Sättigungsflussdichte  $B_s$ , niedrige Remanenzflussdichte  $B_r$  und Koerzitivfeldstärke  $H_c$  sowie niedrige Ummagnetisierungsverluste aus. Nachteilig sind die geringeren geometrischen Freiheiten bezüglich dreidimensionaler Flussführung und integrierter Bauteile gegenüber Pulververbundwerkstoffen oder kunststoffgespritzten Materialien. Integrierte Bauteile sind dadurch gar nicht oder nur mit erheblichem Mehraufwand herstellbar. Ein anisotroper magnetischer Aufbau und höhere Verlustleistungen bei Frequenzen über 500Hz gegenüber anderen Materialien sind ebenfalls nachteilig.

### **2.5.2. Weichmagnetische Sintermaterialien**

Unter Sintern versteht man ein Wärmebehandlungsverfahren, während dem ein noch lose gebundenes Pulver verdichtet wird und eine gewünschte Zusammensetzung annimmt. Bei

einphasigen Pulvern (z.B. reines Eisen) liegt die Sintertemperatur bei 2/3 bis 4/5 der Schmelztemperatur. Mehrphasige Pulver, d.h. Pulvermischungen (z.B. NiFe) haben eine Sintertemperatur die im allgemeinen in der Nähe der Schmelztemperatur der am niedrigsten schmelzenden Phase liegt. Vor dem Sintern wird Pulver in eine Pressform gegeben, gepresst und anschließend in einem Durchlaufofen gesintert. Bei Eisenpulver oder Eisenpulverlegierungen liegt die Sintertemperatur bei 1000 – 1300°C.

Je nach Legierung können Permeabilitäten von bis zu  $\mu_{\text{rmax}} = 75000$  und Sättigungsflussdichten bis zu  $B_s = 2,25\text{T}$  erreicht werden. Mit  $B_r = 0,25\text{T}$  und  $H_c = 2\text{A/m}$  sind geringe Remanenzflussdichten und Koerzitivfeldstärken möglich. Weichmagnetische Sintermaterialien haben neben guten magnetischen auch gute mechanische Eigenschaften (z.B. Zugfestigkeit  $\sigma = 500\text{N/mm}^2$ ). Negativ sind jedoch die äußerst geringen spezifischen Widerstände von gesinterten Materialien ( $\rho_{\text{max}} \approx 0,8\mu\Omega\text{m}$ ). Isolierungen der einzelnen Pulverpartikel durch elektrische Isolationswerkstoffe sind aufgrund der hohen Sintertemperaturen nicht möglich. Wegen der dadurch möglichen hohen Wirbelstromverluste sind weichmagnetische Sintermaterialien zur Feldführung bei magnetischen Wechselfeldern nicht geeignet. Ihr Einsatz ist auf stationäre oder quasistationäre Felder beschränkt [Dubb-87], [Scht-88], [Kraf-02], [Ames-02]. In Tabelle 2-2 sind einige Sinterwerkstoffe aufgelistet.

Tabelle 2-2 Auflistung einiger weichmagnetischer Sintermaterialien der Fa. Ames, S.A. [Ames-02].

Sintermaterial	$\mu_{\text{rmax}}$	Magnetische Flussdichte [T] bei	
		1,2kA/m	8,0kA/m
SNF – 72	3000	1,25	1,40
SNF – P0.45 - 71	4000	1,30	1,50
SAF – Si3 - 73	8000	1,40	1,60
SAF – Ni50 - 80	30000	1,40	1,50

### 2.5.3. Pulverspritzgießen

Das Pulverspritzgießen verbindet die klassische Kunststoffspritzgieß- mit der Pulvermetallsinter-Technologie. Dabei werden feine Metall- (MIM- Metal Injection Molding) oder Keramikpulver (CIM- Ceramic Injection Molding) mit einem Kunststoffbinder zu einer spritzfähigen Masse vermischt und anschließend granuliert. Ungefähr 8Gewichts-% (Gew.-%) geeigneter Bindersysteme werden mit 92Gew.-% sehr

feinem Metallpulver vermischt. Dabei ist es wichtig ein möglichst homogenes Gemisch zu erhalten. Dieses Ausgangsgemisch wird in Fachkreisen "Feedstock" genannt. Die nachfolgende Formgebung erfolgt dann auf konventionellen Kunststoffspritzgießmaschinen. Dabei wird der Binder in einem Spritzzylinder aufgeschmolzen und anschließend durch einen Kolben und eine Schnecke unter Druck in ein Werkzeug gespritzt. Dabei werden die Pulverpartikel aufgrund der Haftung zwischen Pulver und Binder mit in das Werkzeug eingespritzt. Anzumerken bleibt, dass das gespritzte Teil („Grünling“) nach dem Spritzgießprozess ca. 20% größer als das fertige Endprodukt ist. Der Binder dient bei dieser Technologie nur dem Formgebungsprozess und muss danach aus dem Grünling entbunden werden. Das Entbinden erfolgt in Abhängigkeit vom jeweilig verwendeten Bindersystem. Nach dem Entbinden bleibt ein poröses Formteil zurück, welches „Braunling“ oder „Bläuling“ bezeichnet wird. Im letzten Verfahrensschritt erfolgt die Verdichtung des bis dahin noch porösen Formteils in einem Sinterofen. Bei einem ausreichend hohen Pulveranteil im Feedstock können sich die Sinterteile der theoretischen Materialdichte bis 99,9% annähern. Die fertigen Bauteile sind homogen und schrumpfen während des Sinterns isotrop. Die Schwindung kann vorher exakt berechnet werden. Die Bauteile können mit äußerst geringen Toleranzen gefertigt werden, wodurch eine Nachbehandlung in seltenen Fällen nötig ist [Mimt-03], [Benz-01].

Für den Einsatz in elektrischen Maschinen sind eher die pulvergesspritzten Formteile aus Metall interessant. Mehrere Anbieter haben weichmagnetische Komponenten in ihrem Programm, die je nach Anwendung zusammengesetzt und geformt werden können. Das Pulverspritzgießverfahren erlaubt hohe Freiheitsgrade bei der Formgebung und die fertigen Komponenten haben ähnliche mechanische Eigenschaften wie konventionelle Sintermaterialien. Das Verfahren ist für die Serienproduktion geeignet. Nachteilig ist, dass durch dieses Verfahren hohe Material-, Werkzeug- und Prozesskosten entstehen. Aus diesen Gründen sollten nur Teile bis zu einem Gewicht von ca. 200g in Serien von minimal 10000 Stück produziert werden [Mimt-03], [Espe-96].

#### **2.5.4. Weichmagnetische Pulververbundwerkstoffe**

Die Geschichte der Pulvermetallurgie lässt sich bis in das Altertum zurückverfolgen. Die moderne Pulvermetallurgie beginnt Anfang des 19-ten Jahrhunderts, als Platinmünzen mit Methoden der Pulvermetallurgie hergestellt werden. Vorteilhaft bei der Pulvermetallurgie ist die Tatsache, dass Werkstoffkombinationen erstellt werden können, die mit schmelztechnischen Methoden nicht hergestellt werden können. Pulvermetallbauteile

werden produziert, um große Mengen von gleichartigen Teilen für weichmagnetische Anwendungen herzustellen. Diese sind aber aufgrund der hohen Materialdichten und der damit verbundenen Wirbelstromverluste auf den Einsatz bei magnetischen Gleichfeldern beschränkt.

Seit Mitte der 1980-er Jahre ist es möglich, die einzelnen Metallpulverpartikel mit einem elektrisch isolierenden Überzug (Dicke ca. 30nm) zu versehen, wodurch diese Materialien gut in magnetischen Wechselfeldern verwendet werden können. Die auftretenden Wirbelströme werden durch die elektrische Isolierung beschränkt. Diese Tatsache erlaubt es, das Material in Elektromotoren zu verwenden. Aufgrund der Isolierung der einzelnen Partikel ( $\varnothing < 0,15\text{mm}$ ) können die Bauteile nicht gesintert, sondern je nach Partikelisolierung mit bis zu 500°C getempert werden. Durch die Wärmebehandlung bei geringeren Temperaturen können Spannungen innerhalb des Materials zurückbleiben, die zu höheren Hystereseverlusten führen. Die Materialien werden allgemein als weichmagnetische Pulververbundwerkstoffe (Soft Magnetic Composite - SMC) oder dielektromagnetische Materialien bezeichnet.

Da sich die Isolierung der einzelnen Partikel (Phosphate, Polymere, Siliziumoxid) magnetisch gesehen wie Luft verhält, ergibt sich eine deutliche Reduzierung der relativen Permeabilität  $\mu_r$ . Diese beträgt im Allgemeinen nur 10 – 20% der Permeabilität von weichmagnetischen Sintermaterialien oder Elektroblechen. Bei hohen Frequenzen ( $f > 300\text{Hz}$ ), werden die Wirbelstromverluste der Pulververbundwerkstoffe geringer als bei massiven Materialien. Um einen Einsatz dieser Materialien bei elektrischen Maschinen zu rechtfertigen, müssen die positiven Materialeigenschaften wie größere Gestaltungsfreiheit und der isotrope magnetische Aufbau ausgenutzt werden [Espe-96]. Bei Pulververbundwerkstoffen ist die Gestaltungsfreiheit durch maximale Baugrößen und Einhaltung bestimmter Seitenverhältnissen (maximal 3:1, [Jack-00b]) ebenfalls eingeschränkt.

### **2.5.5. Kunststoffgespritzte Materialien**

Reine Kunststoffe sind diamagnetisch. Ein äußeres Magnetfeld wird demzufolge geschwächt [Meng-02]. Die Eigenschaften von Kunststoffen lassen sich jedoch durch gezielte Füllstoffzugabe erweitern. Eine Verbesserung bzw. Schaffung spezifischer Eigenschaften wird durch Zugabe elektrisch, thermisch oder magnetisch leitfähiger Füllstoffe möglich. Dabei hängen die erzielbaren magnetischen Eigenschaften der gefüllten Kunststoffe neben dem Werkstoffsystem im Compound auch von der Konstruktion des

Bauteils sowie von der Prozessführung bei dessen Verarbeitung ab. Durch Zugabe geeigneter Füllstoffe, können die magnetischen Eigenschaften eines Kunststoffs grundlegend geändert werden. Vor ca. 50 Jahren wurden die ersten magnetischen Gummis entwickelt. Diese hatten hartmagnetische Eigenschaften und dienten als magnetische Schlösser in den Hohlkörperdichtungen von Kühlschränken, wodurch die mechanischen Schlösser abgelöst wurden [Trom-02].

Von wirtschaftlicher und technischer Bedeutung sind heute kunststoffgespritzte Magnete bei permanentmagneterregten elektrischen Kleinantrieben und in der Sensorik. Im Bereich elektrischer Kleinantriebe kommen in der Regel Ferrit- oder NdFeB- Magnete zum Einsatz. Beide können mit Spritzguss-, Extrusions- oder Formpresstechnik äußerst preisgünstig hergestellt werden, wobei Spritzguss die günstigsten Fertigungskosten aufweist. Dabei können je nach Kunststoff und Herstellungsprozess Volumenfüllgrade bis zu 85% erreicht werden [Schl-02]. Je nach Füllstoffmatrixsystem können mit anwachsendem Füllstoffgehalt zunehmende wie abnehmende Festigkeiten gemessen werden. Die Steifigkeit nimmt annähernd proportional zum Füllstoffvolumengehalt zu. Die Bruchdehnung reduziert sich überproportional. Bei Compounds mit magnetisierbaren Füllstoffen muss der Füllstoffgehalt unter Berücksichtigung mechanischer Anforderungen maximiert werden. Bei der Herstellung magnetischer Komponenten lassen sich konstruktive Zusatzfunktionen wie Lüfterflügel, Lagerbohrungen und –wellen durch diese Herstellungsmethoden integrieren (siehe Abb. 2-3).



Abb. 2-3 Kunststoffgespritzter Permanentmagnet mit integriertem Lüfterrad.

Auf diese Weise ist die Gestaltung komplexer und kompakter Komponenten möglich. Die thermischen und mechanischen Eigenschaften werden hauptsächlich durch den thermoplastischen Binder bestimmt. Je nach Wahl des Binders sind Einsatztemperaturen

bis zu 200°C möglich, was für die Einsatzgebiete der meisten elektrischen Maschinen ausreichend ist (Temperaturen von über 180°C entsprechen der Isolierstoffklasse C, VDE 050, T.1) [Magn-03], [Duif-01], [Drum-01].

Wie bei den hartmagnetisch modifizierten Kunststoffen, wurden auch in den 1950-er Jahren weichmagnetisch modifizierte Kunststoffe durch Spritzgießtechnik hergestellt. Die Forschung auf diesem Gebiet wurde jedoch wieder eingestellt, da die erwarteten Erfolge ausblieben und keine Berechnungsverfahren existierten, mit denen die magnetischen Eigenschaften eines Compounds genau vorhergesagt werden konnten. Seit den 1990-er Jahren wurden die Forschungen auf diesem Gebiet wieder aufgenommen.

Für Kunststoffe mit weichmagnetischen Eigenschaften lassen sich bezüglich Füllgrad und Herstellungsverfahren ähnliche Rahmenbedingungen festhalten wie für hartmagnetisch modifizierte Kunststoffe. Bei hartmagnetischen Kunststoffen dürfen bestimmte Partikelgrößen nicht unterschritten werden, da ansonsten eine Magnetisierung problematisch ist. Bei weichmagnetischen Materialien sind bezüglich Partikelgröße keine Grenzen gesetzt. Magneteisenstein (Magnetit) wurde als Funktionsfüllstoff für Kunststoffe verwendet, um verschiedene Füllgrade und die Verarbeitung durch die Spritzgießtechnik zu erproben, da es sich selbst bei Füllgraden von über 60Vol.-% leicht und homogen in eine Kunststoffmatrix einarbeiten lässt.

### 3. Stand der Technik bei Einsatz weichmagnetischer Materialien in elektrischen Maschinen

Elektrobleche werden heute in fast jeder elektrischen Maschine verwendet, bei der magnetische Wechselfelder auftreten. Dies gilt sowohl für rotierende als auch für nicht rotierende elektrische Maschinen. Dabei spielt es ebenfalls keine Rolle, ob es sich dabei um Groß- oder Kleinmaschinen handelt. Zur Zeit sind Elektrobleche trotz der Entwicklung anderer Werkstoffe als weichmagnetischer Werkstoff im Elektromaschinenbau schwer ersetzbar. In Tabelle 3-1 werden einige häufig verwendete Elektrobleche aufgelistet, die beim Bau elektrischer Maschinen (siehe Abb. 3-1) im Hause der Robert Bosch GmbH verwendet werden.

Tabelle 3-1 Verwendete Elektrobleche bei elektrischen Maschinen aus dem Hause Robert Bosch GmbH.

Elektroblech	$\mu_{rmax}$	Magnetische Flussdichte [T] bei		
		2,5kA/m	5,0kA/m	10,0kA/m
<b>M400-50A</b>	5700	1,54	1,64	1,75
<b>M530-50A</b>	4500	1,57	1,67	1,77
<b>M800-50A</b>	3800	1,60	1,71	1,80
<b>M1800-100D</b>	1060	1,47	1,63	1,78

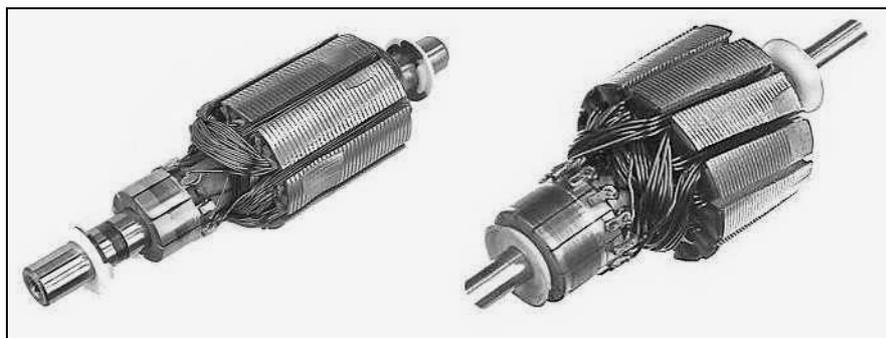


Abb. 3-1 Zwei Anker von Gleichstrommaschinen aus dem Hause Robert Bosch GmbH. Bei beiden Maschinen wird das Elektroblech M1800-100D verwendet.

Weichmagnetische Sinterwerkstoffe werden häufig als Kernwerkstoffe für Spulen und Übertrager verwendet. Gesinterte Ferritwerkstoffe werden ab einer Frequenz von  $f > 1\text{kHz}$  verwendet, da infolge hoher Wirbelstromverluste metallische Weichmagnete hier nicht

mehr sinnvoll eingesetzt werden können. Die geringen Sättigungsflussdichten gesinterter Ferrite von ca. 0,5T machen diese Werkstoffe für die magnetische Flussführung in elektrischen Maschinen ungeeignet, da hier höhere Flussdichten erforderlich sind [Scht-88]. Aus diesem Grund wird auf metallische Sinterwerkstoffe zurückgegriffen, die jedoch aufgrund der Wirbelstromverluste nur für den Einsatz in statischen Magnetfeldern geeignet sind. Es sind nur wenige Anwendungen bekannt, die sich auf den Erregerkreis von Gleichstrommaschinen beschränken. Ein Beispiel sind die gesinterten Polschuhe eines Starters aus dem Automobilbereich der Robert Bosch GmbH (siehe Abb. 3-2). Aufgrund der teuren Prozesswerkzeuge, wie Formpressen und Sinteröfen, können Sinterwerkstoffe nur bei großen Serien wirtschaftlich eingesetzt werden. Weitere Nachteile sind das schlechtere Formfüllungsvermögen und ungleichmäßige Verdichtung gegenüber gegossenen Formstücken [Dubb-87].

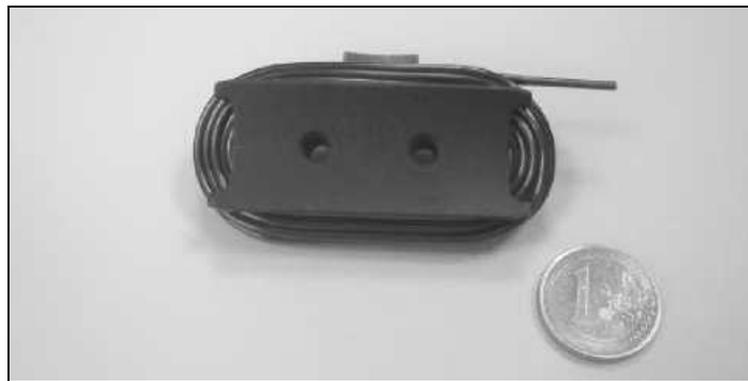


Abb. 3-2 Gesinterter Polschuh eines Starters der Robert Bosch GmbH.

Dieser Nachteil wird beim Pulverspritzen (MIM- Technologie) durch die komplexeren Gestaltungsmöglichkeiten aufgehoben. Es ist jedoch wie bei der klassischen Sintertechnologie, dass weichmagnetische Formteile nur für den Einsatz bei statischen Magnetfeldern geeignet sind. Durch das Sintern am Ende der Prozesskette sind ebenfalls hohe Wirbelstromverluste wie bei den klassischen Sinterwerkstoffen aufgrund der geringen spezifischen Widerstände gegeben.

Ein Einsatz von pulverspritzten weichmagnetischen Materialien ist zur Zeit nicht bekannt, aber diese können durch die höheren Gestaltungsfreiheitsgrade alternativ zu gesintertem als auch gegossenen weichmagnetischen Maschinenkomponenten eingesetzt werden.

Im Gegensatz zu Elektroblechen befindet sich der Einsatz von weichmagnetischen Pulververbundwerkstoffen zur magnetischen Flussführung in elektrischen Maschinen zur Zeit noch in den Anfängen. Seit den 1990-er Jahren wurden eine Reihe von Motorprototypen mit Pulververbundwerkstoffen entwickelt. Dabei zeigt sich, dass die meisten Motoren permanentmagneterregt sind. Dies ist dadurch zu erklären, dass durch das permanentmagnetische Material ein verhältnismäßig großer magnetischer Luftspalt entsteht, sodass sich die schlechtere Permeabilität (vgl. Tabelle 3-1 mit Tabelle 3-2) des Pulververbundwerkstoffs gegenüber Elektroblech weniger stark bemerkbar macht [Jack-99a]. Durch Ausnutzung der magnetischen, elektrischen und thermischen Eigenschaften [Viar-01], der komplexeren Formgebungsmöglichkeit [Viar-01], [Jack-00a] und der guten Fähigkeit zur dreidimensionalen Flussführung, können die schlechteren magnetischen Eigenschaften des Pulververbundwerkstoffs von den positiven Eigenschaften mehr als kompensiert werden. Ein weiterer Vorteil sind die geringeren Wirbelstromverluste bei Frequenzen ab ca. 300Hz [Mecr-96], [Jack-97], [West-98]. Durch die Wärmebehandlung bei geringeren Temperaturen ( $T \approx 500^\circ\text{C}$ ) können Spannungen innerhalb des Materials zurückbleiben, die zu höheren Hystereseverlusten führen. Ein direktes Ersetzen der Elektrobleche ohne neue Auslegung des Magnetkreises wird immer schlechtere Motoreigenschaften zur Folge haben [Jack-00b], [Viar-01], [Cros-01], [Jack-00a], [Muet-02]. Durch die besseren Gestaltungsmöglichkeiten können z.B. axial erweiterte Zahnköpfe hergestellt werden, wodurch aufgrund der guten Fähigkeit zur dreidimensionalen Flussführung eine axiale Längenreduzierung des gesamten Motors möglich ist [Viar-01], [Muet-01]. Eine Segmentierung des Magnetkreises (siehe Abb. 3-3) kann Vorteile durch Einzelzahnwicklungen und damit verbundene höhere Kupferfüllfaktoren bringen. Die Vorteile der Segmentierung müssen aber mit einer größeren Anzahl von Produktionsschritten erkaufte werden.

In einigen Abhandlungen wird eine kostengünstigere Produktion in Aussicht gestellt [Jack-00b], [Viar-01]. Ein Serienmotor bei dem ein weichmagnetisches Pulververbundmaterial Verwendung findet, wird in [Marc-00] erwähnt. Einen weiteren Vorteil kann poröses Pulververbundmaterial beim Recycling von Elektromotoren bieten. Durch die Porosität des Materials kann der Stator bzw. Rotor leicht zertrümmert werden, um danach Kupfer und Eisen besser trennen zu können. Dadurch werden Eisen und Kupfer nicht durch das jeweilige andere Material verunreinigt und können somit wieder verwendet werden [Marc-00].



Abb. 3-3 Bürstenloser Gleichstrommotor mit einem segmentierten Stator aus weichmagnetischem Pulververbundwerkstoff und Einzelzahnwicklung. Unten rechts im Bild findet sich ein einzelnes Statorsegment.

Bei unterschiedlichen Patenten ([Boys-90], [Barg-99 ], [Aosh-98], [John-02], [Jack-99b], [Kaiy-01], [Ward-96], [Jack-99c], [Burd-00], [Dick-01], [Jack-01], [Eaga-02]) werden ebenfalls unterschiedliche Prototypen unter Ausnutzung der isotropen Werkstoffeigenschaften vorgestellt. Auch hier wird darauf hingewiesen, dass ein direkter Ersatz des Elektroblechs nur Nachteile bringt. Ebenfalls werden Einzelzahnwicklungen und mögliche Produktionsvorteile erwähnt. Ein Patent über die Trennung von Eisen und Kupfer existiert ebenfalls [Barg-99].

Tabelle 3-2 Unterschiedliche weichmagnetische Pulververbundwerkstoffe.

Pulververbundwerkstoff	$\mu_{rmax}$	Magnetische Flussdichte [T] bei		
		2,5kA/m	5,0kA/m	10,0kA/m
Somaloy 500 <sup>1)</sup>	500	0,72	1,12	1,51
Somaloy 550 <sup>1)</sup>	550	1,10	1,36	1,55
Accucore <sup>2)</sup>	1010	1,27	1,51	1,73

<sup>1)</sup> Fa. Höganäs AB, <sup>2)</sup> Fa. Magnetics International Inc.

Kunststoffgespritzte Materialien mit weichmagnetischen Eigenschaften sind zur Zeit kaum verfügbar. Die Forschung befindet sich in diesem Bereich in den Anfängen. Materialkenndaten zu erhalten ist ebenfalls schwierig, da es kaum Standardprodukte gibt, sondern die Werkstoffe anwendungsspezifisch maßgeschneidert werden.

Ein Patent aus dem Jahr 1996 [Chrs-96] behandelt den Einsatz von hochgefülltem Kunststoff zur Herstellung eines weichmagnetischen Werkstoffs, der zur magnetischen Flussführung in elektrischen Maschinen verwendet werden kann.

## 4. Ummagnetisierungsverluste bei rotierenden elektrischen Maschinen

Wechselfeldmagnetisierungen in ferromagnetischen Materialien führen zu Verlustenergien, die sich durch Erwärmung des flussführenden Körpers äußern. Zumindest ein Teil des magnetischen Kreises einer elektrischen Maschine wird einer periodischen Wechselfeldmagnetisierung unterworfen, sodass Ummagnetisierungsverluste  $P_{VU}$  (siehe Gl. 4-3) in jeder elektrischen Maschine unabhängig von ihrer Stromart (Gleich-, Wechsel- oder Drehstrom) auftreten. Dabei werden folgende Fälle der Wechselfeldmagnetisierung unterschieden:

- Der Flussdichtevektor  $\vec{B}$  ändert seinen Betrag zeitlich nach der Funktion  $\vec{B} = f(t)$ . Man spricht dann von wechselnder Magnetisierung.
- Der Flussdichtevektor  $\vec{B} = konst.$  führt eine Drehung aus. Man spricht von drehender Magnetisierung.

Der erste Fall tritt vor allem in den Zähnen, der Zweite vor allem in den Rückengebieten rotierender elektrischer Maschinen auf.

Ummagnetisierungsverluste entstehen aufgrund zweier unterschiedlicher, voneinander unabhängiger physikalischer Erscheinungen. Zum einen sind dies Hystereseverluste  $P_{VH}$  und zum anderen Wirbelstromverluste  $P_{VW}$ . Die Hystereseverluste sind linear und die Wirbelstromverluste quadratisch von der Frequenz der Magnetisierung abhängig (vgl. Gl. 4-1 mit Gl. 4-2) [Phil-92], [Vogt-96], [Schu-60].

$$P_{VH} \sim f \cdot B^2 \quad \text{Gl. 4-1}$$

$$P_{VW} \sim f^2 \cdot B^2 \quad \text{Gl. 4-2}$$

$$P_{VU} = P_{VH} + P_{VW} \quad \text{Gl. 4-3}$$

### 4.1. Hystereseverluste

Wird eine Spule mit Eisenkern an eine Wechselspannungsquelle angeschlossen, entstehen Verlustleistungen. Diese sind im einzelnen Wirbelstromverluste  $P_{VW}$ , ohmsche Verluste  $P_{VR}$  und Hystereseverluste  $P_{VH}$  (siehe Gl. 4-4).

$$P_{el} = P_{VH} + P_{VW} + P_{VR} \quad \text{Gl. 4-4}$$

Unter Vernachlässigung der Wirbelstromverluste und der ohmschen Verluste können die Hystereseverluste hergeleitet werden (siehe Gl. 4-5) [Phil-92].

$$P_{el} = P_{VH} = \frac{1}{T} \int_0^T u i dt = \frac{1}{T} \int_0^T w \frac{d\phi}{dt} i dt = \frac{1}{T} \int_0^T w A \frac{dB}{dt} \frac{Hl}{w} dt = f A l \int_0^{2B_{\max}} H dB =$$

$$f V \int_0^{2B_{\max}} H dB = f \cdot V \cdot A_h \quad \text{Gl. 4-5}$$

Mit  $V = A \cdot l = \text{Volumen des Materials}$ .

Das Integral  $A_h = \int_0^{2B_{\max}} H dB$  ergibt die Fläche, die von der Hystereseschleife

eingeschlossen wird. Die Hystereseverluste hängen somit von der Fläche ab, die von der Hystereseschleife eingeschlossen wird. Das heißt, von den Eigenschaften des Kernmaterials, von dem Volumen des Kerns und von der Frequenz der magnetischen Flussdichte. Weitere wichtige Einflussgrößen auf die Hystereseform sind Verunreinigungen, innere Spannungen, die Kristallrichtung und die Richtung der Elementarmagnete [Schu-60]. Grundsätzlich beruht die Form der Hysteresekurve darauf, dass bei der Magnetisierung eines weichmagnetischen Materials Gitterkräfte überwunden werden müssen. Die Elementarmagnete folgen daher dem äußeren Magnetfeld nur mit Verzögerung. Am deutlichsten wird diese Verzögerung an der Remanenzflussdichte  $B_r$  und der Koerzitivfeldstärke  $H_c$  erkennbar. Je geringer die Koerzitivfeldstärke ist, umso leichter erfolgt das Umklappen der Elementarmagnete. Dadurch wird die durch die Hystereseschleife eingeschlossene Fläche kleiner und damit die zur Überwindung der Gitterkräfte notwendige Arbeit geringer. Abb. 4-1 zeigt die Hystereseschleife eines weichmagnetischen Materials. Die von der Hystereseschleife eingeschlossene Fläche stellt die Arbeit (angegeben in  $\text{Ws/m}^3$ ) dar, die für die Ummagnetisierung der Elementarmagnete für einen Ummagnetisierungszyklus benötigt wird.

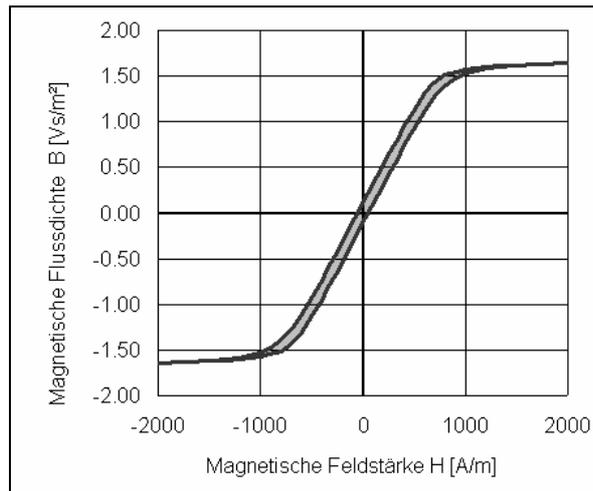


Abb. 4-1 Hystereseurve eines weichmagnetischen Materials.

Für die Berechnung der Hystereseverluste kann folgende Formel verwendet werden:

$$P_{VH} = \sigma_h \cdot \frac{f}{50\text{Hz}} \cdot \left(\frac{B}{T}\right)^2 \quad \text{Gl. 4-6}$$

Der Bezugswert  $\sigma_h$  stellt die spezifischen Hystereseverluste bei  $f = 50\text{Hz}$  und  $B = 1\text{T}$  dar. Dieser Wert ist abhängig von der Form der Hystereseschleife und der Werkstoffdichte  $\rho$  und damit ein Werkstoffbeiwert. In realen Anordnungen wird der Hystereseanteil der Ummagnetisierungsverluste durch die Art der Magnetisierung und bei Verwendung von gestanzten Blechen durch deren Bearbeitung beeinflusst. Bei drehender Magnetisierung treten höhere Hystereseverluste auf, die ebenfalls berücksichtigt werden müssen. Diese nicht berechenbaren Einflüsse werden durch einen experimentell ermittelten Zuschlagsfaktor  $k_h$  berücksichtigt. In [Vogt-96] werden unterschiedliche Zuschlagsfaktoren dargestellt. Weiterhin ändert sich die Form der Hystereseschleife mit der Aussteuerung, so dass der Exponent in Gl. 4-1 oder Gl. 4-6 eigentlich keinen konstanten Wert hat. Je nach Werkstoff liegt der Wert des Exponenten  $x_h$  (siehe Gl. 4-7) zwischen 1,6 und 2,8. Da die Ermittlung der Hystereseverluste mit dieser Formel nur in Annäherung erfolgen kann, werden diese häufig mit einem Exponent von 2 berechnet [Phil-92], [Vogt-96], [Schu-60].

$$P_{VH} = \sigma_h \cdot k_h \cdot \frac{f}{50\text{Hz}} \cdot \left(\frac{B}{T}\right)^{x_h} \quad \text{Gl. 4-7}$$

## 4.2. Wirbelstromverluste

In jedem elektrisch leitfähigen Material, das einem veränderlichen magnetischen Fluss ausgesetzt ist, werden Spannungen induziert, die wiederum Wirbelströme hervorrufen. Dies gilt somit auch für weichmagnetische Materialien, die für die magnetische Flussführung bei elektrischen Maschinen eingesetzt werden. Diese Wirbelströme haben Stromwärmeverluste zur Folge, die den Wirkungsgrad der Maschine herabsetzen. Zur Verringerung der elektrischen Leitfähigkeit und damit der Wirbelströme werden die ferromagnetischen Werkstoffe mit Silizium legiert. Elektrobleche werden lamelliert, um die Wirbelstromverluste konstruktiv zu reduzieren. Die Bleche werden dabei in magnetischer Flussrichtung und damit senkrecht zur Wirbelstromrichtung geschichtet. Abb. 4-2 zeigt für lamellierte Elektrobleche den Verlauf der Wirbelströme bei vorgegebener magnetischer Flussrichtung  $\Phi$ .

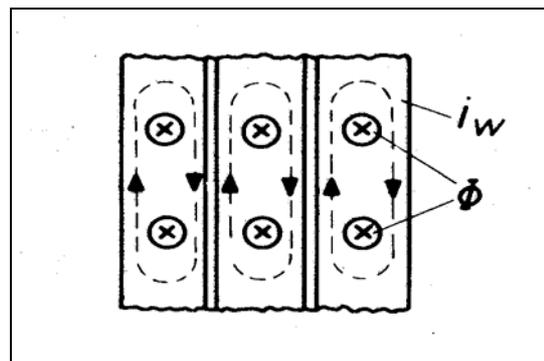


Abb. 4-2 Verlauf der Wirbelströme  $i_w$  bei lamellierten Elektroblechen (S. 244, Bild 12.2.1, [Weis-87]).

Die folgende Gleichung zeigt, dass die Wirbelstromverluste quadratisch von der magnetischen Flussdichte  $B$  und von der Frequenz  $f$  abhängen.  $\sigma_{wb}$  stellt die spezifischen Wirbelstromverluste bei  $f = 50\text{Hz}$  und  $B = 1\text{T}$  dar.

$$P_{VW} = \sigma_{wb} \cdot \left(\frac{f}{50\text{Hz}}\right)^2 \cdot \left(\frac{B}{\text{T}}\right)^2 \quad \text{Gl. 4-8}$$

In realen Anordnungen treten zusätzliche Wirbelströme

- aufgrund höherer Harmonischer durch einen nichtsinusförmigen Flussdichteverlauf,
- durch drehende Magnetisierung,

- durch unvollständige Blechisolation und
- durch Gratbildung der Bleche auf.

Man führt deshalb ebenfalls einen experimentell ermittelten Zuschlagsfaktor  $k_{wb}$  ein (siehe [Vogt-96]). Daraus ergibt sich folgende analytische Formel zur Berechnung der Wirbelstromverluste:

$$P_{VW} = \sigma_{wb} \cdot k_{wb} \cdot \left(\frac{f}{50\text{Hz}}\right)^2 \cdot \left(\frac{B}{T}\right)^2 \quad \text{Gl. 4-9}$$

Bei massiven Materialien (wie z.B. Sintermaterialien) oder sehr hohen Ummagnetisierungsfrequenzen wird die Rückwirkung der Wirbelströme auf das magnetische Feld so stark, dass diese ebenfalls berücksichtigt werden muss. Dabei ist die magnetische Flussdichte nicht mehr gleichmäßig über die Materialdicke verteilt, sondern nimmt von den Seitenwänden aus ab und ändert ihre Phase. Die Wirbelstromverluste in massiven Materialien können aber ebenfalls mit Gl. 4-8 bzw. Gl. 4-9 berechnet werden, wenn weitere Korrekturfaktoren eingeführt werden, die die Rückwirkung durch die Wirbelströme berücksichtigt. Durch die Rückwirkung der Wirbelströme werden auch die Hystereseverluste durch ungleiche Feldverteilung im Werkstoff indirekt beeinflusst [Phil-92], [Weis-87], [Vogt-96], [Schu-60].

### 4.3. Ummagnetisierungsverluste

Durch Addition von  $P_{VH}$  (Gl. 4-7) und  $P_{VW}$  (Gl. 4-9) erhält man die gesamten Ummagnetisierungsverluste  $P_{VU}$ .

$$P_{VU} = P_{VH} + P_{VW} = \left[ \sigma_H \cdot k_h \cdot \frac{f}{50\text{Hz}} + \sigma_{wb} \cdot k_{wb} \cdot \left(\frac{f}{50\text{Hz}}\right)^2 \right] \cdot \left(\frac{B}{T}\right)^2 \quad \text{Gl. 4-10}$$

[Phil-92], [Vogt-96].

### 4.4. Ummagnetisierungsverluste unterschiedlicher weichmagnetischer Materialien

Aufgrund der Verarbeitung von Elektroblechen müssen zur Bestimmung der Ummagnetisierungsverluste je nach Verarbeitung unterschiedliche Faktoren hinzugefügt werden, die die Veränderungen der magnetischen Materialeigenschaften aufgrund mechanischer Beanspruchungen beim Stanzen, Paketieren und weiteren Verarbeitungsprozessen berücksichtigen. Dazu muss eine Anpassung der Eisenverluste des

Elektrobleches mit einem Faktor  $k_u = k_h + k_{wb}$  von 1,5 – 2,5 durchgeführt werden, der aus Erfahrungswerten ermittelt wird (vgl. Kap. 4.1 und 4.2).

Für Pulververbundwerkstoffe ist ein Anpassungsfaktor aufgrund einer Materialbearbeitung nicht notwendig, da hierbei mögliche Motorteile aus diesem Werkstoff den gleichen Verarbeitungsprozessen ausgesetzt sind wie die Prüflinge, die hergestellt werden, um die Ummagnetisierungsverluste zu bestimmen. Bei der Herstellung eines Pulververbundwerkstückes findet gleichzeitig der Formgebungsprozess statt. Danach sind keine weiteren Bearbeitungsschritte mehr nötig, durch die sich die magnetischen Eigenschaften verändern könnten. Aus diesem Grund können Verlustdaten der Hersteller dieser Materialien direkt zur Bestimmung der Verluste einer elektrischen Maschine herangezogen werden. Gleichwohl müssen aber wie bei Elektroblechen die Art der Magnetisierung, drehende Magnetisierung und zusätzliche Wirbelstromverluste aufgrund höherer Harmonischer durch einen Anpassungsfaktor berücksichtigt werden.

Die gleichen Rahmenbedingungen wie für Pulververbundwerkstoffe gelten auch für Sinterwerkstoffe, Pulverspritzguss-Werkstoffe und kunststoffgespritzte Materialien. Auch bei diesen Werkstoffen findet gleichzeitig mit der Materialherstellung der Formgebungsprozess statt, sodass eine mechanische Nachbearbeitung wie bei Elektroblechen nicht mehr erforderlich ist und somit auf einen Anpassungsfaktor aufgrund einer Materialbearbeitung zur Berechnung der Ummagnetisierungsverluste verzichtet werden kann. Die Art der Magnetisierung, drehende Magnetisierung und zusätzliche Wirbelstromverluste aufgrund höherer Harmonischer müssen hier ebenfalls durch einen Anpassungsfaktor berücksichtigt werden.

## **5. Die Berechnung elektrischer Maschinen**

Die Berechnung einer elektrischen Maschine umfasst die Ermittlung der quantitativen Zusammenhänge der in ihr wirkenden physikalischen Größen mit dem Ziel, Aussagen über die Dimensionierung und Gestaltung einzelner Bauteile, über das Betriebsverhalten der Maschine sowie über ihre Lebensdauer zu gewinnen [Vogt-96].

Für die Berechnung elektrischer Maschinen werden sowohl analytische als auch numerische Verfahren herangezogen. Bei analytischen Verfahren werden mathematische Formeln genutzt, um das Motormodell zu beschreiben. Numerische Verfahren basieren auf der Lösung der Maxwell'schen Gleichungen an einzelnen Punkten des gesamten Feldes. Dabei sind beide Verfahren je nach Zielsetzung unterschiedlich gut geeignet [Gerl-00].

### **5.1. Grundsätzliche Vorgehensweise bei der Berechnung elektrischer Maschinen**

Vor Beginn der Auslegung und Berechnung elektrischer Maschinen müssen die Leistungsdaten der zu entwerfenden Maschine bekannt sein. Dabei wird unterschieden, ob es sich um einen Neuentwurf oder um eine Variantenkonstruktion handelt. Bei einem Neuentwurf wird auf Erfahrungswerte bei ähnlichen Maschinenkonstruktionen zurückgegriffen. Hier muss ein großer Berechnungsaufwand betrieben werden. Bei einer Variantenkonstruktion wird durch proportionale Berechnung vorhandener technischer Daten die neue Maschine ausgelegt. Dabei können die spezifischen Beanspruchungen der Maschine wie magnetische Flussdichte, Strombelag und Stromdichte nicht frei gewählt werden, sondern hängen ab von

- der Maschinenart (Gleich-, Wechsel- oder Drehstrommaschine)
- Drehmoment oder Leistung
- Versorgungsspannung, Maximalleistung der Batterie
- den verwendeten Materialien für den magnetischen Kreis und die Wicklung
- der Verlustabfuhr durch Kühlung
- der Bauform und der Schutzart
- Systemvorgaben (Systemintegration)
- der Betriebsart und der Baugröße [Henn-94].

Abb. 5-1 zeigt das Ablaufdiagramm des Entwurfs einer elektrischen Maschine. Wichtige Punkte des Ablaufdiagramms sind die Leistungsdaten, Entwurfsgleichung/Hauptabmessungen, Berechnung und Konstruktion der Maschine, Funktionsmustersaufbau, anschließende Messungen und Validierung des Betriebsverhaltens der elektrischen Maschine. Erfüllt die Maschine die vorgegebenen Erwartungen, kann letztlich mit dem Bau oder einer Serienproduktion begonnen werden.

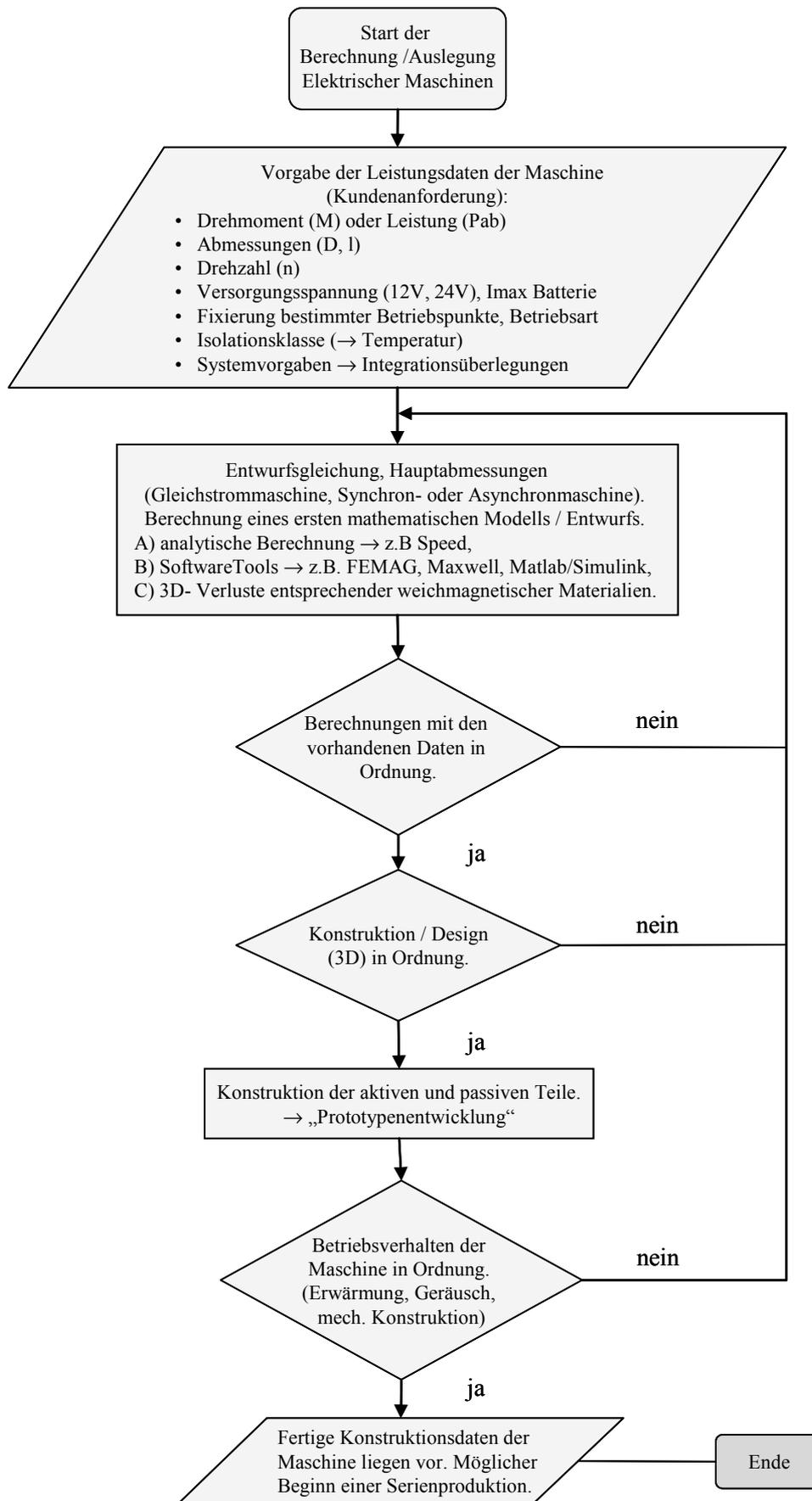


Abb. 5-1 Ablaufdiagramm zur Berechnung/Auslegung einer elektrischen Maschine.

## 5.2. Analytische Berechnung elektrischer Maschinen

Der Start bei der Berechnung einer elektrischen Maschine ist die analytische Beschreibung. Die Vorteile des analytischen Verfahrens sind folgende:

- schnelle Parametervariation und damit Kenntnis über deren Einfluss
- leichte Implementierung in Systemsimulationen.

Wegen der komplizierten Geometrie der Maschinenteile und ihrer relativen Bewegung zueinander ist eine exakte analytische Behandlung nicht möglich. Die praktische analytische Berechnung elektrischer Maschinen erfordert daher vereinfachende Maßnahmen, die eine Berechnung der Maschine zulassen. Die Vereinfachungen dürfen allerdings nicht so weit gehen, dass Nebeneffekte vernachlässigt werden und somit die Maschine zu ungenau ausgelegt wird. Es bietet sich der Einsatz von analytischen Berechnungsprogrammen und Analogiemodellen an. Für eine manuelle Berechnung bieten sich grafische Methoden und empirische Beziehungen an. Auf Basis relativ einfacher Annahmen wird ein Ergebnis erzielt, das durch Korrekturfaktoren oder iterative Methoden verbessert werden kann. Dieses Ergebnis ist dann Grundlage für eine numerische Berechnung der elektrischen Maschine [Vogt-96].

## 5.3. Numerische Berechnung elektrischer Maschinen

Bei einer numerischen Feldberechnung wird das magnetische Feld direkt durch Diskretisierung der Maxwell'schen Gleichungen aus der räumlichen Verteilung seiner erregenden Ströme berechnet. Die Gleichungen Gl. 5-1 – Gl. 5-4 zeigen die vier Maxwell'schen Gleichungen in Differentialform. Die 1. Maxwell'schen Gleichung (Gl. 5-1) zeigt eine Verallgemeinerung des Durchflutungsgesetzes. Die Gleichung wird über die Stromdichte  $\vec{S}$  hinaus mit der zeitlichen Änderung der Verschiebestromdichte  $\vec{D}$  erweitert. Die 2. Maxwell'schen Gleichung (Gl. 5-2) zeigt das Induktionsgesetz. Das Gesetz besagt, dass in jedem Medium bei einer zeitlichen Änderung des magnetischen Feldes ein elektrisches Feld induziert wird. Gl. 5-3 zeigt die Quellenfreiheit der magnetischen Flussdichte (3. Maxwell'sche Gleichung) und Gl. 5-4 zeigt den Gauß'schen Satz der Elektrostatik (4. Maxwell'sche Gleichung) [Edmi-84]. Es ist mittels dieser Gleichungen auch möglich, Wirbelströme aufgrund zeitlich veränderlicher Felder zu berücksichtigen.

$$\operatorname{rot}\vec{H} = \vec{S} + \frac{\partial\vec{D}}{\partial t} \quad \text{Gl. 5-1}$$

$$\operatorname{rot}\vec{E} = -\frac{\partial\vec{B}}{\partial t} \quad \text{Gl. 5-2}$$

$$\operatorname{div}\vec{B} = 0 \quad \text{Gl. 5-3}$$

$$\operatorname{div}\vec{D} = \rho \quad \text{Gl. 5-4}$$

Zur numerischen Berechnung elektromagnetischer Felder werden das finite Differenzenverfahren (FDM) und das finite Elementeverfahren (FEM) als zwei Methoden unterschieden. Bei der FEM wird das Feldgebiet in  $n$  Elemente variabler Größe und Form unterteilt. Durch Interpolation der Knotenpotentiale wird die Potentialfunktion des Elements mittels Gleichungssystemen näherungsweise ermittelt. Über die Elementengleichung wird danach die Systemgleichung durch Zusammensetzung der Elemente berechnet. Unter Berücksichtigung der existierenden Randbedingungen kann die Systemgleichung gelöst und somit das Feld berechnet werden. Bei der FDM wird das Feldgebiet mit einem gleichmäßigen Punktgitter überzogen und die Potentiale in den Gitterpunkten berechnet. Aus den Gleichungen aller Gitterpunkte wird ein lineares Gleichungssystem gebildet, welches nach Berücksichtigung der Randbedingungen gelöst werden kann. Als eine relativ neue Methode zur numerischen Feldberechnung soll auch die Boundary-Element-Methode (BEM) erwähnt werden. Dieses Verfahren hat den Vorteil, dass nur die Randbereiche und nicht das gesamte Feldgebiet diskretisiert werden muss. Nachteilig bei der BEM ist, dass die Behandlung inhomogener und nichtlinearer Probleme schwer möglich ist. Zur Zeit hat die BEM bei der Berechnung elektrischer Maschinen eine untergeordnete Rolle, da es ein relativ junges Verfahren ist und dadurch wenig Erfahrungen vorhanden sind. Das am häufigsten verwendete Verfahren bei der Berechnung elektrischer Maschinen ist die FEM, da hier im Gegensatz zur FDM sehr einfach Bereiche unterschiedlicher Diskretisierung bestimmt werden können. Eine hohe Diskretisierung ist beispielsweise im Luftspalt elektrischer Maschinen sinnvoll. Einen weiteren Vorteil bieten die variablen Elemente, wodurch unsymmetrische Feldgebiete sehr einfach dargestellt werden können. Mit der FDM ist dies unter erheblichem Mehraufwand ebenfalls möglich [Mayr-93], [Schw-02].

Um zu einem plausiblen Ergebnis zu kommen, müssen unabhängig von der Wahl der Berechnungsmethode drei grundlegende Aufgaben bei einem numerischen Feldberechnungsprogramm in dieser Reihenfolge gelöst werden:

- **Preprocessing:** Hier wird die Aufgabenstellung definiert. Dazu gehört die Festlegung der Geometrie und der Materialeigenschaften. Weitere Punkte sind die Generierung eines geeigneten Gitternetzes und Definition der Rahmenbedingungen.
- **Solver:** Die algebraischen Gleichungen, die sich aus der Diskretisierung der Differentialgleichungen für das Vektorpotential ergeben, werden durch geeignete Lösungsverfahren iterativ gelöst. Das Ergebnis ist ein Satz von Vektorpotentialen, die das magnetische Feld der gesamten Maschine beschreiben.
- **Postprocessor:** Aus der Vektorpotentialverteilung wird die Flussdichteverteilung berechnet und grafisch dargestellt. Zusätzlich können unter anderem die induzierte Spannung, die Kraftwirkung, Induktivitäten, Verluste durch Wirbelströme und weitere Informationen aus der mathematischen Verarbeitung des Vektorpotentialfeldes abgeleitet werden [Henn-94].

#### **5.4. Optimale Maschinenauslegung**

Eine optimale Auslegungsmethode kombiniert analytische und numerische Berechnungen, um von den Vorteilen der beiden Verfahren zu profitieren. Der anfänglichen analytischen Auslegung einer Maschine folgt eine numerische Berechnung, wobei das Ergebnis der analytischen Berechnung als Startwert der numerischen Berechnung genommen werden kann. Die Vorteile des analytischen Verfahrens sind die kurzen Berechnungszeiten, wenn ein Modell vorhanden ist, und das bessere Verständnis für Parametereinflüsse oder Parametervariationen. Nachteilig beim Aufbau eines analytischen Motormodells zur Parametervariation und Berechnung ist der damit verbundene erhebliche Zeitaufwand. Der Hauptvorteil von numerischen Methoden ist die Tatsache, dass weniger Vereinfachungen gemacht werden müssen, als bei den analytischen Berechnungen und diese somit eine höhere Genauigkeit aufweisen. Bei einer Fehleranalyse oder einer kurzen Überprüfung des Motormodells ist eine numerische Methode zu favorisieren, da hierbei schneller Ergebnisse vorliegen [Gerl-00].

## **6. Hochgefüllte kunststoffgespritzte Materialien**

Kunststoffe zeichnen sich im Allgemeinen durch eine schlechte Magnetisierbarkeit, einen hohen elektrischen Widerstand und eine geringe Wärmeleitfähigkeit aus. Diese Eigenschaften werden meistens auch gefordert, wie beispielsweise bei elektrischen Isolierungen [Schn-02]. In vielen anderen Fällen werden Materialien benötigt, die eine gute Magnetisierbarkeit, einen geringen elektrischen Widerstand und eine hohe Wärmeleitfähigkeit aufweisen und vergleichsweise gute Formgebungsmöglichkeiten haben. Gefüllte oder hochgefüllte Kunststoffe bieten diese kombinierten Möglichkeiten und können maßgeschneidert, mit für Kunststoffen ungewöhnlichen Charakteristiken, hergestellt werden. Je nach Charakteristik des Füllstoff lassen sich die Eigenschaften von Kunststoffen verbessern, bzw. auf kunststoffuntypische Anwendungsbereiche erweitern. Der Einsatz von Glas- oder Kohlestofffasern zur Verbesserung der mechanischen Eigenschaften, bzw. der Einsatz von Kreide zur Kostenreduzierung sind hinreichend bekannt. Es bestehen ebenfalls Erfahrungen bei der Integration von elektrischen, thermischen oder hartmagnetischen Eigenschaften [Duif-01], [Drum-02], [Zett-02].

Gefüllte oder hochgefüllte Kunststoffe sind prinzipiell konzentrierte Suspensionen mit hochviskosen Matrixflüssigkeiten, deren Fließeigenschaften durch die Volumenverteilung zwischen Matrix und Füllstoff, die Partikelcharakteristik des Füllstoffes, und durch die Fließcharakteristika der Matrixflüssigkeit bestimmt werden [Glei-02]. Von hochgefüllten Kunststoffen wird ab Füllgraden  $\geq 35\text{Vol.}\%$  gesprochen. Eine weitere mögliche Charakterisierung des Füllgehaltes über den Gewichtsfüllgrad ist aufgrund von Dichteunterschiede zwischen den Komponenten wenig aussagekräftig und kann zu Missverständnissen führen [Schn-02]. Füllgrade bei spritztechnisch hergestellten, hartmagnetisch modifizierten Kunststoffen, liegen im Bereich von 55 bis 65Vol.-% [Drum-02].

Im Rahmen dieser Arbeit werden kunststoffgespritzte weichmagnetischen Materialien behandelt, die in elektrischen Maschinen eingesetzt werden können. Mit diesen Materialien bestehen zur Zeit wenige Erfahrungen.

### **6.1. Herstellung hochgefüllter kunststoffgespritzter Materialien**

Die Herstellung hochgefüllter Kunststoffe besteht aus mehreren unterschiedlichen Verfahrensschritten. Diese sind im einzelnen:

- Mischen der Kunststoffkomponenten,

- Compoundieren und die
- Formgebung.

Im ersten Verfahrensschritt werden die Bestandteile des Kunststoffes vermischt, wobei alle Komponenten eine möglichst gleiche Partikelgröße aufweisen sollten, um eine gleichmäßige Verteilung zu erreichen.

Unter Zugabe einer geeigneten Additivrezeptur werden die Kunststoffbestandteile dem Extruder zugeführt. Dort wird der Kunststoff aufgeschmolzen und geknetet, um eine homogene Vermischung aller Bestandteile zu erreichen. Anschließend findet eine erste Entgasung statt, damit Lufteinschlüsse aus dem Kunststoffgemisch entweichen können. Nach der Entgasung wird dem Extruder ein Füllstoff zugeführt, um das gewünschte Eigenschaftsspektrum des Kunststoffes einzustellen. Mittels eines Knetblockes wird der Füllstoff in die Kunststoffmatrix eingearbeitet. Es folgen weitere Bereiche, in denen das Kunststoff-Pulver-Gemisch geknetet und entgast wird. Anschließend wird der gefüllte Kunststoff extrudiert, gekühlt und zu einem Granulat verarbeitet. In Abb. 6-1 sind die einzelnen Herstellungsschritte eines gefüllten Kunststoffes mit einem Extruder dargestellt.

Die Herstellung von gefüllten Kunststoffen kann kontinuierlich oder diskontinuierlich erfolgen. Bei der diskontinuierlichen Herstellung erfolgt die Zugabe der Füllstoffe zeitlich versetzt (Herstellungszeit 10-30min), bei der kontinuierlichen örtlich versetzt (Herstellungszeit 15-60s).

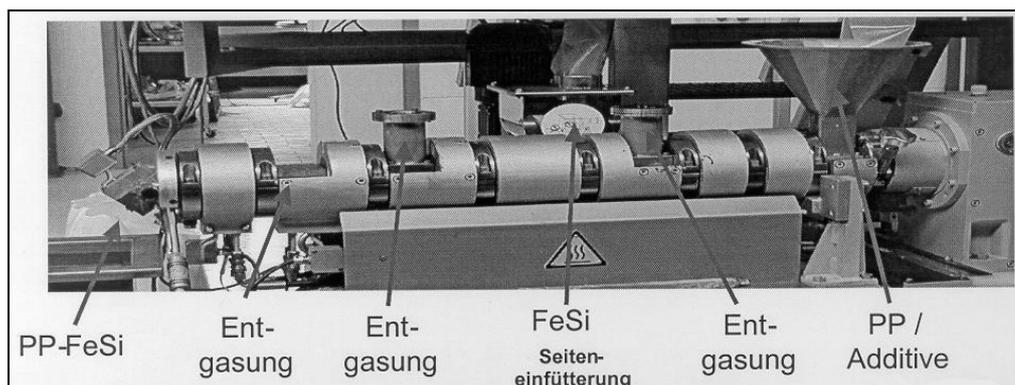


Abb. 6-1 Aufbau eines Extruders unterteilt in seine verschiedenen Arbeitsgebiete [Boss-04].

Im letzten Verfahrensschritt wird die gewünschte Geometrie durch Spritzgießen gefertigt. Dazu wird das zuvor im Extruder hergestellte Granulat aufgeschmolzen und durch hohe Drücke von 600 bis 1200bar in eine Form gespritzt. Um die Form optimal füllen zu

können, ist eine geringe Viskosität der Schmelze besonders wichtig. Es ist weiterhin wichtig, dass beim Spritzgießen möglichst keine Vakuolen entstehen, da diese die mechanischen und magnetischen Eigenschaften des gefüllten Kunststoffes verschlechtern. Bei der Formgebung muss ein Kompromiss zwischen Schmelzenfestigkeit, Fließfähigkeit und den adhäsiven Eigenschaften gefunden werden [Rich-02], [Schn-02], [Boss-04], [Sara-04]. Dies kann durch geeignete Additive erreicht werden.

Bei der Herstellung von hochgefüllten Kunststoffen entsteht ein erhöhter Verschleiß von Extruder- und Spritzgießmaschinenbauteilen. Dadurch erhöhen sich die Stillstandszeiten der Maschinen. Weiterhin führen Verschleißerscheinungen an Maschinenkomponenten, wie Schnecken, Zylinder, Düse und Rückstromsperrern schon vor dem Ausfall der Maschine zu erhöhtem Ausschuss und Qualitätsverlust der produzierten Komponenten. Durch Wahl eines adäquaten Verschleißschutzes kann ein konstanter Herstellungsprozess über einen längeren Zeitraum sichergestellt werden [Schm-02].

## **6.2. Einfluss des Füllgrades und der Partikelgeometrie auf den Herstellungsprozess**

Bei der Extrusion variiert mit Änderung des Füllgrades und der Partikelgeometrie der erforderliche Massedruck erheblich. Mit Erhöhung des Füllgrades steigt bei gleicher Partikelgeometrie tendenziell auch der Massedruck an. Aufgrund des steigenden Massedrucks ist die Herstellung von gefüllten Kunststoffen mit Grenzen belegt. Zur Zeit können Füllgrade von 70Vol.-% prozesssicher hergestellt werden. Abb. 6-2 zeigt eine verstopfte Schneckenkopfzone am Ende des Extruders. Hier wurden Füllgrade weit über 70Vol.-% verarbeitet. Die Viskosität der Schmelze ist stark gestiegen, sodass ein Extrudieren nicht mehr möglich ist. Bei diesen Füllgraden handelt es sich quasi um eine Feststoffförderung.

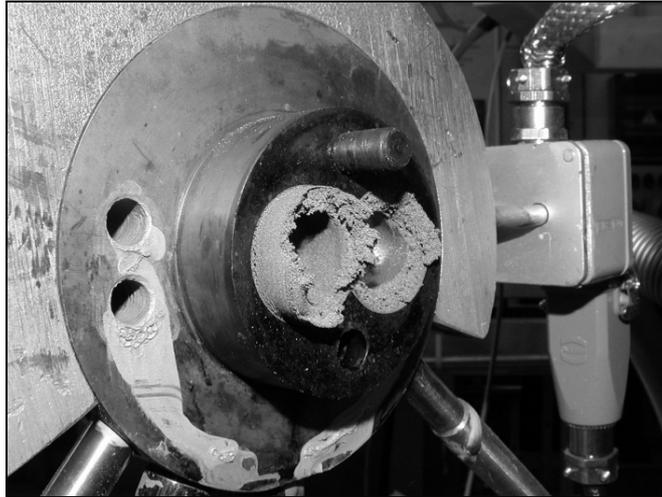


Abb. 6-2 Darstellung einer verstopften Schneckenkopfzone bei dem Versuch Füllgrade über 70Vol.-% zu spritzen [Boss-04].

Bei der Extrusion zeigt sich ebenfalls, dass der Massedruck bei gleichem Füllgehalt für große Füllstoffpartikel geringer ist als für kleine Füllstoffpartikel. Dies liegt zum Einen daran, dass bei kleinen Partikeln die spezifische Oberfläche größer als bei großen Partikeln ist und damit auch deren Oberflächenenergie ansteigt. Zum Anderen erhöht sich die Reibung der kleinen Partikel untereinander aufgrund ihrer erhöhten Anzahl. Für eine Reduzierung des Massedrucks ist es ebenfalls sinnvoll, neben großen Füllstoffpartikeln, sphärische anstelle von unförmigen Partikeln zu verwenden.

Wie bei der Extrusion steigt auch beim Spritzgießen der benötigte Spritzdruck mit erhöhtem Füllgrad und den erwähnten Partikelgeometrien an. Dadurch ist die Formgebung erschwert und kann sich durch qualitativ verminderte Oberflächen oder unvollständig ausgespritzte Formen äußern.

Durch den Einsatz von viskositätssenkenden Additiven können bei der Extrusion und beim Spritzgießen bei gleichem Füllgehalt und gleicher Partikelgeometrie der Massen- oder Spritzdruck erheblich reduziert werden [Weng-02].

### **6.3. Einfluss von Additiven auf den Herstellungsprozess**

Durch Beimischung von Additiven kann der Herstellungsprozess kunststoffgespritzter Materialien in vieler Hinsicht optimiert werden. Je nach Bedarf werden unterschiedliche Additive wie Antioxidansmittel, Stabilisatoren, Gleit- und/oder Haftmittel eingesetzt.

Bei der Compoundierung von gefüllten Kunststoffen im Extruder steigt mit Erhöhung des Volumenfüllgrades die Viskosität der Schmelze und aufgrund dessen der Massedruck.

Durch den Einsatz von Gleitmitteln sinkt die Viskosität, der Massedruck und auch die Leistungsaufnahme des Extruders ab [Weng-02]. Die verringerte Viskosität kann dazu genutzt werden, den Füllstoffgehalt des Kunststoffes zu erhöhen, was sich durch verbesserte magnetische und mechanische Eigenschaften äußert. Abb. 6-3 zeigt einen Spiraltest, der die Fließfähigkeit bzw. die Viskosität des gefüllten Kunststoffes mit und ohne Gleitmittel zeigt. Die Länge des Fließweges gilt hierbei als Maß für die Fließfähigkeit. Deutlich ist der Gleitmitteleinsatz an der linken Spirale, aufgrund des längeren Fließweges zu erkennen.

Zusätzlich dienen Additive auch als Verträglichkeitsvermittler, um die Füllstoffe besser an die Polymermatrix zu binden, sowie zur besseren Verteilung der Füllstoffpartikel [Glei-02], [Rich-02], [Bart-02]. Dabei werden die Teilchen sowohl auf ihrer äußeren, als auch auf ihrer inneren Oberfläche mit dem Additiv benetzt, was zum Aufbrechen vorhandener Agglomerate und dadurch zur Verbesserung der mechanischen Eigenschaften wie Elastizitätsmodul, Biegefestigkeit, Druckfestigkeit führt. Die Biegefestigkeit kann durch den Einsatz von Additiven je nach Füllstoff und Füllgehalt mehr als verdoppelt werden [Rich-02], [Bart-02].

Wie beim Compoundieren ist eine Verringerung der Viskosität auch bei der Formgebung von Vorteil, da ein geringerer Spritzdruck benötigt wird, um die Form zu füllen. Additive dienen auch als Entformungshilfe der erstarrten Bauteile nach dem Spritzgießen [Rich-02]. Bei dem Einsatz von Additiven kann bei Verbesserung einer Compouneigenschaft, die Verschlechterung einer anderen Eigenschaft bewirken. Dies ist zu beachten, oder sollte wenn nötig durch andere Maßnahmen verhindert werden.



Abb. 6-3 Spiraltest zur Bestimmung des Fließverhaltens bzw. der Viskosität. Bei der linken Spirale wurde ein Gleitmittel zur Verringerung der Viskosität verwendet, was sich durch einen längeren Fließweg äußert. Bei der rechten Spirale zeigt sich aufgrund fehlender Additive ein geringerer Fließweg [Rich-02].

#### **6.4. Einfluss des Füllgrades und der Partikelgeometrie auf die Eigenschaften hochgefüllter Kunststoffe**

Neben dem Füllgrad haben auch die Form, die Größe bzw. Größenverteilung der Partikel einen maßgeblichen Einfluss auf die mechanischen, elektrischen, thermischen und magnetischen Eigenschaften hochgefüllter Kunststoffe. Diese Werkstoffeigenschaften werden jedoch eingeschränkt durch den zur Zeit spritztechnisch sicher verarbeitbaren Füllstoffgehalt von maximal 70Vol.-%. Dadurch sind die Werkstoffeigenschaften, abhängig von der Füllstoffcharakteristik, nur in einer bestimmten Bandbreite einstellbar. Abb. 6-4 zeigt tendenziell die Verläufe mechanischer und magnetischer Eigenschaften in Abhängigkeit vom Füllstoffgehalt. Grundsätzlich lässt sich daraus erkennen, dass die Bruchdehnung mit steigendem Füllstoffgehalt sinkt, während das Elastizitätsmodul ansteigt. Die Bruchspannung steigt bis zu einem bestimmten Füllgrad, um danach wieder abzusinken. Wie auch das Elastizitätsmodul steigen die magnetischen Eigenschaften wie relative Permeabilität  $\mu_r$  und Sättigungsflussdichte  $B_s$  mit größer werdendem Füllstoffgehalt an.

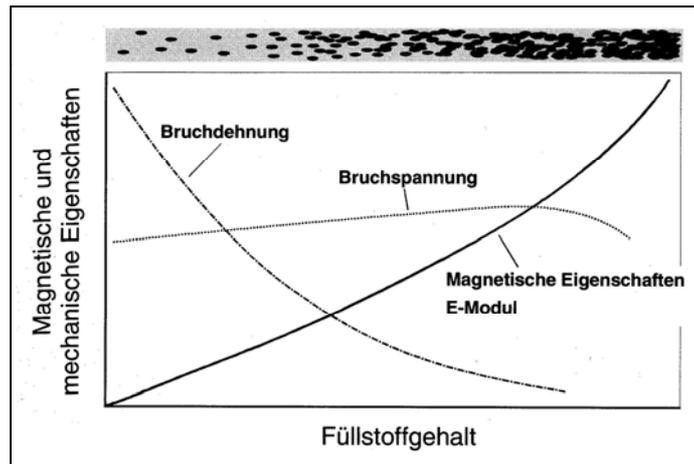


Abb. 6-4 Tendenziereller Verlauf der mechanischen und magnetischen Eigenschaften gefüllter Kunststoffe als Funktion des Füllstoffgehaltes. Annahme  $E\text{-Modul}_{\text{Füllstoff}} > E\text{-Modul}_{\text{Kunststoff}}$  [Drum-02].

#### 6.4.1. Mechanische Eigenschaften

Die mechanischen Eigenschaften unterliegen einem großen Einfluss des Füllgrades und der Partikelgeometrie. Anhand des Elastizitätsmoduls können diese Einflüsse am besten verdeutlicht werden. Für ein möglichst hohes Elastizitätsmodul sollte der Füllgehalt möglichst groß und die Partikelgröße des Füllstoffs möglichst klein gehalten werden. Ein weiterer wichtiger Einflussfaktor, um ein hohes Elastizitätsmodul zu erreichen, ist der Einsatz geeigneter Additive. Bei gleicher Partikelgröße und bei gleichem Füllgehalt ist eine erhebliche Steigerung des Elastizitätsmoduls möglich (vgl. Kap. 6.3).

Auch die Prozessbedingungen haben einen nicht unerheblichen Einfluss auf das Elastizitätsmodul. Es zeigt sich, dass eine möglichst hohe Spritztemperatur bei der Formgebung zu einer erhöhten Komprimierung des Compounds führt, und diese zu einer Erhöhung des Elastizitätsmoduls. Daher sollte zur Verbesserung des Elastizitätsmoduls bei der Formgebung mit maximal möglicher Schmelzetemperatur gespritzt werden [Weng-02].

#### 6.4.2. Elektrische Eigenschaften

Wird ein leitfähiger Füllstoff einer Kunststoffmatrix beigemischt, wird der Werkstoff leitfähig, sobald die Perkolationschwelle überschritten wird. Bei der Perkolationschwelle berühren sich die Partikel und leitfähige Pfade bilden sich aus. Es zeigt sich, dass bei Verwendung größerer Partikel der Widerstand bei gleichem Füllgehalt und gleichem Füllstoff schneller absinkt [Duif-01].

Der Widerstandsbereich von Basiskunststoffen bewegt sich von  $10^{14}$  bis  $10^{16}\Omega$ . Durch Zugabe leitfähiger Füllstoffe wie Kohlenstofffasern, Stahlfasern, Leitruß und nickelummantelter Kohlenstofffasern können die Widerstandswerte bis in den Bereich von  $10^1\Omega$  gesenkt werden.

Elektrisch leitfähige Kunststoffe können zur elektromagnetischen Abschirmung verwendet werden. Ein Beispiel dazu bieten mit Edelstahlfasern gefüllt Kunststoffe, die innerhalb der Kunststoffmatrix ein leitfähiges Netzwerk und somit einen Faradayschen Käfig bilden (siehe Abb. 6-5) [Zett-02].

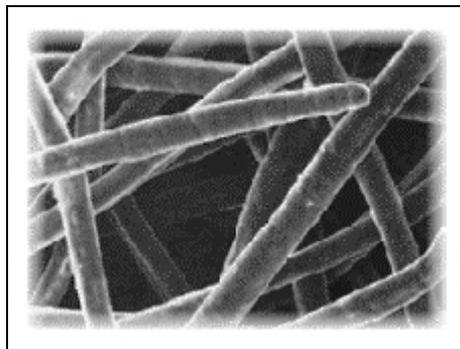


Abb. 6-5 Darstellung eines Netzwerkes aus Edelstahlfasern zur Bildung eines Faradayschen Käfigs innerhalb einer Kunststoffmatrix [Zett-02].

### 6.4.3. Thermische Eigenschaften

Wie der elektrische Widerstand, sinkt auch der thermische Widerstand mit steigendem Füllstoffgehalt beim Einsatz geeigneter Füllstoffe, wie Keramikpulver oder Kohlefasern. Es kann eine thermische Leitfähigkeit eingestellt werden, die, wie bei elektrisch leitenden Kunststoffen, vom Füllstoff, Füllgrad und der Partikelgröße abhängig ist. Kunststoffe mit thermisch leitenden Füllstoffen heizen mit zunehmendem Füllstoffgehalt schneller auf oder kühlen schneller ab.

Thermisch leitende Kunststoffe können Metalle nicht ersetzen, sondern werden dort eingesetzt, wo Metalle mit ihrer thermischen Leitfähigkeit überdimensioniert sind und eröffnen zusätzliche Möglichkeiten der Wärmeabfuhr. Dabei überzeugen thermisch leitfähige Kunststoffe durch geringe Herstellkosten, hohe geometrische Freiheiten, Witterungsbeständigkeit und ein vergleichsweise geringes Gewicht [Duif-01], [Zett-02], [Weng-02].

#### **6.4.4. Weichmagnetische Eigenschaften**

Die weichmagnetischen Eigenschaften gefüllter Kunststoffe verbessern sich, wie bei den elektrisch oder thermisch modifizierten Kunststoffen, ebenfalls mit steigendem Füllstoffgehalt [Duif-01].

Die Permeabilität steigt bis zu Füllgraden von ca. 60Vol.-% proportional an. Ab Füllgraden über 60Vol.-% steigt die Permeabilität überproportional an. Dies ist durch vermehrte Kontakte zwischen den einzelnen Füllstoffpartikeln begründet [Weid-03]. Ebenfalls mit Zunahme des Füllgrades steigen auch die Magnetisierungsverluste an. Der Einsatz von Additiven beeinflusst die magnetischen Eigenschaften durch einen höheren Volumenfüllgrad nur indirekt [Weng-02].

## **7. Untersuchungen an hochgefüllten Kunststoffen mit weichmagnetischen Eigenschaften**

In diesem Kapitel werden die magnetischen und physikalischen Eigenschaften der neuen kunststoffgespritzten Werkstoffe, der eingesetzten Füllstoffe und der Polypropylenmatrix beschrieben. Während bei den kunststoffgespritzten weichmagnetischen Materialien und den Füllstoffen magnetische und physikalische Eigenschaften wie maximale Permeabilität  $\mu_{\text{max}}$ , Sättigungsflussdichte  $B_s$  bzw. maximale Flussdichte  $B_{\text{max}}$ , Ummagnetisierungsverluste  $P_{\text{VU}}$  und der spezifische elektrische Widerstand  $\rho$  wichtig sind, haben diese Werte bei der Polypropylenmatrix eine untergeordnete Wichtigkeit. Hier sind die Zusammensetzung der Matrix und die dadurch erreichbaren Materialeigenschaften während und nach der Verarbeitung von entscheidender Bedeutung. Bei dem im folgenden benutzten Matrixmaterial handelt es sich um ein thermoplastisches Polypropylen, das mit einer geeigneten Additivrezeptur angereichert ist. Als weichmagnetische Füllstoffe werden Eisen- Silizium- (FeSi), Reineisen- (Fe) und Nickel- Eisen- (NiFe)- Pulver verwendet.

### **7.1. Charakterisierung der Kunststoffmatrix**

Als Kunststoffmatrix wird im Rahmen dieser Arbeit ein Standardpolypropylen verwendet. Polypropylene gehören zur Gruppe der Thermoplaste, welche sich dadurch auszeichnen, dass sie sich nach Überschreiten des Erweichungspunktes schmelzen und warmverformen lassen. Nach Abkühlung erstarren Thermoplaste wieder. Dieser Vorgang ist beliebig oft wiederholbar.

Es ist sinnvoll dem Polypropylen geeignete Additive beizumischen, die den Herstellungsprozess optimieren und die Materialeigenschaften verbessern. Additive sind Zusatzstoffe, die einem Kunststoff ein erweitertes Eigenschaftsbild geben und mit dessen Hilfe die Kunststoffe auf eine bestimmte Anwendung maßgeschneidert werden können.

Das Verarbeiten der mit metallischen Pulvern hochgefüllten Polypropylene erfordert eine spezielle Additivrezeptur, die sich aus folgenden Komponenten zusammensetzt: Antioxidanzmittel, Stabilisatoren und Gleitmittel. Durch den Einsatz dieser Additive wird das Compound stabiler gegen thermooxidative Materialdegradation, die Verträglichkeit und die Bindung zwischen Füllstoff und Polypropylen wird verbessert und die Viskosität des hochgefüllten Polypropylens sinkt.

## 7.2. Charakterisierung der Füllstoffe

Um ein Compound mit akzeptablen weichmagnetischen Eigenschaften zu erhalten, müssen Füllstoffe mit guten weichmagnetischen Eigenschaften gewählt werden. Gute weichmagnetische Eigenschaften bedeuten eine hohe Sättigungsflussdichte  $B_s$  bzw. maximale Flussdichte  $B_{max}$ , eine hohe maximale Permeabilität  $\mu_{rmax}$  und geringe Ummagnetisierungsverluste  $P_{VU}$ .

Zur Herstellung der kunststoffgespritzten Weichmagnete werden drei unterschiedliche Füllstoffe verwendet:

- Eisen-Silizium mit 6,8Gew.-% Silizium (FeSi),
- Nickel-Eisen mit 46,8Gew.-% Nickel (NiFe) und
- Reineisen (Fe).

Alle drei Materialien liegen als Pulver vor, die mittels eines Extruders in die Kunststoffmatrix eingearbeitet werden.

### 7.2.1. Physikalische und magnetische Eigenschaften der Füllstoffe

Die drei Füllstoffe sind so gewählt, dass sie unterschiedliche relative Permeabilitäten  $\mu_r$  und unterschiedliche maximale Flussdichten  $B_{max}$  aufweisen. Während die höchste maximale Permeabilität bei FeSi mit  $\mu_{rmax} = 5061$  erreicht wird, offeriert dieses Material mit 1,85T eine verhältnismäßig geringe maximale Flussdichte  $B_{max}$ . Bei Fe verhält es sich umgekehrt. Die Maximalflussdichte  $B_{max}$  liegt mit 2,14T höher als bei FeSi. Die maximale Permeabilität liegt mit  $\mu_{rmax} = 1529$  dagegen unterhalb des Wertes von FeSi. Das Fe hat einen geringen spezifischen Widerstand ( $\rho_{Fe} = 0,10\mu\Omega m$ ), der hohe Wirbelstromverluste erwarten lässt. FeSi dagegen weist einen wesentlich höheren spezifischen Widerstand  $\rho$  als Fe und NiFe auf. Das NiFe verfügt im Vergleich zu Fe und FeSi mit 1,66T über die geringste maximale Flussdichte  $B_{max}$ . Die maximale Permeabilität  $\mu_{rmax}$  liegt unter der von FeSi, aber über der von Fe.

Zur Messung der magnetischen Eigenschaften werden aus den verschiedenen Pulvern hergestellte Ringe herangezogen, an denen dann die notwendigen Messungen vorgenommen werden (siehe Abb. 7-1).

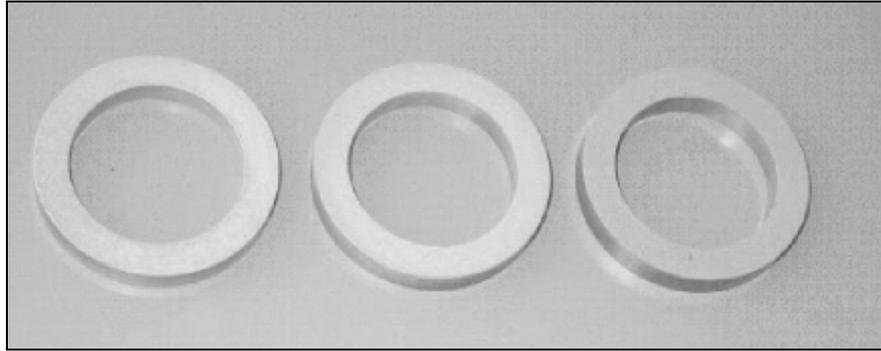


Abb. 7-1 Illustration der durch Heißverpressung hergestellten Metallringe aus FeSi, Fe, NiFe.

In Tabelle 7-1 finden sich die gemessenen magnetischen Eigenschaften der Füllstoffe. Neben der maximalen Flussdichte  $B_{\max}$  und der maximalen Permeabilität  $\mu_{\max}$  sind auch die Ummagnetisierungsverlustleistungen  $P_{VU}$ , die Hystereseverlust-  $P_{VH}$  sowie die Wirbelstromverlustleistungen  $P_{VW}$  gegenübergestellt. Die Verlustleistungen  $P_{VU}$ ,  $P_{VH}$ ,  $P_{VW}$  sind jeweils bei Flussdichten  $B$  von 0,5T, 1,0T und 1,5T (von links nach rechts) angegeben. Den Verlustmessungen liegt eine Erregungsfrequenz von 50Hz zugrunde. Die maximalen Flussdichten  $B_{\max}$  werden jeweils bei einer magnetischen Feldstärke von  $H = 50\text{kA/m}$  erreicht.

Tabelle 7-1: Magnetische Eigenschaften der Füllstoffe.

<b>Füllstoff</b>	<b>FeSi</b>			<b>Fe</b>			<b>NiFe</b>		
$\mu_{\max}$	5061			1529			2648		
$B_{\max}$ [T]	1,85			2,14			1,66		
$P_{VU}$ [W/kg]	1,49	7,84	25,68	6,68	36,61	113,47	2,58	14,38	37,67
$P_{VH}$ [W/kg]	0,87	1,81	3,72	3,18	9,29	19,49	1,17	4,15	5,95
$P_{VW}$ [W/kg]	0,62	6,03	21,96	3,50	27,32	93,98	1,41	10,23	31,72

Aus Tabelle 7-1 ist ersichtlich, dass die Wirbelstromverluste von NiFe geringer sind als die bei Fe, was durch den höheren spezifischen Widerstand des NiFe zu erklären ist. Die geringsten Wirbelstromverluste weist das FeSi aufgrund des höchsten spezifischen Widerstands aller drei Materialien auf. In Abb. 7-2 sind die flussdichteabhängigen Ummagnetisierungsverlustleistungen der einzelnen Füllstoffe grafisch gegenübergestellt.

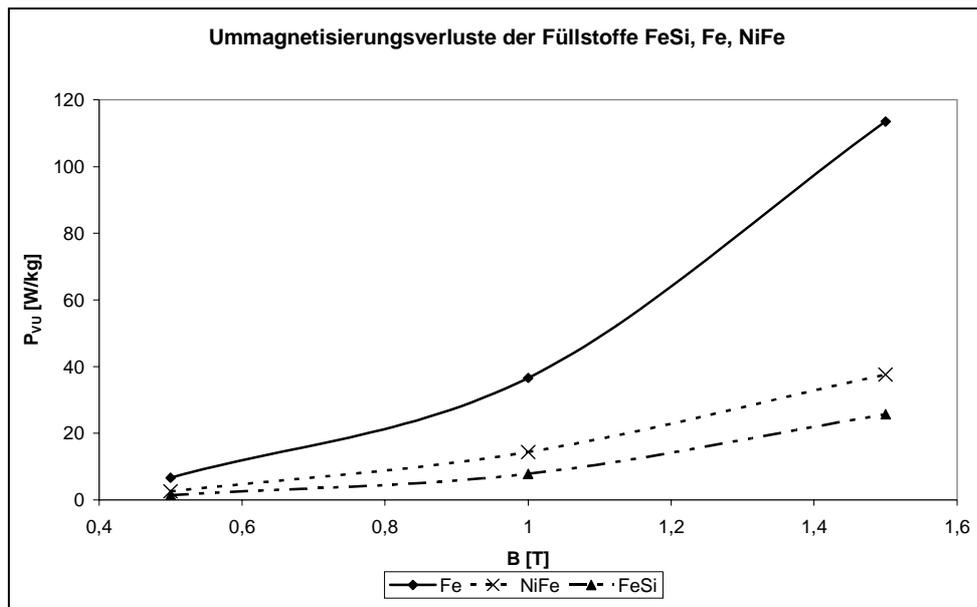


Abb. 7-2 Gegenüberstellung der gemessenen Ummagnetisierungsverluste  $P_{VU}$  von Fe, NiFe, FeSi.

Die relevanten physikalischen Eigenschaften der drei Füllstoffe sind in Tabelle 7-2 aufgelistet. Der spezifische elektrische Widerstand  $\rho$  wird zur Berechnung der Wirbelstromverlustleistung  $P_{VW}$  der kunststoffgespritzten Materialien benötigt (siehe Kapitel 8).

Tabelle 7-2: Physikalische Eigenschaften der Füllstoffe.

Füllstoff	FeSi	Fe	NiFe
$\delta$ [g/cm <sup>3</sup> ]	7,42	7,86	8,35
$\rho$ [ $\mu\Omega\text{m}$ ]	0,84	0,10	0,39

### 7.2.2. Partikelgrößenverteilung der Füllstoffe

Neben den physikalischen und magnetischen Eigenschaften ist auch die Partikelgrößenverteilung der als Pulver vorliegenden Füllstoffe äußerst wichtig. Wie in Kapitel 6 beschrieben, ist der Massedruck bei gleicher Volumenverteilung abhängig von Form und Größe der einzelnen Partikel. Um den Spritzdruck bei der Verarbeitung der hochgefüllten Kunststoffe gering zu halten, sollten die Partikel sphärisch und möglichst groß sein.

Tabelle 7-3: Repräsentative Partikelgrößenverteilung der Füllstoffe FeSi [Sara-04], Fe, NiFe.

FeSi		Fe		NiFe	
Partikelanzahl	d [ $\mu\text{m}$ ]	Partikelanzahl	d [ $\mu\text{m}$ ]	Partikelanzahl	d [ $\mu\text{m}$ ]
3	98,0	3	130,2	6	114,3
7	82,5	17	84,2	22	71,8
21	64,0	36	47,6	36	40,3
17	49,0	34	21,9	27	18,5
29	40,5	9	8,1	8	7,1
24	28,0	1	3,2	1	3,1

Die in Tabelle 7-3 aufgelisteten Partikelgrößenverteilungen dienen neben der Charakterisierung der Pulver, auch der Berechnung der Wirbelstromverlustleistung  $P_{VW}$  der kunststoffgespritzten Werkstoffe.

### 7.3. Charakterisierung der hochgefüllten Kunststoffe

Die Compounds mit den unterschiedlichen Füllstoffen und verschiedenen Volumenfüllgraden werden unter magnetischen, physikalischen und mechanischen Gesichtspunkten miteinander verglichen. Problematisch ist dabei, dass nicht bei allen Compounds der gleiche maximale Volumenanteil des Füllstoffmaterials vorliegt. Der höchste maximale Volumenfüllgrad wird 69,3% bei dem FeSi-Compound erreicht. Höhere Füllgrade können nicht mehr prozesssicher verarbeitet werden. Bei NiFe treten trotz verringerten Volumenfüllgrades (67,2%) um ca. 15% höhere Spritzdrücke als bei dem FeSi-Compound auf, was auf einen Materialeinfluss des NiFe hinweist, der die Fließfähigkeit des Compounds negativ beeinflusst. Die Spritzgießdrücke des Fe-Compounds sind vergleichbar mit denen des FeSi-Compounds, allerdings bei einem etwas geringeren Volumenfüllgrad (68,5%), (siehe auch [Sara-04]).

#### 7.3.1. Magnetische Eigenschaften

Die maximale relative Permeabilität  $\mu_{rmax}$  und die maximale Flussdichte  $B_{max}$  der unterschiedlichen Compounds mit den höchsten Füllgraden sind in Tabelle 7-4 aufgelistet.

Tabelle 7-4 Gegenüberstellung der maximalen Permeabilität  $\mu_{rmax}$  und der maximalen Flussdichte  $B_{max}$  der Compounds mit den höchsten Volumenanteilen der Füllstoffe FeSi, Fe, NiFe. Die maximalen Volumenanteile der Füllstoffe sind in Klammer angegeben.

	$B_{max}$	$\mu_{rmax}$
<b>FeSi (69,3Vol.-%)</b>	0,71	17
<b>Fe (68,5Vol.-%)</b>	0,61	12
<b>NiFe (67,2Vol.-%)</b>	0,64	15

Dabei ist auffällig, dass die maximale Flussdichte  $B_{max}$  des NiFe-Compounds höher als die maximale Flussdichte des Fe-Compounds ist, obwohl zum einen der maximale Volumenfüllgrad des Fe-Compounds höher ist als der des NiFe-Compounds und zum anderen die maximale Flussdichte von Eisen über der von Nickel-Eisen liegt. Das FeSi-Compound erreicht mit 0,71T die höchste maximale Flussdichte der aufgelisteten Compounds, obwohl die maximale Flussdichte von Eisen-Silizium unterhalb der von Reineisen liegt (vgl. Tabelle 7-1), was wahrscheinlich durch den höchsten Volumenfüllgrad erklärbar ist. Eine weitere mögliche Erklärung findet sich in Kapitel 7.3.2..

Wie sich die maximalen Compoundflussdichten in Abhängigkeit von den Volumenanteilen der Füllstoffe, von deren maximalen Flussdichten oder von Produktionsparametern wie Spritzdruck verhalten, kann aufgrund der untersuchten Compounds nicht eindeutig geklärt werden. Die füllgradabhängigen Compoundpermeabilitäten sind in Abb. 7-3 illustriert.

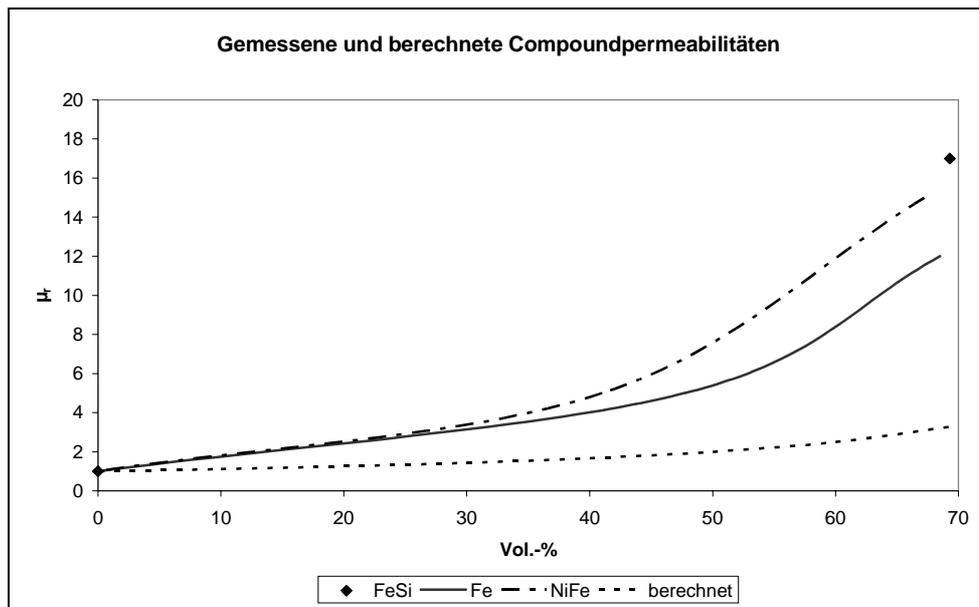


Abb. 7-3 Vergleich der volumenfüllgradabhängigen Permeabilitäten der Compounds mit FeSi, Fe, NiFe als Füllmaterial.

Das FeSi-Compound erreicht dabei die höchste maximale Permeabilität. Bei den Fe- und NiFe-Compounds ist bei einem Volumenfüllgrad von ca. 50% ein deutlicher Anstieg der relativen Permeabilität zu beobachten. Dieser überproportionale Anstieg der Permeabilität bestätigt die Aussage aus Kapitel 6.4.4. Da kein FeSi-Compound bei Füllgraden von ca. 50Vol.-% vorliegt, kann der tendenzielle Verlauf der Permeabilität durch dieses Compound nicht bestätigt werden. Das FeSi-Compound liegt nur mit einem Füllgrad von 69,3Vol.-% vor und wird aus diesem Grund nur als Punkt („♦“) in Abb. 7-3 dargestellt.

Der berechnete Verlauf der volumenfüllgradabhängigen Permeabilität wird ebenfalls in Abb. 7-3 dargestellt. Für den berechneten Verlauf wird die Gesamtpermeabilität  $\mu_{ges}$  eines gescherten Magnetkreises in Abhängigkeit vom Volumenfüllgrad des Füllstoffs herangezogen. Der berechnete Verlauf von  $\mu_{ges}$  wird durch Gl. 7-1 beschrieben. Mit  $x_F$  wird der prozentuale Volumenanteil (Vol.-%) des Füllstoffs am Compound, mit  $\mu_{rF}$  wird die relative Permeabilität des Füllstoffs beschrieben.

$$\mu_{ges} = \frac{1}{\frac{x_F}{\mu_{rF}} + (1 - x_F)} \quad \text{Gl. 7-1}$$

Die berechneten Permeabilitäten bei Füllgraden bis 70Vol.-% weisen keine darstellbaren füllstoffabhängigen Unterschiede auf, sodass nur eine Kennlinie stellvertretend gezeigt

wird. Erst ab einem Volumenanteil  $x_F > 0,99$  sind füllstoffabhängige Unterschiede deutlich erkennbar. Die nicht darstellbaren Unterschiede der berechneten Permeabilitätsverläufe bei Füllgraden  $\ll 99\%$  werden durch die gemessenen Werte bestätigt. Die Unterschiede der Compounds bei annähernd gleichen Volumenfüllgraden sind gering gegenüber den Unterschieden der maximalen Füllstoffpermeabilitäten und geben nicht deren Bandbreite wieder (vgl. Tabelle 7-1 mit Tabelle 7-4).

Auch ist auffällig, dass die berechneten Permeabilitäten sehr viel geringer ausfallen, als die gemessenen. Dieser Unterschied ist durch Kontakte zwischen den einzelnen Partikeln und den so genannten kooperativen Phänomenen zu erklären [Weid-03].

### 7.3.2. Elektrische Eigenschaften

Die spezifischen elektrischen Widerstände der Compounds liegen sehr viel höher als die der reinen Füllstoffe. Auffällig ist, dass der spezifische Widerstand  $\rho$  des FeSi-Compounds um den Faktor  $10^5$  höher liegt als die spezifischen Widerstände des Fe- bzw. des NiFe-Compounds, obwohl bei allen Compounds die Perkolationschwelle überschritten ist, was bedeutet, dass sich innerhalb der Compounds elektrisch leitende Pfade ausbilden. Dieser erhebliche Unterschied ist durch Entmischung des Polypropylens und des FeSi- Pulvers während des Spritzvorgangs zu erklären, wodurch sich am Rand der mit dem FeSi-Compound gespritzten Komponente eine Kunststoffschicht bildet, die bei Messung des spezifischen Widerstands elektrisch isolierend wirkt (siehe Abb. 7-4).

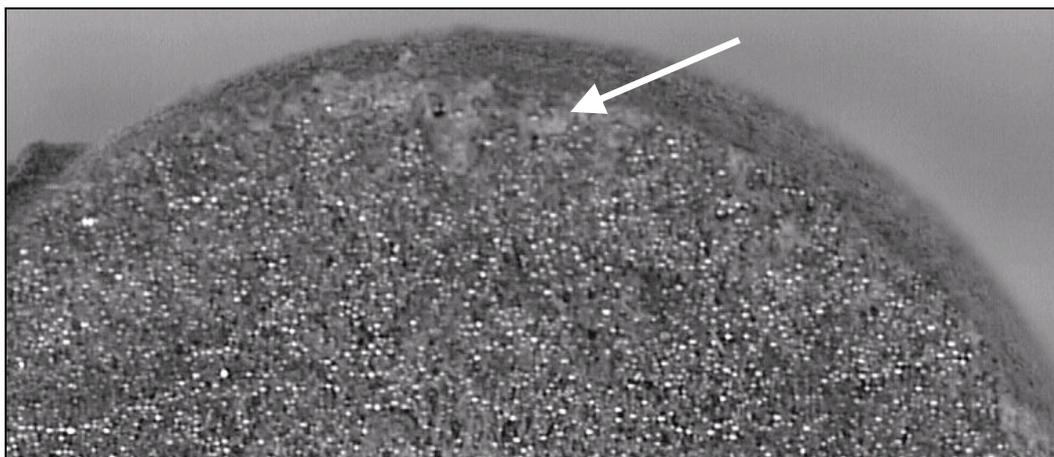


Abb. 7-4 Darstellung des Entmischungseffekts zwischen dem Polypropylen und dem Eisen-Silizium-Pulver. Die ausgeprägte Polypropylenschicht am Rande des gespritzten Bauteils ist zu erkennen (weißer Pfeil).

Bei dem Fe- und dem NiFe- Compound findet diese Entmischung nicht statt, wodurch die deutlich geringeren spezifischen Widerstände im Gegensatz zu dem FeSi-Compound erklärbar sind. In Tabelle 7-5 sind die spezifischen elektrischen Widerstände  $\rho$  der Compounds bei den jeweils höchsten Volumenfüllgraden gegenübergestellt.

Tabelle 7-5 Gegenüberstellung der gemessenen spezifischen elektrischen Widerstände  $\rho$  der FeSi-, Fe-, NiFe- Compounds.

	<b>PP FeSi</b>	<b>PP Fe</b>	<b>PP NiFe</b>
<b><math>\rho</math> [<math>\mu\Omega\text{m}</math>]</b>	$9,98 \cdot 10^5$	85	12

Warum sich diese Polypropylenschicht ausbildet und warum nur bei dem FeSi-Compound ist zur Zeit noch ungeklärt. Ob die Bildung der Polypropylenschicht am Rand einer Komponente prozesssicher herstellbar ist, muss durch weitere Spritzversuche untersucht werden.

Durch die Entmischung wird im Inneren des Bauteils ein höherer Füllstoffanteil erreicht, wodurch sich möglicherweise auch die besseren magnetischen Eigenschaften ( $B_{\text{max}}$ ,  $\mu_{\text{rmax}}$ ) dieses Compounds im Vergleich zu den anderen Compounds erklären lassen. Die ausgeprägte, elektrisch isolierende Polypropylenschicht am Bauteilrand kann als eine zusätzliche Isolationsschicht genutzt werden, was neben den guten weichmagnetischen Eigenschaften ein weiterer positiver Aspekt ist. Durch die Polypropylenschicht kann möglicherweise auf eine Ankerisolation, die vor der Bewicklung eines Ankers aufgebracht wird, verzichtet werden.

### 7.3.3. Mechanische Eigenschaften

Um die mechanischen Eigenschaften der kunststoffgespritzten Compounds beurteilen zu können, ist die spritztechnische Herstellung geeigneter Stäbe für die Messung der mechanischen Zugfestigkeit nötig. Die Herstellung dieser Stäbe ist jedoch nur bei dem FeSi- Compound mit 69,3Vol.-% Füllstoff möglich, wodurch nur ein Wert dieses Compounds vorliegt. Bei dem Fe- bzw. dem NiFe- Compound mit maximalen Volumenfüllgrad war eine Herstellung des erforderlichen Stabes nicht möglich, da die Spritzgießform der Zugstäbe nicht vollständig gefüllt werden konnte. Beim Spritzen werden die zulässigen Spritzdrücke der Spritzgießmaschine überschritten, wodurch die Maschine automatisch abschaltet.

Bei dem FeSi-Compound mit einem Füllgrad von 69,3Vol.-% konnte eine Zugfestigkeit  $\sigma_R = 4\text{MPa}$  gemessen werden. Hierbei werden Dehnungen bis zu 10% erreicht. Die Zugfestigkeit des Compounds ist deutlich reduziert gegenüber der Streckspannung des verwendeten Matrixpolypropylen ( $\sigma_s = 37\text{MPa}$ ). Die Dehnungen beim Bruch des Compounds liegen innerhalb der gleichen Größenordnung wie die des Matrixmaterials.

#### 7.3.4. Verlustleistung der untersuchten Materialproben

Eine Messung der Ummagnetisierungsverluste ist bei den kunststoffgespritzten Materialien nicht möglich, da die Verluste der Compounds mit den höchsten Volumenfüllgraden zu gering für die vorhandene Messeinrichtung sind. Durch die aufgezeichneten Hystereseschleifen werden keine Flächen aufgespannt, welche proportional zu den Ummagnetisierungsverlusten einer Materialprobe sind. Da keine Ummagnetisierungsverluste messbar sind, ist aufgrund dessen auch keine Aufteilung in Hysterese- und Wirbelstromverluste möglich. Abb. 7-5 zeigt die verschiedenen Hystereseschleifen der Compounds.

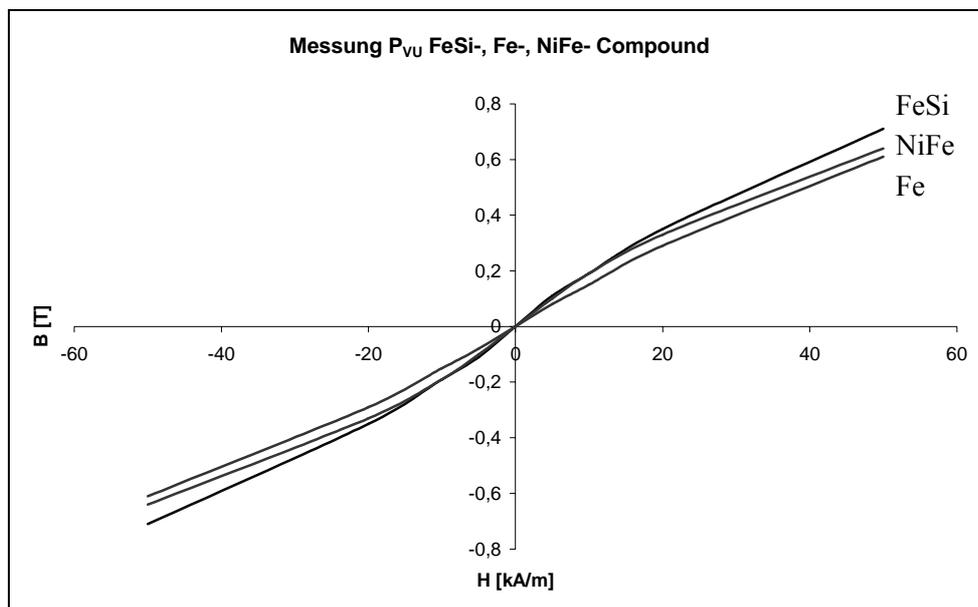


Abb. 7-5 Vergleich der Hystereseschleifen der FeSi-, Fe-, NiFe- Compounds mit maximalem Volumenfüllgrad.

Eine Erklärung für den geringen Wert der Wirbelstromverlustleistung befindet sich in Kapitel 8.

## 8. Analytische Wirbelstromverlustleistungsberechnung hochgefüllter Polymere

Um Aussagen über die Wirbelstromverlustleistung hochgefüllter Polymere treffen zu können, müssen geeignete Berechnungen entwickelt werden, die den speziellen Aufbau dieser Werkstofffamilie berücksichtigen. Grundlegend für die analytische Berechnung der Wirbelstromverluste ist die Annahme, dass die Partikel, die in das Polymer eingearbeitet sind, keinen leitenden Kontakt zueinander haben. Das bedeutet, dass die auftretenden Wirbelströme auf die Partikel beschränkt sind und sich nicht partikelübergreifend ausbilden. Eine weitere Annahme ist die sphärische Geometrie der Partikel, die mittels Gasverdüsung hergestellt werden. Abb. 8-1 zeigt die sphärische Geometrie unterschiedlich großer Partikel eines gasverdünsten Metalls.

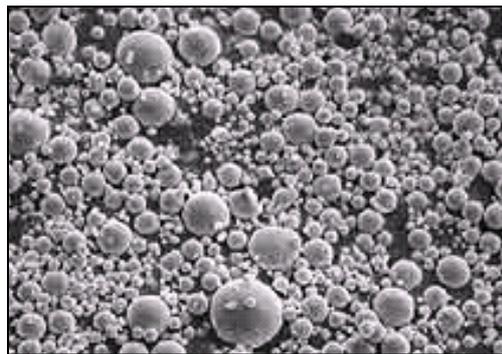


Abb. 8-1 Verteilung gasverdünster Metallpartikel mit entsprechend sphärischer Geometrie der Partikel. (Quelle: Internetportal Fa. Nanoval).

### 8.1. Vorgehensweise bei der Wirbelstromverlustleistungsberechnung hochgefüllter Polymere

Um die Wirbelstromverlustleistung hochgefüllter Polymere zu berechnen, müssen die Partikelgrößenverteilung, der Partikeldurchmesser sowie der spezifische elektrische Widerstand  $\rho$  des weichmagnetischen Füllmaterials, die Erregerfrequenz  $f$  einschließlich des Formfaktors  $k_f$  und die maximale Flussdichte  $B_{\max}$  bekannt sein. Das Volumen der gespritzten Geometrie, sowie die Volumenverteilung zwischen Kunststoff und Füllmaterial muss ebenfalls bekannt sein. Über das Volumen des weichmagnetischen Materials und das Volumen einer repräsentativen Partikelgrößenverteilung kann die Gesamtanzahl der Partikel jeder Pulverfraktion bestimmt werden, womit wiederum die gesamte Wirbelstromverlustleistung des gespritzten Materials berechnet werden kann. Durch die

Annahme, dass die Partikel keinen leitenden Kontakt miteinander haben, ist die Berechnung der Gesamtverlustleistung nur von der Partikelanzahl und der Partikelgröße abhängig und nicht von der Geometrie des gespritzten Körpers.

## 8.2. Mathematisches Modell der Verlustleistungsberechnung eines Zylinders <sup>2</sup>

Grundlage für die Wirbelstromberechnung eines einzelnen sphärischen Partikels bzw. einer Kugel ist die Berechnung der Wirbelstromverlustleistung eines massiven Zylinders. Abb. 8-2 zeigt einen Zylinder, der einer zeitabhängigen magnetischen Flussdichte  $B(t)$  ausgesetzt ist.

Basis für die Berechnungen ist die Integralform der 2. Maxwell'schen Gleichung (Faradaysches Induktionsgesetz bei konstanter Fläche  $A$  (siehe Gl. 8-1)).

$$\int E dl = - \frac{\partial}{\partial t} \int_A B dA \quad \text{Gl. 8-1}$$

Dieses Gesetz besagt, dass bei Änderung einer magnetischen Flussdichte  $B$ , die durch eine Fläche hindurchdringt, eine Spannung induziert wird. Handelt es sich bei dieser Fläche um die Außenfläche eines elektrisch leitenden Körpers, der von der magnetischen Flussdichte  $B$  durchdrungen wird, treten innerhalb des Körpers Wirbelströme auf, die in den meisten Fällen unerwünscht sind und Verlustleistungen hervorrufen.

---

<sup>2</sup> Siehe auch [Gold-63].

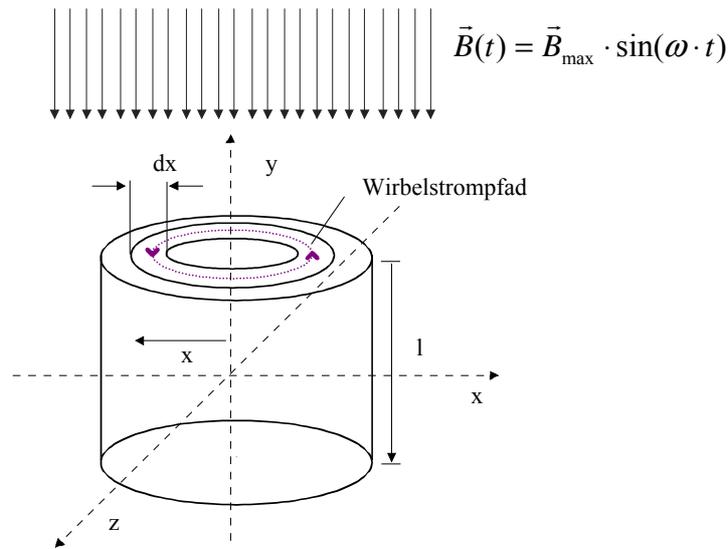


Abb. 8-2 Darstellung einer Zylindergeometrie mit den für die Berechnungen benötigten Abmessungen ( $x$  = Radius des Wirbelstrompfades,  $l$  = axiale Länge des Zylinders,  $dx$  = Durchmesser eines elementaren Wirbelstrompfades). Ein mit der magnetischen Flussdichte verketteter Wirbelstrompfad wird ebenfalls dargestellt.

Bei gegebener Zylindergeometrie ergibt sich für die induzierte Spannung  $u_i(t)$ :

$$u_i(t) = -\frac{d}{dt} \Phi(t) = \pi \cdot x^2 \cdot \omega \cdot B_{\max} \cdot \cos(\omega \cdot t) \quad \text{mit} \quad \Phi(t) = \int_A B(t) \cdot dA \quad \text{Gl. 8-2}$$

Sinnvoll für die weitere Vorgehensweise ist die Berechnung der Wirbelstromverlustleistung mit Effektivwerten. Daraus folgt für  $u_i(t)$ :

$$U_i = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T (u_i(t))^2 dt} = \sqrt{2} \cdot \pi^2 \cdot x^2 \cdot f \cdot B_{\max} \cdot \quad \text{Gl. 8-3}$$

Über den Wirbelstromwiderstand  $R_{iw}$  (Gl. 8-4) und den zugehörigen Wirbelstrom  $I_{iw}$  (Gl. 8-5), erfolgt die Berechnung der Verlustleistung  $P_{iw}$  (Gl. 8-6) eines elementaren Wirbelstrompfades. Hierzu muss ebenso die Länge  $l_{iw}$  dieses Pfades und die Fläche  $A_{iw}$ , die der Wirbelstrom durchdringt, bekannt sein.

$$R_{iw} = \frac{\rho \cdot l_{iw}}{A_{iw}} \quad \text{mit } l_{iw} = 2 \cdot \pi \cdot x, \quad A_{iw} = dx \cdot l \quad \text{Gl. 8-4}$$

$$I_{iw} = \frac{U_i}{R_{iw}} \quad \text{Gl. 8-5}$$

$$P_{iw} = \frac{\pi^3 \cdot f^2 \cdot B_{\max}^2 \cdot l \cdot x^3 \cdot dx}{\rho} \quad \text{Gl. 8-6}$$

Durch Integration über den gesamten Radius des Zylinders, kann die gesamte Wirbelstromverlustleistung  $P_{V_{iw}}$  [W] bei sinusförmiger Erregung bestimmt werden (siehe Gl. 8-7).<sup>3</sup>

$$P_{V_{iw}} = \int_0^{D/2} \frac{\pi^3 \cdot l \cdot f^2 \cdot B_{\max}^2}{\rho} \cdot x^3 dx \quad \text{Gl. 8-7}$$

Die Lösung der Gl. 8-7 ergibt:

$$P_{V_{Wz}} = \frac{\pi^3 \cdot f^2 \cdot B_{\max}^2}{64 \cdot \rho} \cdot l \cdot D^4 = K_{iw} \cdot l \cdot D^4 \quad \text{Gl. 8-8}$$

$$\text{mit } K_{iw} = \frac{\pi^3 \cdot f^2 \cdot B_{\max}^2}{64 \cdot \rho} \text{ als Konstante.} \quad \text{Gl. 8-9}$$

### 8.3. Mathematisches Modell der Verlustleistungsberechnung einer Kugel

Die Wirbelstromverlustleistungsberechnung einer Kugel wird durch Addition axial infinitesimaler Zylinder vorgenommen. Abb. 8-3 verdeutlicht diese Vorgehensweise. Es werden Unter- und Obergrenze von n verschiedenen Zylindern gebildet. Mit Erhöhung der Anzahl der Zylinder wird die Berechnung der Wirbelstromverluste der Kugel verfeinert.

---

<sup>3</sup> Der Ansatz der Berechnung der Wirbelstromverlustleistung über die Verlustleistung eines elementaren Wirbelstrompfades berücksichtigt nicht die Stromverdrängung. Auf diese wird in Kapitel 8.3.1 eingegangen.

Unter- und Obersumme streben gegen einen gemeinsamen Grenzwert, wenn gleichzeitig  $\Delta y = 1$  (axiale Länge der Zylinder) gegen Null geht. Durch den Übergang von  $\Delta y$  nach  $dy$  ergibt sich das bestimmte Integral der Funktion. Den bei einer Kugel abnehmenden Wert der x- Komponente (siehe Abb. 8-3) wird durch die Kreisgleichung (Gl. 8-10) dargestellt.

$$r^2 = x^2 + y^2 \quad \Rightarrow x = \sqrt{r^2 - y^2} \quad \text{Gl. 8-10}$$

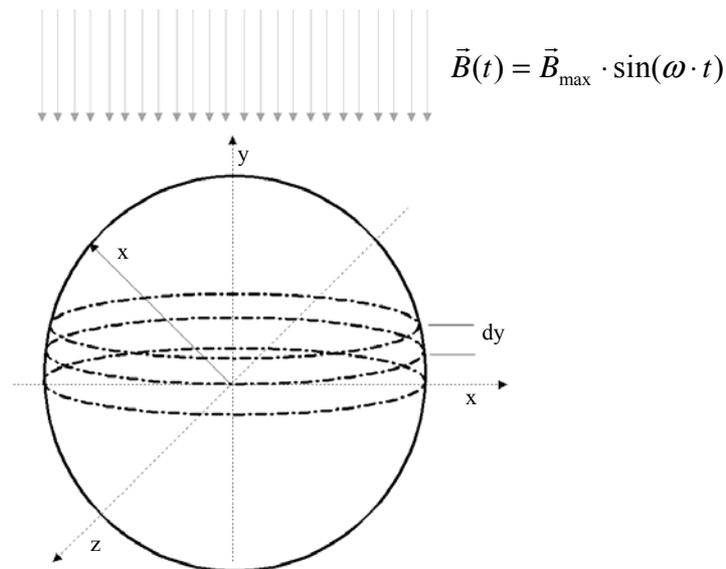


Abb. 8-3 Darstellung der Kugelgeometrie mit der für die Berechnungen benötigten Abmessungen. Mit den gestrichelten Kreisen werden die übereinander geschichteten Zylinder dargestellt.  $dy$  stellt die axiale Länge der Zylinder dar.

Abb. 8-2 und Abb. 8-3 zeigen, dass sich die Wirbelströme nur in der  $xz$ - Ebene ausbilden. Dies ist dadurch zu erklären, dass die magnetische Flussdichte der induzierten Wirbelströme der Änderung der äußeren magnetischen Flussdichte, die nur eine  $y$ -Komponente aufweist, entgegenwirkt ( $\rightarrow$  Lenzsche Regel). Abb. 8-4 zeigt eine Darstellung der Lenzschen Regel. Das äußere Magnetfeld  $B$  und das mit den induzierten Wirbelströmen  $I_{\text{ind}}$  gekoppelte Magnetfeld  $B_{\text{ind}}$ , das dem äußeren Magnetfeld entgegenwirkt, werden dargestellt.

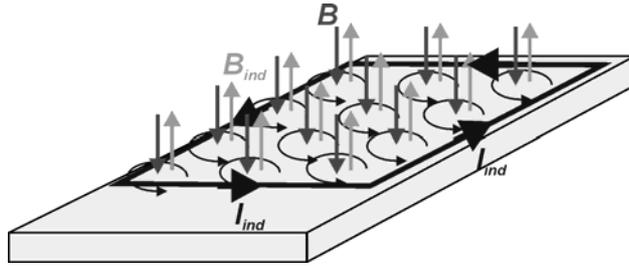


Abb. 8-4 Darstellung der Lenzschen Regel. Die magnetische Flussdichte  $B_{ind}$  der induzierten Ströme  $I_{ind}$  wirkt der äußeren Flussdichte  $B$  entgegen (Quelle: Internetportal IEAP, Universität Kiel).

Ausgangsgleichung für die Berechnung der Wirbelstromverlustleistung der Kugel ist die Gleichung für die Verlustleistung des Zylinders (siehe Gl. 8-8 und Gl. 8-11). Durch Substitution des Kugeldurchmessers  $D$  durch  $2 \cdot x$ , den Übergang von  $l$  nach  $dy$  und die Integration von  $-D/2$  nach  $D/2$  wird Gl. 8-12 so modifiziert, dass die Wirbelstromverlustleistung einer Kugel  $P_{Vwk}$  berechnet werden kann.

$$P_{VWz} = K_{iw} \cdot l \cdot D^4 = K_{iw} \cdot (2 \cdot x)^4 \cdot l \quad \text{Gl. 8-11}$$

$$P_{VWk} = \int_{-D/2}^{D/2} K_{iw} \cdot (2 \cdot x)^4 dy = 2 \cdot \int_0^{D/2} K_{iw} \cdot (2 \cdot x)^4 dy \quad \text{mit } x = \sqrt{\left(\frac{D}{2}\right)^2 - y^2} \quad \text{Gl. 8-12}$$

$$P_{VWk} = 2 \cdot \int_0^{D/2} K_{iw} \cdot \left[ 2 \cdot \sqrt{\left(\frac{D}{2}\right)^2 - y^2} \right]^4 dy = \quad \text{Gl. 8-13}$$

$$32 \cdot K_{iw} \int_0^{D/2} \left[ \left(\frac{D}{2}\right)^4 - 2 \cdot \left(\frac{D}{2}\right)^2 \cdot y^2 + y^4 \right] dy$$

$$P_{VWk} = K_{iw} \cdot \frac{8}{15} \cdot D^5 \quad \text{Gl. 8-14}$$

Durch  $P_{Vwk}$  kann die effektive Wirbelstromverlustleistung einer Kugel in Abhängigkeit der Wirbelstromkonstanten  $K_{iw}$  und des Kugeldurchmessers  $D$  bestimmt werden.

### 8.3.1. Mathematisches Modell der Wirbelstromverlustleistungsberechnung unter Berücksichtigung der Feldverdrängung

In einem von einem magnetischen Wechselfeld durchdrungenen elektrisch leitenden Material bilden sich Wirbelströme aus. Durch diese Wirbelströme treten wiederum magnetische Felder auf, die dem äußeren Feld entgegengerichtet sind (→ Lenzsche Regel). Aufgrund dessen kann sich das äußere magnetische Feld nicht im gesamten Material homogen ausbreiten, sondern wird durch das entgegengerichtete Feld mit zunehmender Frequenz weiter an den Rand gedrängt. Als Maß für die Verdrängung des äußeren Feldes wird die Eindringtiefe  $\delta$  (siehe Gl. 8-15) herangezogen [Edmi-84]. Eine Herleitung der Eindringtiefe  $\delta$  befindet sich in Anhang 2 und Anhang 3.

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu \cdot \sigma}} \quad \text{Gl. 8-15}$$

Wie aus Gl. 8-15 ersichtlich, hängt die Eindringtiefe  $\delta$  umgekehrt proportional von der Wurzel der Frequenz  $f$  des äußeren magnetischen Feldes  $B$ , von der magnetischen Permeabilität  $\mu$  und von der elektrischen Leitfähigkeit  $\sigma$  des durchdrungenen Körpers ab. Durch die Eindringtiefe kann ein Körper vereinfacht in einen feldführenden und einen feldfreien Bereich aufgeteilt werden. Diese vereinfachte Aufteilung ist möglich, da die Wirbelstromverlustleistung des feldführenden Bereichs genauso groß ist, wie die Verlustleistung des gesamten Körpers bei inhomogener Feldverteilung.

Durch die Feldverdrängung reduziert sich die Wirbelstromverlustleistung eines Zylinders bzw. einer Kugel, da nur noch ein feldführender Randbereich, der durch die Eindringtiefe bestimmt wird, für die Berechnung herangezogen wird. Die bisherigen Gleichungen für die Wirbelstromverlustleistung eines Zylinders und einer Kugel behalten auch weiterhin ihre Gültigkeit, allerdings wird jeweils die untere Grenze des Integrals von 0 nach  $D/2 - \delta$  (siehe Gl. 8-16 und Gl. 8-17) verschoben, was zur Folge hat, dass mit diesen Gleichungen die Wirbelstromverlustleistungen eines Hohlzylinders bzw. einer Hohlkugel berechnet wird.

$$P_{V_{\text{Zyl}}} = \int_{D/2-\delta}^{D/2} \frac{\pi^3 \cdot l \cdot f^2 \cdot B_{\text{max}}^2}{\rho} \cdot x^3 dx \quad \text{Gl. 8-16}$$

$$P_{V_{kug}} = 2 \cdot \int_{D/2-\delta}^{D/2} K_{iw} \cdot \left[ 2 \cdot \sqrt{\left(\frac{D}{2}\right)^2 - y^2} \right]^4 dy \quad \text{Gl. 8-17}$$

Für den Fall, dass die Eindringtiefe  $\delta$  größer als der Radius bzw. die charakterisierenden Abmaße eines Körpers ist, haben die Gleichungen für die Wirbelstromverlustleistungsberechnung ohne Berücksichtigung des Skin效ekts ihre Gültigkeit.

Die Feldverdrängung muss bei der Berechnung der Wirbelstromverlustleistung der betrachteten Pulver nicht berücksichtigt werden, da der maximale Kugelradius  $r_{\max}$  mit  $49 \cdot 10^{-6} \text{m}$  kleiner ist als die Eindringtiefen bei 1000Hz. Abb. 8-5 verdeutlicht dies.

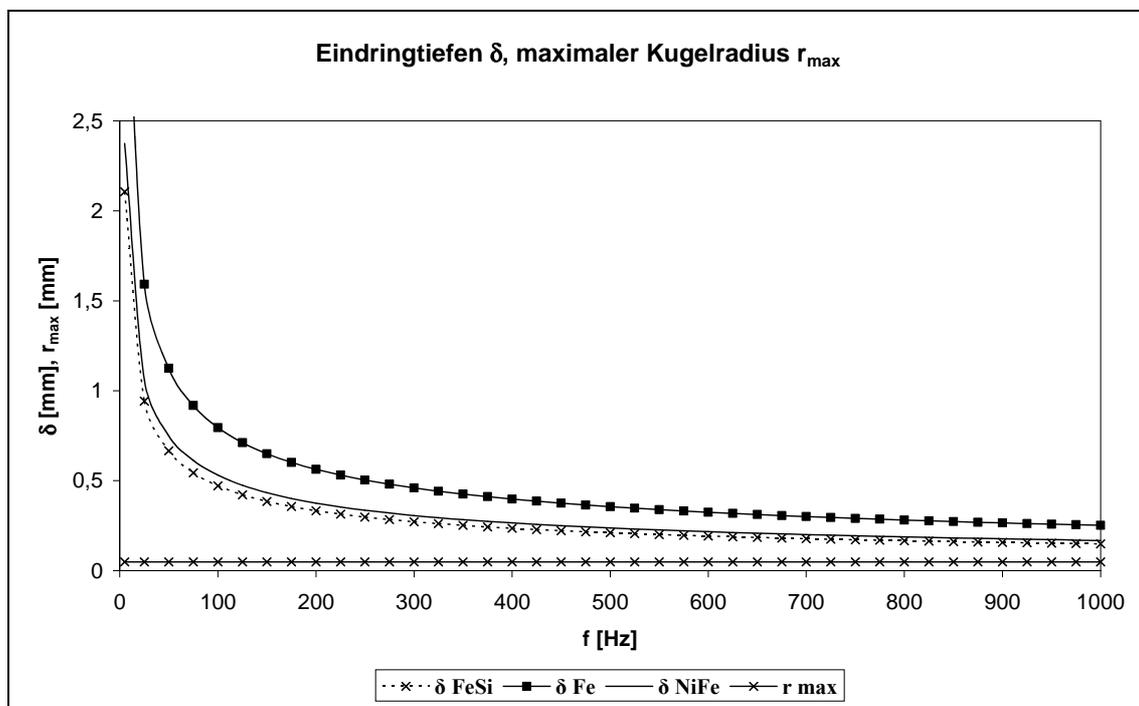


Abb. 8-5 Darstellung des frequenzunabhängigen maximalen Kugelradius  $r_{\max}$  und der frequenzabhängigen Eindringtiefen  $\delta$  der verwendeten Pulvermaterialien. Es ist zu erkennen, dass die Eindringtiefen  $\delta$  bei 1000Hz deutlich über dem maximalen Kugelradius  $r_{\max}$  liegen.

Die Frequenzen, ab der die Eindringtiefen gleich dem maximalen Kugelradius entsprechen, liegen materialabhängig zwischen 7900Hz bei Eisen und 22500Hz bei Eisen- Silizium. Ab diesen Frequenzen muss die Feldverdrängung berücksichtigt werden. Solche hohen

Frequenzen werden in elektrischen Maschinen selten und in dem hier untersuchten Motor nicht erreicht.

#### **8.4. Berechnung der Wirbelstromverlustleistung eines Metallpulvers mit sphärischen Partikeln und bekannter Partikelgrößenverteilung**

Zur Berechnung der Wirbelstromverlustleistung eines weichmagnetisch modifizierten Kunststoffes muss neben der Verlustleistungsberechnung einer Kugel auch die Pulvercharakteristik möglichst genau bekannt sein. Die für die Berechnung der Pulververlustleistung notwendige Partikelgrößenverteilung wird durch eine Siebung des Pulvers ermittelt und anschließend auf eine repräsentative Verteilung normiert. Dabei sollte die Abbildungstreue der repräsentativen Verteilung in allen relevanten Strukturmerkmalen (z.B. Kugeldurchmesser  $D_i$ ) und in den Proportionen der relevanten Strukturmerkmale (z.B. Partikelanzahl  $a_i$ ) zueinander die Struktur der Gesamtheit möglichst genau widerspiegeln. Tabelle 8-1 zeigt die gesiebten Pulverfraktionen mit deren jeweiligen Kugeldurchmesser  $D_i$  und Anzahl  $a_i$  an der auf 101 Partikel normierten repräsentativen Verteilung. Der Index  $i$  (1 – 6) bezieht sich auf die jeweilige Pulverfraktion. In diesem Fall wurden durch Siebung des Pulvers sechs Fraktionen bestimmt.

Tabelle 8-1 Partikelfraktionen der repräsentativen Verteilung eines FeSi- Pulvers normiert auf 101 Partikel.

<b>Pulverfraktion</b>	<b>Partikelanzahl <math>a_i</math></b>	<b>Kugeldurchmesser <math>D_i</math> [<math>\mu\text{m}</math>]</b>
1	3	98,0
2	7	82,5
3	21	64,0
4	17	49,0
5	29	40,5
6	24	28,0

Über die Kugeldurchmesser  $D_i$  können die Volumina der unterschiedlichen Kugeln  $V_{ik}$  berechnet werden. Durch Multiplikation mit der Partikelanzahl  $a_i$  können die Volumina der jeweiligen Pulverfraktionen und somit das Volumen der repräsentativen Verteilung  $V_{rV}$  (siehe Gl. 8-18) bestimmt werden.

$$V_{rV} = \sum_i a_i \cdot V_{ik} \quad \text{Gl. 8-18}$$

Um aus dem Volumen der repräsentativen Verteilung die Gesamtverlustleistung eines hochgefüllten kunststoffgespritzten Bauteils berechnen zu können, muss das Bauteilvolumen, die Volumenverteilung von Kunststoff zu weichmagnetischem Füllmaterial und die Wirbelstromverlustleistung der repräsentativen Verteilung bekannt sein. Am Beispiel eines hochgefüllten, weichmagnetisch modifizierten Toroiden (siehe Abb. 8-6) wird diese Vorgehensweise verdeutlicht. Da das Gesamtvolumen des Toroiden bekannt ist ( $V = 2,11 \cdot 10^{-5} \text{m}^3$ ), kann das Volumen des weichmagnetischen Pulvermaterials  $V_W$  über seinen Anteil am Toroidvolumen berechnet werden. Bei einem Anteil von 70Vol.-% liegt das Volumen des weichmagnetischen Materials bei  $1,49 \cdot 10^{-5} \text{m}^3$ .



Abb. 8-6 Darstellung eines hochgefüllten, kunststoffgespritzten Toroiden mit einem Anteil des weichmagnetischen Materials am Bauteilvolumen von 70Vol.-%.

Das Volumen der repräsentativen Verteilung beträgt  $V_{rV} = 8,75 \cdot 10^{-12} \text{m}^3$ . Aus dem Quotient der Volumina des weichmagnetischen Füllmaterials  $V_{wM}$  und der repräsentativen Verteilung  $V_{rV}$  kann ein Volumenfaktor  $k_V$  (siehe Gl. 8-19) bestimmt werden, der später zur Bestimmung der Bauteilverlustleistung benötigt wird.

$$k_V = \frac{V_{wM}}{V_{rV}} \quad \text{Gl. 8-19}$$

In diesem Beispiel beträgt der Volumenfaktor  $k_V = 1702857$ . Im nächsten Schritt wird die Wirbelstromverlustleistung der repräsentativen Verteilung  $P_{VrV}$  bestimmt. Dazu muss die Verlustleistung der unterschiedlichen Kugeln  $P_{Vki}$  bestimmt werden. Durch Multiplikation mit der entsprechenden Partikelanzahl  $a_i$  erhält man die unterschiedlichen Fraktionsverlustleistungen. Durch Summation der sechs Fraktionsverlustleistungen kann im Anschluss die Verlustleistung der repräsentativen Verteilung  $P_{VrV}$  berechnet werden (siehe Gl. 8-20).

$$P_{VrV} = \sum_i a_i \cdot P_{Vki} \quad \text{Gl. 8-20}$$

Um abschließend die Verlustleistung des kunststoffgespritzten Bauteils  $P_{VB}$  berechnen zu können, muss die Wirbelstromverlustleistung der repräsentativen Verteilung  $P_{VrV}$  mit dem Volumenfaktor  $k_V$  multipliziert werden (siehe Gl. 8-21).

$$P_{VB} = k_V \cdot P_{VrV} = k_V \cdot \sum_i a_i \cdot P_{Vki} \quad \text{Gl. 8-21}$$

Bei einer Erregerfrequenz von  $f = 50\text{Hz}$ , einer magnetischen Flussdichte von  $B_{\max} = 0,5\text{T}$  und einem spezifischen elektrischen Widerstand des weichmagnetischen Füllmaterials von  $\rho = 0,84\mu\Omega\text{m}$ , ergibt sich eine Bauteilverlustleistung von  $P_{VB} = 2,8 \cdot 10^{-5}\text{W}$ .

Aus dem berechneten Ergebnis ist ersichtlich, dass die Wirbelstromverlustleistung  $P_{VB}$  des Bauteils sehr gering ist. Bestätigt wird das Ergebnis der Berechnung dadurch, dass die Ummagnetisierungsverluste als Summe aus Wirbelstrom- und Hystereseverlusten zu gering sind, um messtechnisch erfasst werden zu können. Bei einer Erregungsfrequenz von  $f = 50\text{Hz}$  und einer maximalen Flussdichte von  $B_{\max} = 0,5\text{T}$  sind keine Ummagnetisierungsverluste messbar. Verdeutlicht wird dies durch Abb. 8-7. Es ist zu erkennen, dass durch die aufgezeichnete Hystereseschleife keine Fläche aufgespannt wird.

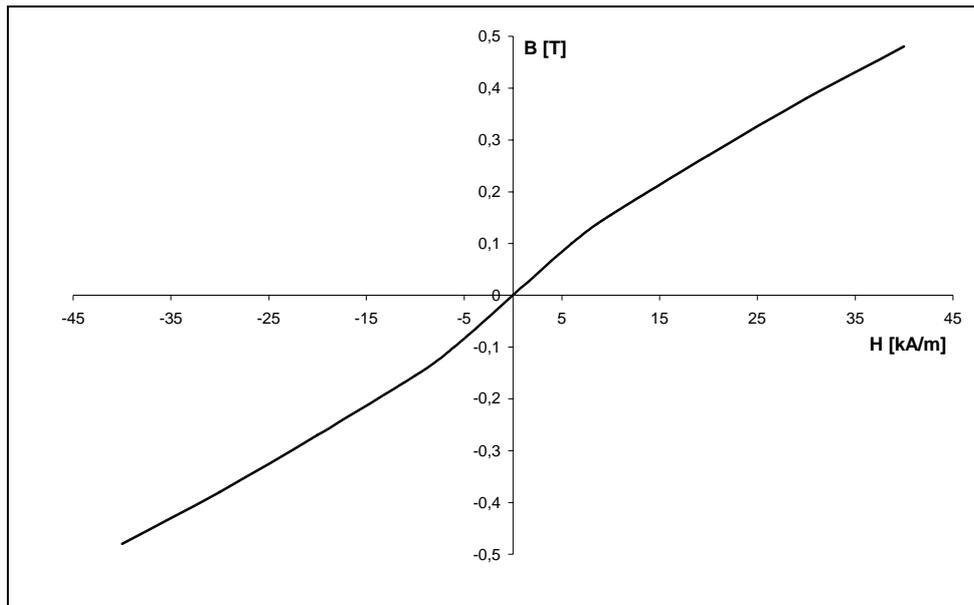


Abb. 8-7 Darstellung der Hystereseschleife des FeSi 6.8- Compounds bei einer maximalen Flussdichte von  $B_{\max} = 0,5\text{T}$  und einer Frequenz  $f = 50\text{Hz}$ .

Würde das Eisen- Silizium nicht als Pulver, sondern als massiver Toroid mit demselben Durchmesser und 70% der mittleren Länge des kunststoffgespritzten Toroiden (siehe Abb. 8-6) vorliegen, wären die berechnete Wirbelstromverlustleistung bei 50Hz und einer maximalen Flussdichte von  $B_{\max} = 0,5\text{T}$  mit  $P_{\text{VW}} = 0,47\text{W}$  erheblich größer als die Verluste des Pulvers bei gleichem Volumen. Die Wirbelstromverluste dieses massiven Toroiden wären bei dieser Größenordnung auch durch eine Messung problemlos nachweisbar. Daraus lässt sich folgern, dass die Wirbelstromverluste bei konstantem Volumen abhängig von der Geometrie sind, in denen sie auftreten.

Ausgehend von einer massiven Eisen-Silizium-Kugel, die mit  $1,49 \cdot 10^{-5}\text{m}^3$  das gleiche Volumen  $V$  sowie die gleichen Materialeigenschaften aufweist und dem gleichen magnetischen Wechselfeld ausgesetzt ist wie der massive Toroid, wird das Volumen  $V$  auf eine immer größere Anzahl gleich großer Kugeln verteilt. Gl. 8-22 beschreibt die Wirbelstromverlustleistung  $P_{\text{V}k}(x)$  als Funktion der Kugelanzahl  $x$  ohne Berücksichtigung des Skineffekts. Die Konstante  $K_{\text{i}w}$  ist in Gl. 8-9 erläutert.

$$P_{\text{V}k}(x) = x \cdot K_{\text{i}w} \cdot \frac{8}{15} \cdot \left( 2 \cdot \sqrt[3]{\left( \frac{V}{x} \cdot \frac{3}{4 \cdot \pi} \right)} \right)^5 \quad \text{Gl. 8-22}$$

In Abb. 8-8 wird das exponentiell sinkende Wirbelstromverlustleistungsverhältnis  $P_{V_k(x)} / P_{V_k(1)}$  als Funktion der steigenden Kugelanzahl  $x$  dargestellt. Die Wirbelstromverlustleistung  $P_{V_k(1)}$  der massiven Eisen-Silizium-Kugel ist dabei die Bezugsgröße.

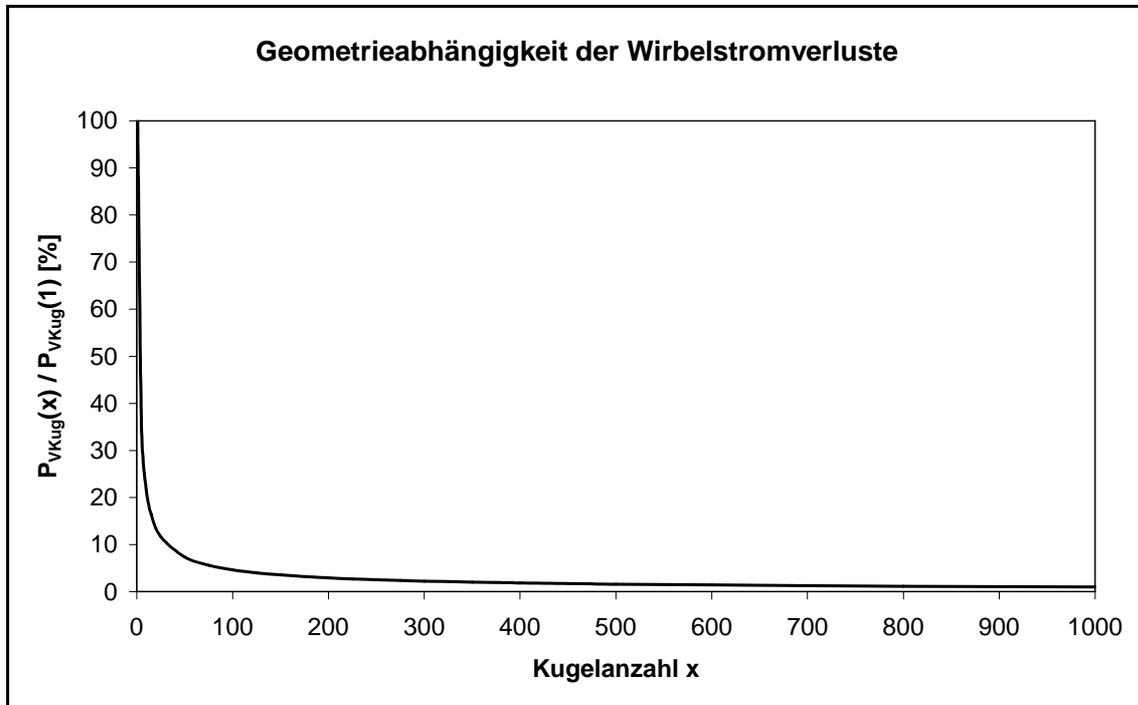


Abb. 8-8 Darstellung der sinkenden Wirbelstromverlustleistung eines konstanten Volumens, das auf eine größer werdende Anzahl von Kugeln verteilt wird.

Bei zwei Kugeln reduziert sich die Wirbelstromverlustleistung auf 34%, bei 100 Kugeln auf 4% und bei 1000 Kugeln auf 1% der Wirbelstromverlustleistung der massiven Kugel. Aus einer Grenzwertbetrachtung der Funktion  $P_{V_k(x)}$  ergibt sich, dass die Wirbelstromverlustleistung bei  $x \rightarrow \infty$  gegen 0 strebt, was ebenfalls konform mit den nicht messbaren Ummagnetisierungsverlusten ist.

Physikalisch kann die Reduzierung der Wirbelstromverlustleistung durch die Aufteilung der in dem Volumen konstanten Anzahl freier Elektronen  $e^-$  bzw. durch die Aufteilung des Wirbelstromes auf die steigende Anzahl von Kugeln erklärt werden.

Wird ein elektrischer Leiter mit dem ohmschen Widerstand  $R$  von einem Strom  $I$  durchflossen, entsteht eine Verlustleistung  $P_{VL}$ , die in Gl. 8-23 definiert ist:

$$P_{VL} = I^2 \cdot R. \quad \text{Gl. 8-23}$$

Der ohmsche Widerstand  $R$  hängt von der Länge  $l$ , der Querschnittsfläche  $A$  und dem spezifischen elektrischen Widerstand  $\rho$  des jeweiligen Leiters ab. Gl. 8-24 verdeutlicht diese Abhängigkeiten.

$$R = \frac{\rho \cdot l}{A} \quad \text{Gl. 8-24}$$

Ein elektrischer Strom  $I$  ist grundsätzlich die gerichtete Bewegung freier Elektronen  $e^-$ . In einem elektrischen Leiter, in dem eine solche gerichtete Elektronenbewegung stattfindet, häufen sich keine Elektronenmengen an, was zur Folge hat, dass während der Zeit  $t$  durch jedem beliebigen Abschnitt des Leiters, die gleiche Ladungsmenge  $Q$  tritt (siehe Gl. 8-25).

$$I = \frac{Q}{t} = \frac{n \cdot e^-}{t} \quad \text{Gl. 8-25}$$

Wird Gl. 8-25 in Gl. 8-23 eingesetzt, ergibt sich folgende Gleichung für die Verlustleistung eines elektrischen Leiters:

$$P_{VL} = \left(\frac{Q}{t}\right)^2 \cdot R = \left(\frac{n \cdot e^-}{t}\right)^2 \cdot R = n^2 \cdot \left(\frac{e^-}{t}\right)^2 \cdot R. \quad \text{Gl. 8-26}$$

In einem konstanten Volumen ist eine bestimmte Anzahl  $n$  freier Elektronen vorhanden.  $n$  ist nur abhängig von dem Material, aus dem das Volumen besteht. Wenn das Volumen auf eine steigende Zahl von gleich großen Kugeln verteilt wird, werden die freien Elektronen  $e^-$  ebenfalls zu gleichen Anteilen auf die Kugeln verteilt. Da die Verlustleistung  $P_{VL}$  vom Quadrat der Elektronenanzahl abhängt, bleibt die Verlustleistung nicht konstant, sondern die Verlustleistung zweier Kugeln  $P_{VL2}$  reduziert sich gegenüber der Verlustleistung einer Kugel  $P_V$  (siehe Gl. 8-26). Ein Vergleich zwischen Gl. 8-26 und Gl. 8-27 verdeutlicht dies.

$$P_{V2} = 2 \cdot \left[ \left(\frac{n}{2}\right)^2 \cdot \left(\frac{e^-}{t}\right)^2 \cdot R \right] = \frac{n^2}{2} \cdot \left(\frac{e^-}{t}\right)^2 \cdot R. \quad \text{Gl. 8-27}$$

Aus Gl. 8-26 und Gl. 8-27 ist ebenso wie in Abb. 8-8 ersichtlich, dass sich die Wirbelstromverlustleistung des Volumens weiter reduziert, bzw. gegen 0 strebt, wenn die Aufteilung immer weiter vorangetrieben wird.

### 8.5. Verifizierung der Wirbelstromverlustleistungsberechnung

Da die Wirbelstromverlustleistung des Toroiden aus dem FeSi 6.8-Compound äußerst gering ausfällt und aufgrund dessen nicht gemessen werden kann, ist eine endgültige Verifizierung durch die vorgestellte Wirbelstromverlustleistungsberechnung nicht möglich. Um die Richtigkeit der analytischen Berechnung zu bestätigen, wird die Rechnung an einem massiven Eisenring durchgeführt und dabei die gleiche Vorgehensweise wie bei der Wirbelstromberechnung des Zylinders gewählt. Im Gegensatz zu der kreisförmigen Querschnittsfläche des gespritzten Toroiden, weist der massive Ring orthogonal zur Richtung der magnetischen Flussdichte  $B$  eine rechteckige Querschnittsfläche auf, was bei der Berechnung der Wirbelstromverlustleistung berücksichtigt werden muss.

Für die Berechnung der Wirbelstromverlustleistung des massiven Eisenringes wird ein Quader herangezogen, der über seine rechteckige Querschnittsfläche von einer magnetischen Flussdichte  $B$  durchdrungen wird (siehe Abb. 8-9).

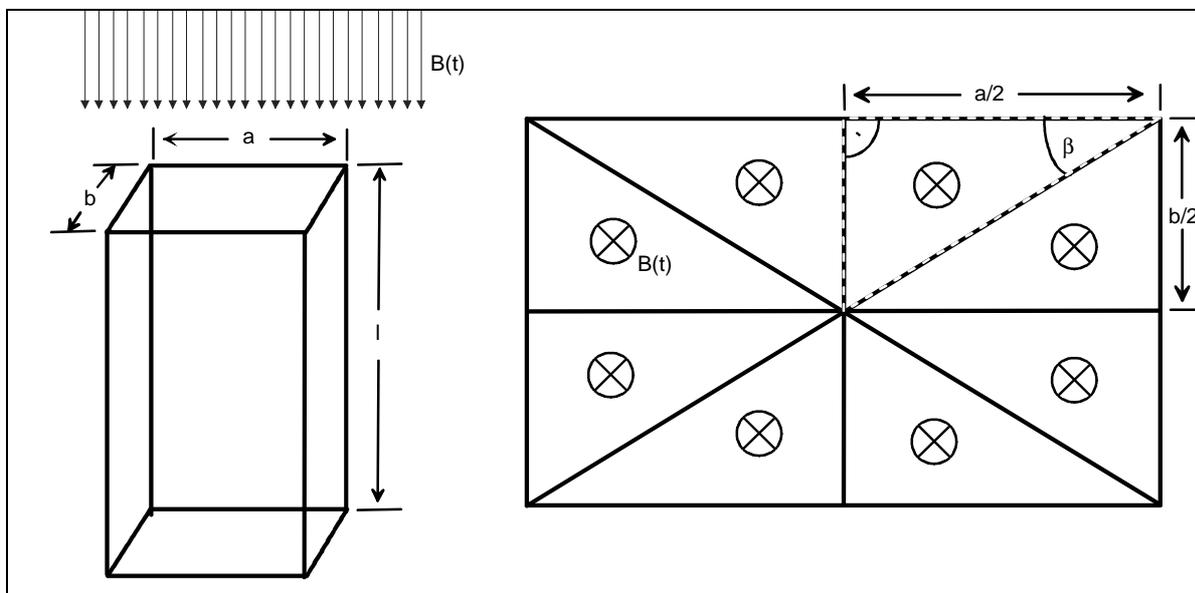


Abb. 8-9 Links die Illustration eines Quaders mit der Benennung der charakterisierenden Seitenlängen. Auf der rechten Seite befindet sich die Querschnittsfläche des Quaders, ebenfalls mit den charakterisierenden geometrischen Größen.

Die Fläche  $A_R$  und der Umfang  $l_R$  eines Rechtecks hängen von zwei geometrischen Größen - den Seitenlängen  $a$  und  $b$  - ab. Die Fläche und der Umfang eines Zylinders sind dagegen nur von einer geometrischen Größe - dem Radius - abhängig. Somit besteht auch bei der beschriebenen analytischen Berechnung der Wirbelstromverlustleistung eines Zylinders neben der axialen Länge nur eine geometrische Abhängigkeit vom Radius der Querschnittsfläche bzw. des Umfangs.

Um die Gleichung für die Wirbelstromverlustleistung des Zylinders weitestgehend konstant zu halten, muss diese an die veränderten geometrischen Bedingungen angepasst werden. Ziel ist es die Wirbelstromverlustleistung eines Quaders ebenfalls nur von einer Seitenlänge abhängig zu machen. In Gl. 8-28 wird die Wirbelstromverlustleistung eines elementaren Wirbelstrompfades dargestellt. Diese Gleichung ist unabhängig von der Charakteristik der Fläche  $A$ , die von der magnetischen Flussdichte  $B$  durchdrungen wird, und von der Charakteristik und der Länge des elementaren Wirbelstrompfades  $l_{iw}$ .

$$P_{iw} = \frac{2 \cdot \pi^2 \cdot A^2 \cdot f^2 \cdot B_{\max}^2 \cdot l \cdot dx}{\rho \cdot l_{iw}} \quad \text{Gl. 8-28}$$

Um die Abhängigkeit der Wirbelstromverlustleistung eines Quaders von nur einer Seitenlänge zu erreichen, müssen die Diagonalen und Seitenhalbierenden in das entsprechende Rechteck eingetragen werden. Durch diese zusätzlichen Linien wird das Rechteck in acht gleiche Dreiecke unterteilt. Eines dieser rechtwinkligen Dreiecke mit dem Winkel  $\beta$  (gestrichelt dargestellt), bildet die Basis für die Bestimmung von Querschnittsfläche und Umfang des gesamten Rechtecks. Abb. 8-9 verdeutlicht dies. Im Folgenden wird die Herleitung der Fläche und des Umfangs von einer Seitenlänge dargestellt.

Der Umfang  $l_R$  und die Fläche  $A_R$  eines Rechtecks sind folgendermaßen definiert:

$$l_R = 2 \cdot (a + b) = 4 \cdot \left( \frac{a}{2} + \frac{b}{2} \right), \quad \text{Gl. 8-29}$$

$$A_R = a \cdot b = 4 \cdot \left( \frac{a}{2} \cdot \frac{b}{2} \right). \quad \text{Gl. 8-30}$$

Wenn die Längen  $a/2$  und  $b/2$  des rechteckigen Dreiecks aus Abb. 8-9 bekannt sind, kann der Tangens des Winkels  $\beta$  bestimmt werden (siehe Gl. 8-31).

$$\tan \beta = \frac{(b/2)}{(a/2)} \quad \text{Gl. 8-31}$$

Gl. 8-31 kann so umgeformt werden, dass gilt

$$\frac{a}{2} = \frac{(b/2)}{\tan \beta} \quad \text{Gl. 8-32}$$

Wird Gl. 8-32 in Gl. 8-29 und Gl. 8-30 eingesetzt und gleichzeitig  $b/2$  durch  $x$  substituiert, ergibt sich wie aus Gl. 8-33 und Gl. 8-34 ersichtlich, eine Abhängigkeit der geometrischen Größen  $l_R$  und  $A_R$  von nur einer Seitenlänge.

$$l_R = 4 \cdot \left( \frac{x}{\tan \beta} + x \right) \quad \text{Gl. 8-33}$$

$$A_R = 4 \cdot \frac{x^2}{\tan \beta} \quad \text{Gl. 8-34}$$

Wird anschließend  $l_R$  und  $A_R$  in Gl. 8-28 eingesetzt, ergibt sich für die Wirbelstromverlustleistung  $P_{iw}$  eines elementaren Wirbelstrompfades einer rechteckigen Fläche folgende Gleichung.

$$P_{iw} = \frac{2 \cdot \pi^2 \cdot \left( 4 \cdot \frac{x^2}{\tan \beta} \right)^2 \cdot f^2 \cdot B_{\max}^2 \cdot l \cdot dx}{\rho \cdot 4 \cdot \left( \frac{x}{\tan \beta} + x \right)} = \frac{8 \cdot \pi^2 \cdot f^2 \cdot B_{\max}^2 \cdot l \cdot x^3 \cdot dx}{\rho \cdot \left( (\tan \beta)^2 + \tan \beta \right)} \quad \text{Gl. 8-35}$$

Äquivalent zur Wirbelstromverlustleistung eines Zylinders erfolgt auch hier die Integration über die charakterisierende geometrische Größe. Während bei dem Zylinder die Integration über den Radius erfolgt, wird bei dem Quader über eine Seitenlänge  $b/2$  integriert. Gl. 8-36

zeigt die Formel für die gesamte Wirbelstromverlustleistung  $P_{iw}$  bei sinusförmiger Erregung.

$$P_{iw} = \int_0^{b/2} \frac{8 \cdot \pi^2 \cdot f^2 \cdot B_{\max}^2 \cdot l}{\rho \cdot ((\tan \beta)^2 + \tan \beta)} \cdot x^3 \cdot dx \quad \text{Gl. 8-36}$$

Zusätzlich wird auch die Feldverdrängung durch die Eindringtiefe  $\delta$  berücksichtigt (siehe Gl. 8-37), die den Quader vereinfacht in einen feldführenden Randbereich und einen feldfreien Bereich im Inneren des Körpers unterteilt.

$$P_{iw} = \int_{(b/2)-\delta}^{b/2} \frac{8 \cdot \pi^2 \cdot f^2 \cdot B_{\max}^2 \cdot l}{\rho \cdot ((\tan \beta)^2 + \tan \beta)} \cdot x^3 \cdot dx \quad \text{Gl. 8-37}$$

Abb. 8-10 zeigt die prinzipielle Aufteilung in einen feldführenden und einen feldfreien Bereich, die Eindringtiefe  $\delta$ , die magnetische Flussdichte  $B$  und einen angedeuteten Wirbelstrompfad innerhalb der rechteckigen Fläche. Für die Berechnungen der Wirbelstromverlustleistung wird angenommen, dass die Wirbelstrompfade einen rechteckigen Verlauf haben.

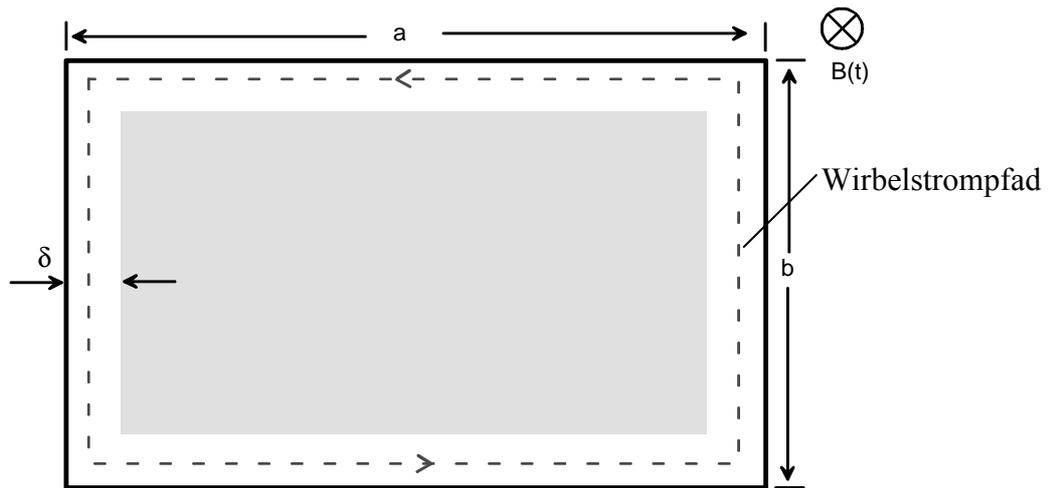


Abb. 8-10 Darstellung einer durchfluteten rechteckigen Fläche, die in einen feldführenden (weiß) und einen feldfreien (grau) Bereich unterteilt ist.

### 8.6. Vergleich der gemessenen und der berechneten Werte

In diesem Abschnitt werden die berechneten und gemessenen Wirbelstromverlustleistungen der massiven Eisen-, Eisen-Silizium und Nickel-Eisen-Ringe gegenübergestellt. Abb. 8-11 zeigt die heißgepressten Metallringe, die aus den gleichen Metall-Pulvern bestehen, welche auch bei der Herstellung der Compounds Verwendung finden.

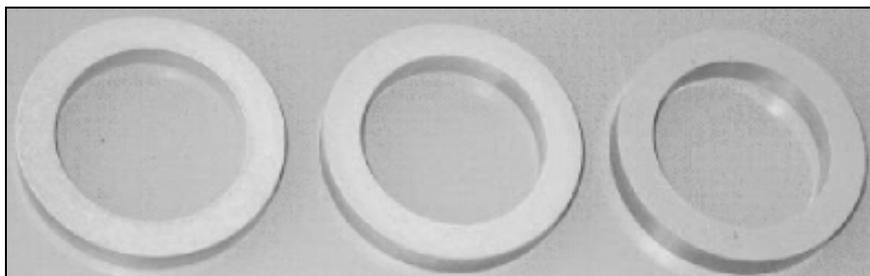


Abb. 8-11 Durch Heißpressung aus Fe-, FeSi bzw. NiFe-Pulver hergestellte massive Ringe. Dargestellt sind Fe-Ring1, der FeSi- sowie der NiFe-Ring (von links nach rechts).

Für die Berechnung der Wirbelstromverlustleistung der in Abb. 8-11 dargestellten Metallringe kann jeweils ein langer Quader herangezogen werden (siehe Abb. 8-9). Die Quader haben folgende geometrische Abmessungen:

Tabelle 8-2 Masse und geometrische Abmessungen der massiven Fe-, FeSi- und NiFe-Ringe aus Abb. 8-11.

	Fe-Ring 1	FeSi-Ring	NiFe-Ring
Länge l [m]	0,139	0,139	0,139
Seitenlänge a [m]	$4,865 \cdot 10^{-3}$	$4,890 \cdot 10^{-3}$	$4,650 \cdot 10^{-3}$
Seitenlänge b [m]	$4,240 \cdot 10^{-3}$	$4,330 \cdot 10^{-3}$	$4,250 \cdot 10^{-3}$
Masse [kg]	0,022	0,022	0,022

Die magnetische Flussdichte B bei Messung und Berechnung hat jeweils Aussteuerungen von 0,5T, 1T und 1,5T bei sinusförmiger Erregung. Die Erregerfrequenz beträgt bei allen Messungen und Berechnungen  $f = 50\text{Hz}$ . Berücksichtigt werden muss auch die Permeabilität, die nicht konstant ist, sondern von der magnetischen Flussdichte B und der magnetischen Feldstärke H abhängig ist. Beträgt bei  $B = 1\text{T}$  die gemessene Permeabilität des Fe-Ringes  $\mu_r = 1446$ , so reduziert sich diese auf  $\mu_r = 1102$  bei  $B = 0,5\text{T}$  bzw. auf  $\mu_r = 746$  bei  $B = 1,5\text{T}$ . Abb. 8-12 zeigt die gemessene Neukurve des Fe-Ringes 1. Aus dieser Abbildung ist ersichtlich, dass die daraus berechnete relative Permeabilität ungefähr bei  $B = 1\text{T}$  ihr Maximum erreicht und anschließend kontinuierlich abnimmt.

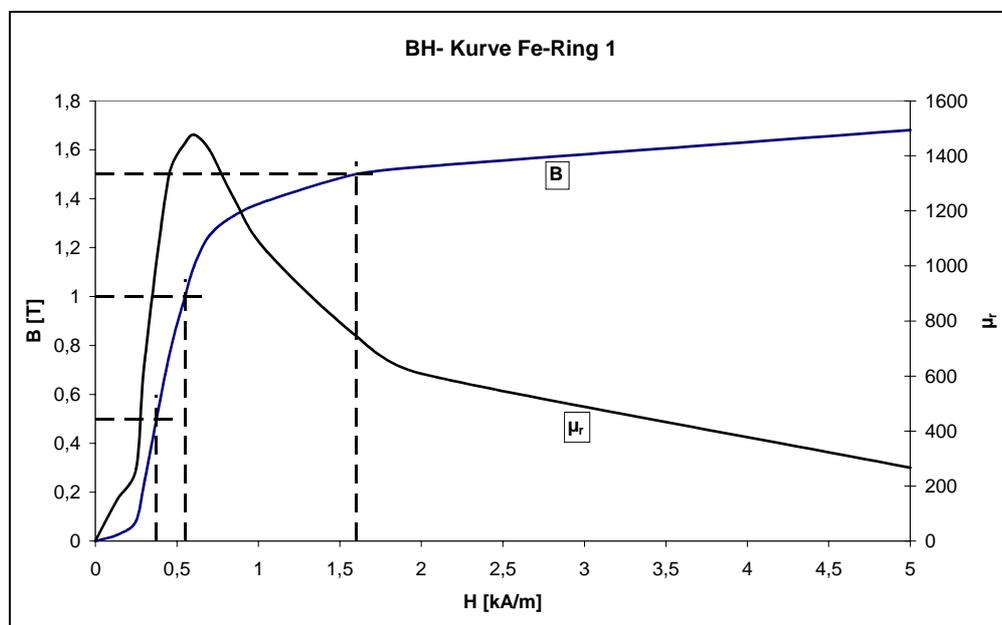


Abb. 8-12 BH- und  $\mu H$ -Kurve des Eisenringes 1. Die für die Berechnungen benötigten Permeabilitäten können anhand der gestrichelten Linien berechnet bzw. abgelesen werden.

Unter Berücksichtigung der genannten Parameter ergeben sich bei magnetischen Flussdichten  $B = 0,5\text{T}$ ,  $1\text{T}$  und  $1,5\text{T}$  errechnete Wirbelstromverlustleistungen für den Fe-Ring 1 von  $P_{\text{vw}0,5\text{T}} = 0,17\text{W}$ ,  $P_{\text{vw}1\text{T}} = 0,62\text{W}$  und  $P_{\text{vw}1,5\text{T}} = 1,65\text{W}$ . Eine genaue Herleitung der Wirbelstromverlustleistungsberechnung befindet sich im Anhang A 1.

Die gemessenen Verlustleistungen des Fe-Ringes 1 liegen bei  $0,08\text{W}$ ,  $0,61\text{W}$  bzw.  $2,08\text{W}$ . Während der berechnete und der gemessene Wert bei  $B = 1\text{T}$  sehr genau übereinstimmen, weichen die Werte bei  $0,5\text{T}$  und  $1,5\text{T}$  stärker von den berechneten Werten ab. Bei einer Flussdichte von  $1,5\text{T}$  ist dies dadurch zu erklären, dass die vorhandene Messeinrichtung auf Verlustleistungen von  $\ll 20\text{W/kg}$  optimiert ist. Dieser Wert wird bei einer Erregung von  $1,5\text{T}$  erheblich überschritten. Letztendlich hat die berechnete Verlustleistung bei  $1,5\text{T}$  eine Genauigkeit von  $80\%$ . Bei  $B = 0,5\text{T}$  ergibt sich der größte prozentuale Unterschied zwischen den berechneten und gemessenen Werten. Wird die totale Abweichung der Werte betrachtet, ist der Unterschied sehr gering, was durch den Vergleich der gemessenen und berechneten Wirbelstromverlustleistungen in Abb. 8-13 bestätigt wird.

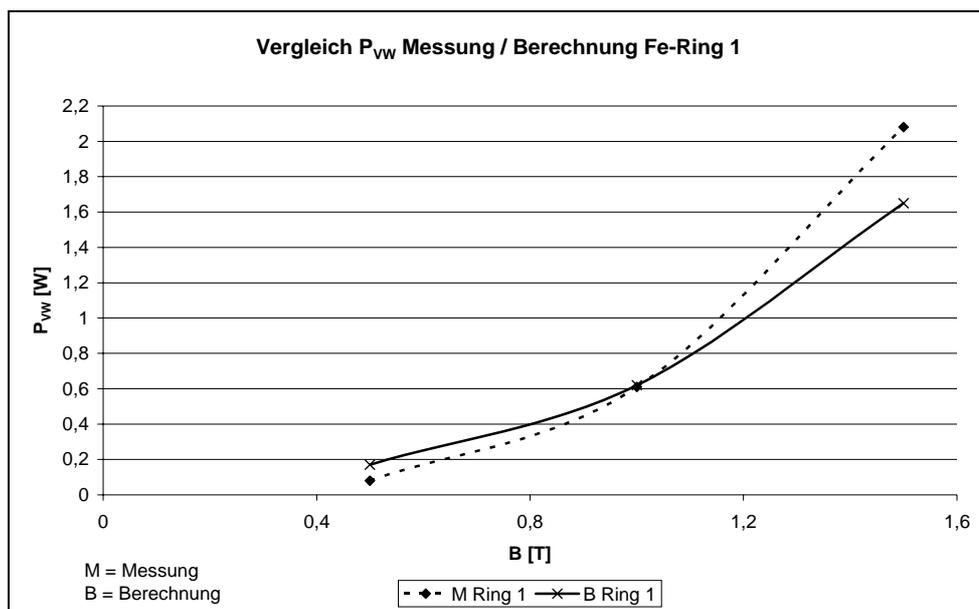


Abb. 8-13 Vergleich der gemessenen und berechneten Wirbelstromverlustleistung des Fe-Ringes 1.

Der Vergleich der berechneten und gemessenen Wirbelstromverlustleistungen bei dem FeSi- und dem NiFe-Ring zeigen ähnliche Genauigkeiten, was durch Abb. 8-14 und Abb. 8-15 verdeutlicht wird. Auch bei diesen Ringen liegen die Wirbelstromverlustleistungen bei  $B = 1,5\text{T}$  außerhalb des optimalen Messbereichs, wodurch die Abweichungen zwischen den gemessenen und berechneten Werten erklärt werden können. Die

Wirbelstromverlustleistungen bei  $B = 0,5\text{T}$  zeigen wie beim Fe-Ring 1 auch sehr geringe Unterschiede zwischen Messung und Berechnung.

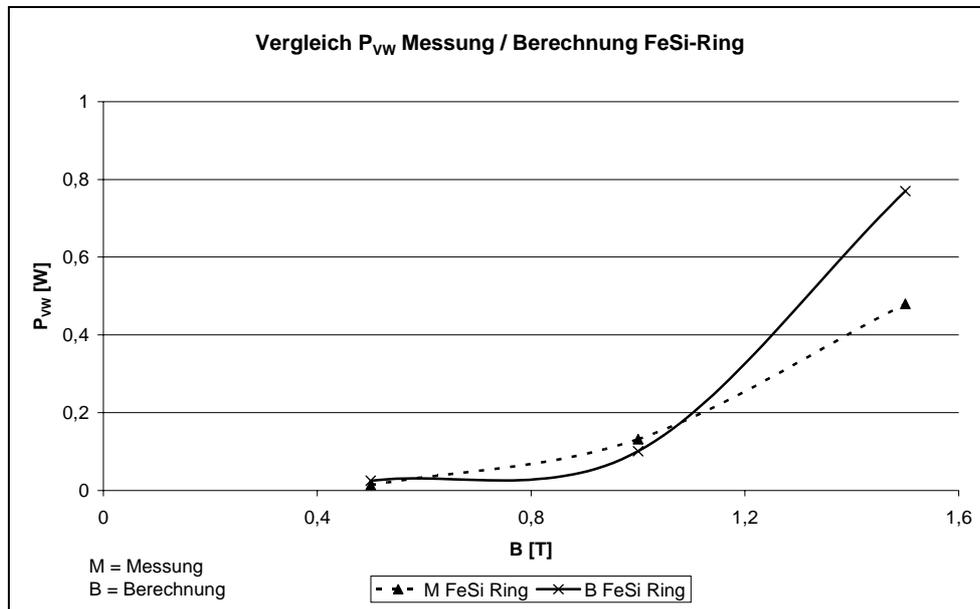


Abb. 8-14 Vergleich der gemessenen und berechneten Wirbelstromverlustleistung des FeSi-Ringes.

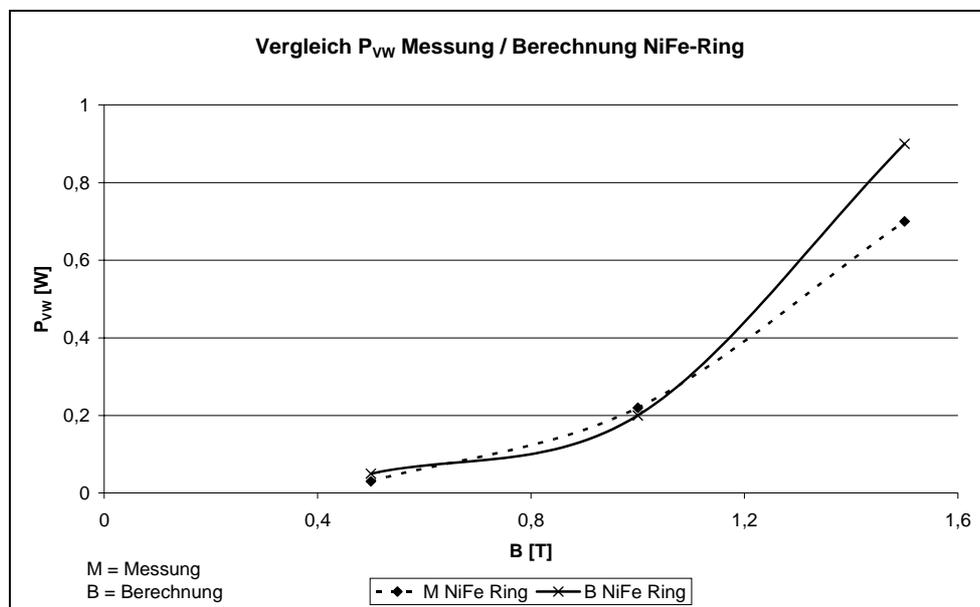


Abb. 8-15 Vergleich der gemessenen und berechneten Wirbelstromverlustleistung des NiFe-Ringes.

In Tabelle 8-3 sind die gesamten berechneten und gemessenen Werte gegenübergestellt.

Tabelle 8-3 Gegenüberstellung der gemessenen und berechneten Wirbelstromverlustleistung des Fe-Ringes 1, des FeSi-Ringes, sowie des NiFe-Ringes.

<b>B [T]</b>	<b>P<sub>VW</sub> [W] Fe-Ring 1</b>		<b>P<sub>VW</sub> [W] FeSi-Ring</b>		<b>P<sub>VW</sub> [W] NiFe-Ring</b>	
	gemessen	berechnet	gemessen	berechnet	gemessen	berechnet
0,5	0,08	0,17	0,01	0,02	0,03	0,05
1,0	0,61	0,62	0,13	0,10	0,22	0,20
1,5	2,08	1,65	0,48	0,76	0,70	0,90

Die berechneten und gemessenen Wirbelstromverlustleistungen weisen eine gute Übereinstimmung auf, mit der die Richtigkeit der vorgestellten analytischen Berechnungsmethode für hochgefüllte, weichmagnetisch modifizierte Kunststoffe bestätigt wird. Für die praktische Anwendung dieser Werkstoffe in elektrischen Maschinen brauchen die Ummagnetisierungsverluste und somit auch die Wirbelstromverluste der weichmagnetisch modifizierten Kunststoffe nicht berücksichtigt werden, da diese äußerst gering sind, was durch die Messungen und Berechnungen belegt wird.

## 9. Aufbau eines Gleichstrommotors unter Verwendung eines kunststoffgespritzten Ankerpakets

Zur Verifizierung der Simulationsergebnisse eines Gleichstrommotors mit einem neuen kunststoffgespritzten, weichmagnetischen Material (FeSi-Compound) wird ein elektrischer Kleinmotor aus dem Kraftfahrzeugbereich aufgebaut. Bei entsprechender Dimensionierung zeigt sich, dass ein Elektromotor mit kunststoffgespritzten, weichmagnetischen Materialien funktionsfähig ist und eine Alternative zu konventionell aufgebauten Motoren darstellt.

### 9.1. Potentielle Motorgeometrien

Prinzipiell ist eine große Bandbreite von Motorgeometrien spritztechnisch herstellbar. Aufgrund spritztechnischer Produktionsparameter, sollte jedoch die Herstellung von Bauteilkomponenten über 4mm Wandstärke orthogonal zur Spritzrichtung vermieden werden. Bei Wandstärken über 4mm kann die Herstellung eines vakuolenfreien Bauteils nicht garantiert werden (siehe Abb. 9-1).

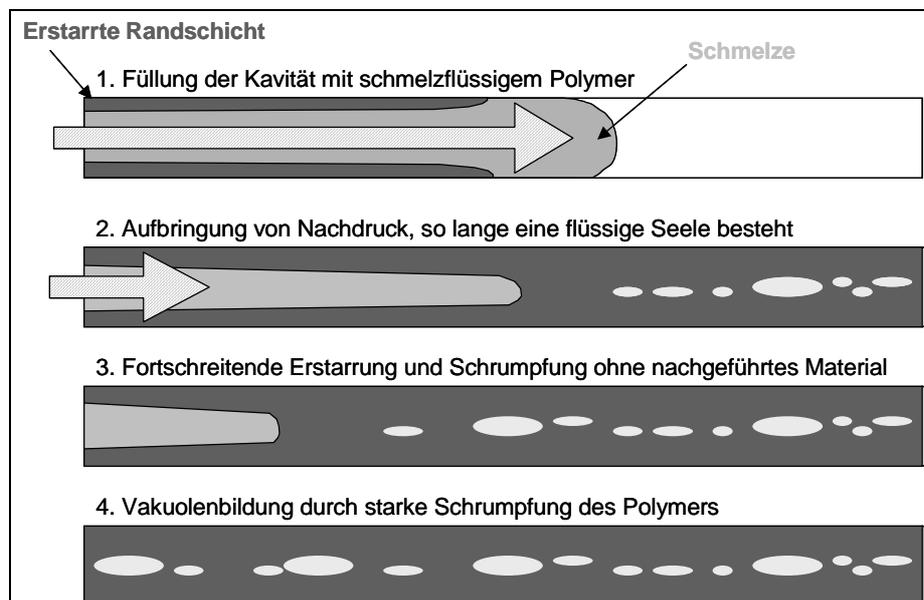


Abb. 9-1 Entstehung von Vakuolen nach dem Spritzgießvorgang durch Schrumpfung des Polymers [Boss-04].

Neben einer Verschlechterung der mechanischen Eigenschaften, würde dies den Füllgrad der gespritzten Komponente gegenüber dem Füllgrad, der bei der Extrusion erreicht wird, herabsetzen, was sich durch eine verringerte Komponentenpermeabilität und -

sättigungsflussdichte negativ auf die Motoreigenschaften auswirken würde. Da die zu erwartenden relativen Permeabilitäten  $\mu_r$  und Sättigungsflussdichten  $B_s$  der kunststoffgespritzten Materialien im Vergleich zu konventionellen, weichmagnetischen Materialien (z.B. Elektroblech) erheblich reduziert sind, ist es sinnvoll auf permanentmagneterregte Motoren zurückzugreifen. Diese haben gegenüber elektrisch erregten Motoren einen größeren magnetischen Luftspalt und somit auch einen erhöhten Gesamtwiderstand  $R_{\text{mges}}$  des magnetischen Kreises aufzuweisen, sodass die verringerte Permeabilität des weichmagnetischen Kunststoffs von geringerer Bedeutung ist [Sara-03].

Abb. 9-2 zeigt drei Anker- bzw. Motorgeometrien, die den Anforderungen

- permanentmagneterregter Motor und
- Wandstärke orthogonal zur Spritzrichtung  $< 4\text{mm}$

genügen.



Abb. 9-2 Potentielle Anker- bzw. Motorgeometrien für den spritztechnischen Aufbau eines Funktionsmusters.  $D_A$  = Durchmesser,  $l_A$  = axiale Länge der Ankergeometrie.

Bei den gewählten Motorgeometrien handelt es sich um die Anker zweier bürstenbehafteter Gleichstrommotoren und um den Stator eines Klauenpolmotors. Um festzustellen, welche Motorkomponenten für den Aufbau eines Funktionsmusters zielführend sind, werden die verschiedenen Motortopologien analysiert. Die bestehenden Ankerpakete bzw. der Stator des Klauenpolmotors werden durch das FeSi-Compound unter Beibehaltung der jeweiligen Geometrien ersetzt und anschließend mit dem äquivalenten Serienmotor verglichen.

### 9.1.1. DC-Motor ( $l_A \gg D_A$ )

Die axiale Länge  $l_A$  dieser Ankergeometrie ist sehr viel größer als deren Ankerdurchmesser  $D_A$ . Den Berechnungen liegt eine Ankerspannung von  $U_A = 13\text{V}$  zugrunde. Abb. 9-3 zeigt

die Simulationsergebnisse des Serienmotors („S“) und des Motors mit dem Ankerpaket aus dem kunststoffgespritzten weichmagnetischen Material („KS“).

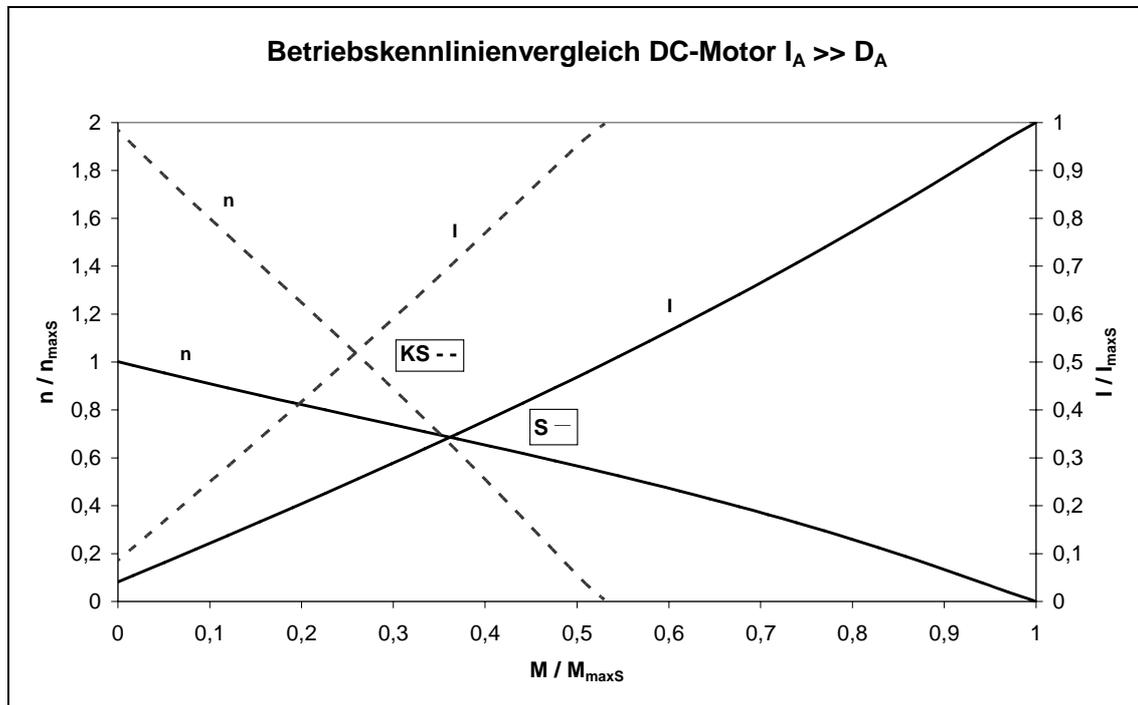


Abb. 9-3 Vergleich der Simulationsergebnisse des DC-Serienmotors ( $I_A \gg D_A$ ) mit geblechtem Anker und des Motors mit kunststoffgespritztem Anker anhand der berechneten Betriebskennlinien.

Das Maximaldrehmoment  $M_{\max KS}$  des Motors mit dem kunststoffgespritzten Anker beträgt nur noch 53% des Maximaldrehmoments  $M_{\max S}$  des Serienmotors. Die Maximaldrehzahl  $n_{\max KS}$  (Leerlaufdrehzahl) des kunststoffgespritzten Motors ist aufgrund des reduzierten magnetischen Flusses  $\Phi$  fast doppelt so hoch wie die Maximaldrehzahl  $n_{\max S}$  des Serienmotors. Durch den verringerten magnetischen Fluss  $\Phi$ , zeigt die Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie des Motors mit dem kunststoffgespritzten Anker eine erhöhte negative Steigung gegenüber der Kennlinie des Serienmotors (siehe Abb. 9-3). Durch Gleichung 9-1 wird die Aussage bestätigt (siehe [Gerl-03]).

$$n = \frac{U_A}{c \cdot \Phi} - \frac{2\pi \cdot R_A}{(c \cdot \Phi)^2} \cdot M \quad \text{Gl. 9-1}$$

Da die Ankerspannung  $U_A$ , der Ankerkreiswiderstand  $R_A$  und die Maschinenkonstante  $c$  bei beiden Motoren konstant bleiben, kann ein Unterschied von  $n = f(M)$  nur an einem veränderten magnetischen Fluss  $\Phi$  liegen. Bei Verwendung von kunststoffgespritzten Materialien mit erheblich verbesserten weichmagnetischen Eigenschaften ( $\mu_r, B_s$ ), ist eine Annäherung des Motors mit dem kunststoffgespritzten Anker an die Serienspezifikation möglich.

Aufgrund der simulierten Kennlinien des Motors mit der kunststoffgespritzten Ankergeometrie kann festgehalten werden, dass sich dieser Motor grundsätzlich zum Aufbau eines Funktionsmusters eignet.

### 9.1.2. DC-Motor ( $l_A \approx D_A$ )

Bei dieser Geometrie sind die axiale Ankerlänge  $l_A$  und der Ankerdurchmesser  $D_A$  ungefähr gleich groß. Abb. 9-4 zeigt die Gegenüberstellung der Simulationsergebnisse des Serienmotors („S“) und des Motors mit dem kunststoffgespritzten Anker („KS“). Die Berechnung dieser Motortopologie erfolgt spezifikationsbedingt jeweils mit einer Ankerspannung von  $U_A = 12V$ .

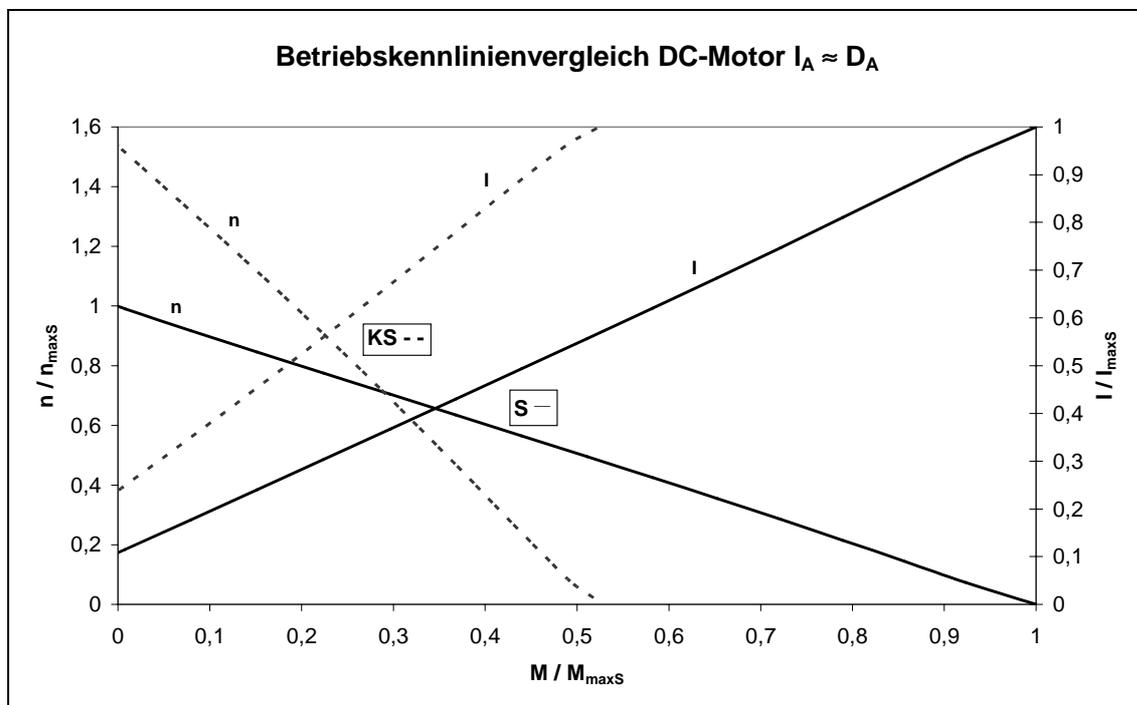


Abb. 9-4 Vergleich der Simulationsergebnisse des DC-Serienmotors ( $l_A \approx D_A$ ) mit geblechtem Anker und des Motors mit kunststoffgespritztem Anker anhand der berechneten Betriebskennlinien.

Aus Abb. 9-4 wird ersichtlich, dass der Motor mit dem Anker aus dem kunststoffgespritztem Material ebenfalls ein reduziertes Maximaldrehmoment  $M_{\max\text{KS}}$  von 53% gegenüber dem Maximaldrehmoment des Serienmotors  $M_{\max\text{S}}$  aufweist. Die verschlechterten Motoreigenschaften gegenüber dem Serienmotor sind, wie bei dem Motor mit Ankergeometrie ( $l_A \gg D_A$ ), ebenfalls auf einen reduzierten magnetischen Fluss  $\Phi$  zurückzuführen. Mit verbesserten kunststoffgespritzten weichmagnetischen Materialien ist auch hier eine Annäherung an die Spezifikation des Serienmotors möglich. Grundsätzlich eignet sich dieser Motor ebenfalls für den Aufbau eines Funktionsmusters.

### 9.1.3. Klauenpolmotor

Eine vollkommen andere Geometrie als die beiden vorher beschriebenen Gleichstrommotoren weist der Klauenpolmotor auf. Auch hier wird ein Serienmotor und ein Motor mit kunststoffgespritzten Klauen berechnet und anschließend in einem Diagramm verglichen (siehe Abb. 9-5).

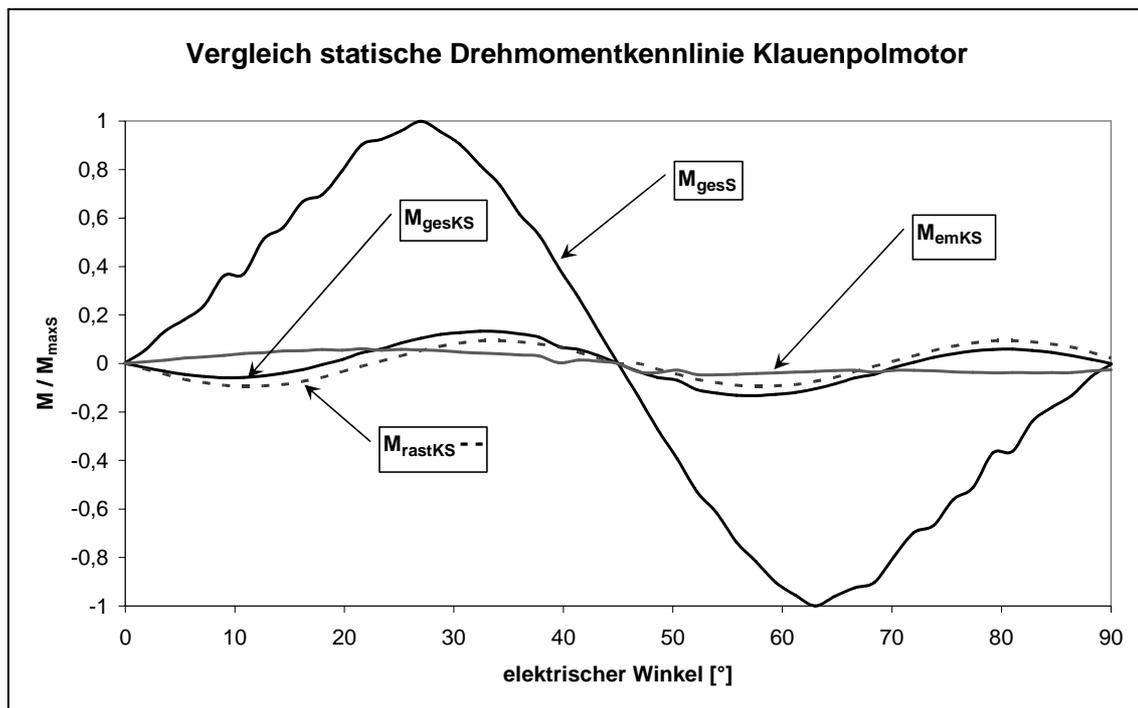


Abb. 9-5 Vergleich der berechneten statischen Drehmomentkennlinien zwischen einem Serienklauenpolmotor und einem Klauenpolmotor mit kunststoffgespritzten Klauen.

Neben dem Gesamtmoment des Serienmotors  $M_{\text{gesS}}$  und dem Gesamtmoment des Motors mit dem kunststoffgespritzten Klauen  $M_{\text{gesKS}}$ , wird auch das Rastmoment  $M_{\text{rastKS}}$  und das

elektromagnetische Moment  $M_{emKS}$  des Motors mit den kunststoffgespritzten Klauen dargestellt. Aus Abb. 9-5 ist zu erkennen, dass die Kennlinie des Gesamtmoments  $M_{gesKS}$  des Motors mit den kunststoffgespritzten Klauen neben einer erheblich reduzierten Drehmomentamplitude, auch einen unterschiedlichen Verlauf aufweist. Das Gesamtdrehmoment des Motors aus den kunststoffgespritzten Klauen hat gegenüber dem Serienmotor über einen Winkel von  $90^\circ$  doppelte Frequenz. Das Gesamtmoment des Klauenpolmotors setzt sich aus dem elektromagnetischen Moment  $M_{em}$  und dem Rastmoment  $M_{rast}$  zusammen (siehe Gl. 9-2).

$$M_{ges} = M_{em} + M_{rast} \quad \text{Gl. 9-2}$$

Bei dem Klauenpolmotor mit dem kunststoffgespritzten Klauen sind die berechneten Werte des elektromagnetischen Moments  $M_{emKS}$  aufgrund des schlechten weichmagnetischen Materials sehr viel geringer als die Werte des Rastmoments  $M_{rastKS}$ , sodass das Gesamtmoment  $M_{gesKS}$  den charakteristischen Verlauf des Rastmoments aufweist (siehe Abb. 9-5). Der Motor ist somit nicht funktionsfähig, wodurch der Aufbau eines Funktionsmusters keinen Sinn macht. Das kunststoffgespritzte, weichmagnetische Material ist für diese Motortopologie nicht geeignet, sodass erst mit erheblich verbesserten kunststoffgespritzten weichmagnetischen Materialien eine Annäherung an den charakteristischen Gesamtdrehmomentverlauf des Serienmotors  $M_{gesS}$  erwartet werden kann. Aufgrund der vorhandenen Simulationsergebnisse eignet sich dieser Motor nicht für den Aufbau eines Funktionsmusters.

## 9.2. Zusammenfassung, Wahl eines Motors

Während sich anhand der Simulationsergebnisse der Klauenpolmotor nicht für den Aufbau eines Funktionsmusters eignet, sind die Ankergeometrien der beiden genannten Gleichstrommotoren für den Aufbau eines Funktionsmusters geeignet. Neben der Tatsache, dass beide Motoren permanentmagneterregt sind, genügen sie auch den geforderten spritztechnischen Produktionsparametern und weisen keine Wandstärken über 4mm orthogonal zur Spritzrichtung auf. Für den Aufbau eines Funktionsmusters wird jedoch der DC-Motor ( $I_A \gg D_A$ ) gewählt. Entscheidend für den Aufbau eines Funktionsmusters mit dieser Ankergeometrie ist, dass diese nur mit kunststoffgespritzten weichmagnetischen Werkstoffen einwandfrei herstellbar ist, wenn dabei geometrische Freiheiten, wie axial überstehende Zahnköpfe und abgerundete Zahnhälse sowie die

Integration von zusätzlichen Läuferkomponenten, wie der Welle, innerhalb eines Herstellungsschrittes möglich sein sollen.

Mit anderen Materialien, wie Elektroblechen und weichmagnetischen Pulververbundwerkstoffen, kann diese Ankergeometrie unter Berücksichtigung der geometrischen Freiheiten und der Möglichkeit zur Integration weiterer Läuferkomponenten, nicht hergestellt werden. Der DC-Motor ( $l_A \gg D_A$ ) kann mit Pulververbundwerkstoffen nicht hergestellt werden, da Dichte- und somit Permeabilitätsunterschiede innerhalb der Komponente auftreten können. Mit Pulververbundwerkstoffen ist ein Verhältnis von Bauteiltiefe zur Bauteilbreite von maximal 3:1 in Pressrichtung einzuhalten [Jack-00b], da diese Unterschiede ansonsten zu ungewollten und nicht vorhersehbaren Flusskonzentrationen innerhalb der Komponente führen können, was sich durch eine erheblich verringerte Permeabilität negativ auf die Motoreigenschaften auswirken kann.

### **9.3. Aufbau eines Funktionsmusters**

Die simulierten Kennlinien des DC-Motors ( $l_A \gg D_A$ ) haben gezeigt, dass der Motor grundsätzlich funktionsfähig ist. Um die berechneten Ergebnisse zu validieren, wird ein Anker unter Verwendung des in Kapitel 7 beschriebenen FeSi-Compounds aufgebaut.

#### **9.3.1. Entwurf und Aufbau eines kunststoffgespritzten Ankerpakets**

Im Gegensatz zu der Ankergeometrie des Serienmotors ( $l_A \gg D_A$ ), werden an der kunststoffgespritzten Ankergeometrie einige Modifikationen vorgenommen, um das Potential der geometrischen Freiheit und der magnetischen 3D-Fähigkeit auszuschöpfen. So sind die Zahnhälse der kunststoffgespritzten Ankergeometrie abgerundet und nach innen versenkt, sodass die Zahnköpfe axial überstehen. Die überstehenden Zahnköpfe werden dabei mechanisch durch Radien in axialer Richtung verstärkt, um eine entsprechende Stütze zu erhalten. Diese Radien sind erforderlich, da sich die Zahnköpfe bei den hohen Drehzahlen aufgrund der auftretenden Zentrifugalkräfte radial verbiegen können und womöglich an den Permanentmagneten schleifen. Abb. 9-6 zeigt die beschriebenen Modifikationen.

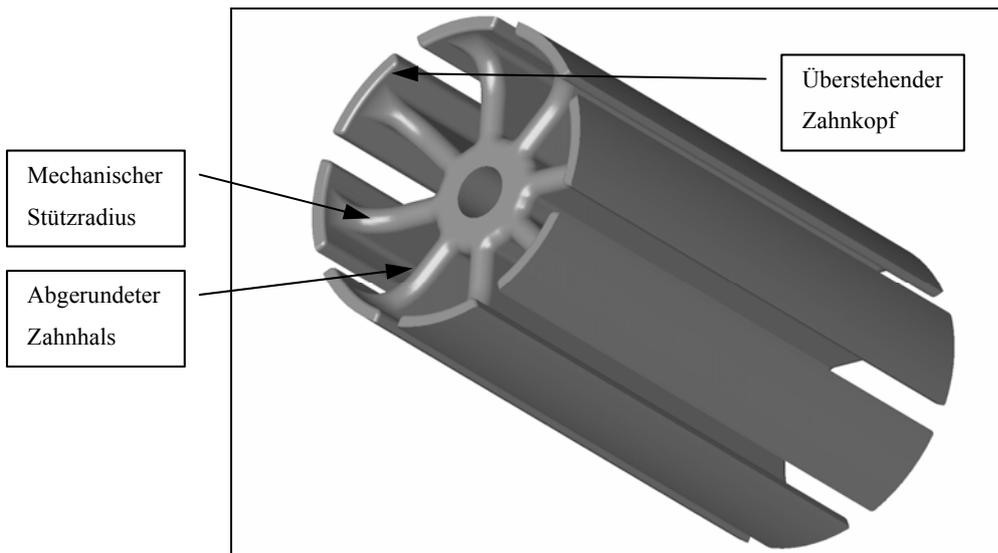


Abb. 9-6 Modell für den zu spritzenden Ankerprototypen.

Aufgrund der axial überstehenden Zahnköpfe können die Wickelköpfe vollständig unter die Zahnköpfe versenkt werden, wodurch grundsätzlich eine axiale Längenreduzierung des gesamten Motors möglich ist. Durch die abgerundeten Zahnhälse wird der Wicklungsprozess des Ankers vereinfacht und eine bei geblechten Ankern erforderliche Ankerisolation, die den Draht beim Bewickeln schützt, kann minimiert werden oder sogar ganz entfallen. Die maximale axiale Länge des kunststoffgespritzten Ankerpakets bleibt genauso lang, wie die axiale Länge des Serienankerpakets. Aufgrund der versenkten Zahnhälse ist die gesamte Windungslänge reduziert, was sich durch einen geringeren Ankerkreiswiderstand  $R_A$  bemerkbar macht. Alle weiteren Komponenten bzw. Parameter wie Polgehäuse, Kommutator, Magnetmaterial, Magnetgeometrie, Bürstenträger sowie Wicklungsquerschnitt und Windungszahl bleiben wie bei der Serienspezifikation. Dies ist erforderlich, damit ein aussagefähiger Vergleich des Motors mit dem kunststoffgespritzten Anker und dem Serienmotor möglich ist.

### 9.3.2. Herstellung des kunststoffgespritzten Ankerpakets

Für die Herstellung der kunststoffgespritzten Ankergeometrie ist ein spezielles Spritzgießwerkzeug nötig. Mit diesem Werkzeug ist nicht nur die spritztechnische Herstellung der entworfenen Ankergeometrie möglich, sondern das Werkzeug ist so konstruiert, dass die Welle vor dem Spritzvorgang in das Werkzeug eingelegt und anschließend umspritzt wird. Dadurch ist ein zusätzliches Aufbringen des Ankerpakets auf

die Welle nicht mehr nötig. Abb. 9-7 zeigt eine Ankergeometrie nach dem Auswurf aus dem Spritzgießwerkzeug.

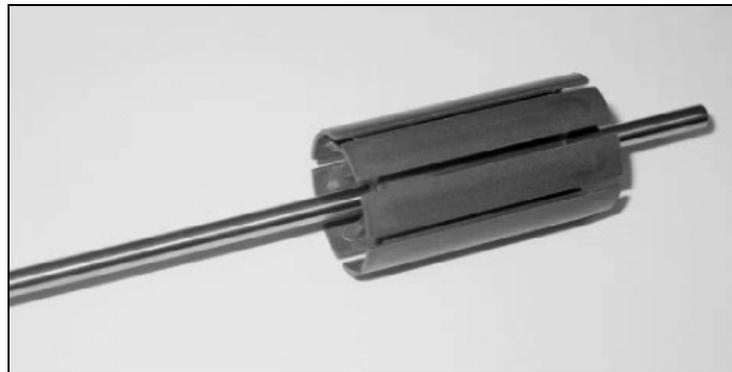


Abb. 9-7 Illustration des gespritzten Ankerpakets mit integrierter Welle.

Um eine formschlüssige Verbindung zwischen Ankerpaket und Welle zu erhalten, wird eine Standardwelle mit einem geeigneten Schlüsselmaß versehen, wodurch eine formschlüssige Verbindung zwischen Welle und Ankerpaket sichergestellt ist. Dazu wird die Welle mit zwei gegenüberliegenden planen Flächen versehen. In Abb. 9-8 rechts ist eine solche Fläche zu sehen. Ebenfalls in Abb. 9-8 links befindet sich eine prinzipielle axiale Ansicht der Ankerwelle vor (oben) und nach (unten) dem Aufbringen des Schlüsselmaß.

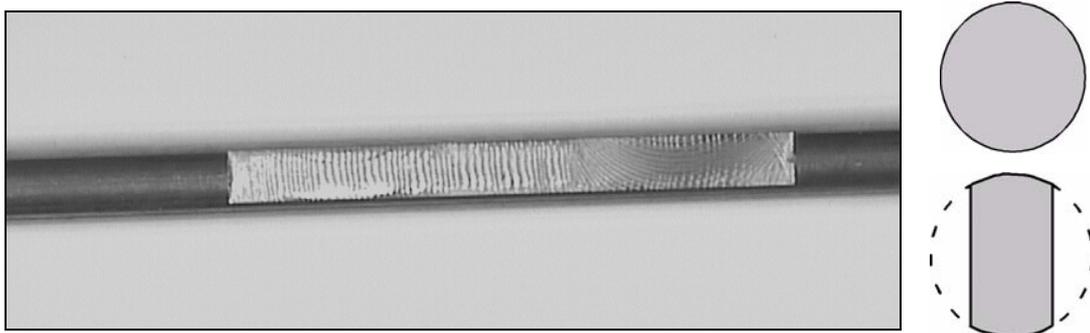


Abb. 9-8 Plan geschliffener Wellenabschnitt (links). Gegenüber der gezeigten Fläche befindet sich eine äquivalente Fläche. Rechts die axialen Prinzipansichten der Welle.

Zur Fertigstellung des Ankers, wird dieser noch mit einem Kommutator versehen und anschließend bewickelt. Bei der Bewicklung muss berücksichtigt werden, dass der kunststoffgespritzte Anker eine reduzierte mechanische Festigkeit gegenüber dem

geblechten Anker aufweist. Die Zugkraft  $F_{\text{zug}}$  beim Wicklungsprozess muss so gewählt werden, dass der Anker nicht deformiert oder beschädigt wird. Abb. 9-9 zeigt einen vollständigen Anker. Die Wicklung, die versenken Wickelköpfe und der Kommutator sind zu erkennen.



Abb. 9-9 Bewickelter Anker aus einem kunststoffgespritzten weichmagnetischen Werkstoff (FeSi-Compound).

#### **9.4. Simulation des Funktionsmusters mit dem modifizierten KS-Anker**

Für die ersten Simulationen mit dem kunststoffgespritzten, weichmagnetischen Material wird die Geometrie des Serienankers beibehalten. Bei diesen Simulationen werden nun auch die in Kapitel 8.3 beschriebenen Modifikationen berücksichtigt. Problematisch bei den Simulationen des Motors mit dem KS-Anker ist jedoch, dass zum einen keine Ummagnetisierungsverluste angegeben werden können (vgl. Kapitel 7) und zum anderen, dass es zu Entmischungen des Compounds während des Spritzprozesses kommt, die sich durch Materialinhomogenitäten und somit zu Permeabilitäts- und Induktionsunterschiede innerhalb des Compounds führen. Die Compoundentmischungen erschweren die Betriebskennlinienberechnung der Motoren mit dem kunststoffgespritzten Ankern erheblich, da weder der Grad noch der Ort der Materialentmischung bekannt sind.

##### **9.4.1. Berechnete Betriebskennlinien des Serienmotors**

Vor der Simulation des Motors mit dem modifizierten KS-Anker werden die Betriebskennlinien des Serienmotors neben der vorgesehenen Ankerspannung von 13V mit weiteren Ankerspannungen (4V, 6V, 8V, 10V) berechnet. Da bei dem Motor mit dem KS-Anker hohe Drehzahlen zu erwarten sind, die mit den vorhandenen Messeinrichtungen

nicht fehlerfrei messbar sind, ist dies erforderlich, um einen aussagekräftigen Vergleich zwischen dem Serienmotor und dem Motor mit dem KS-Anker ziehen zu können. Abb. 9-10 zeigt die unterschiedlichen berechneten Betriebskennlinien.

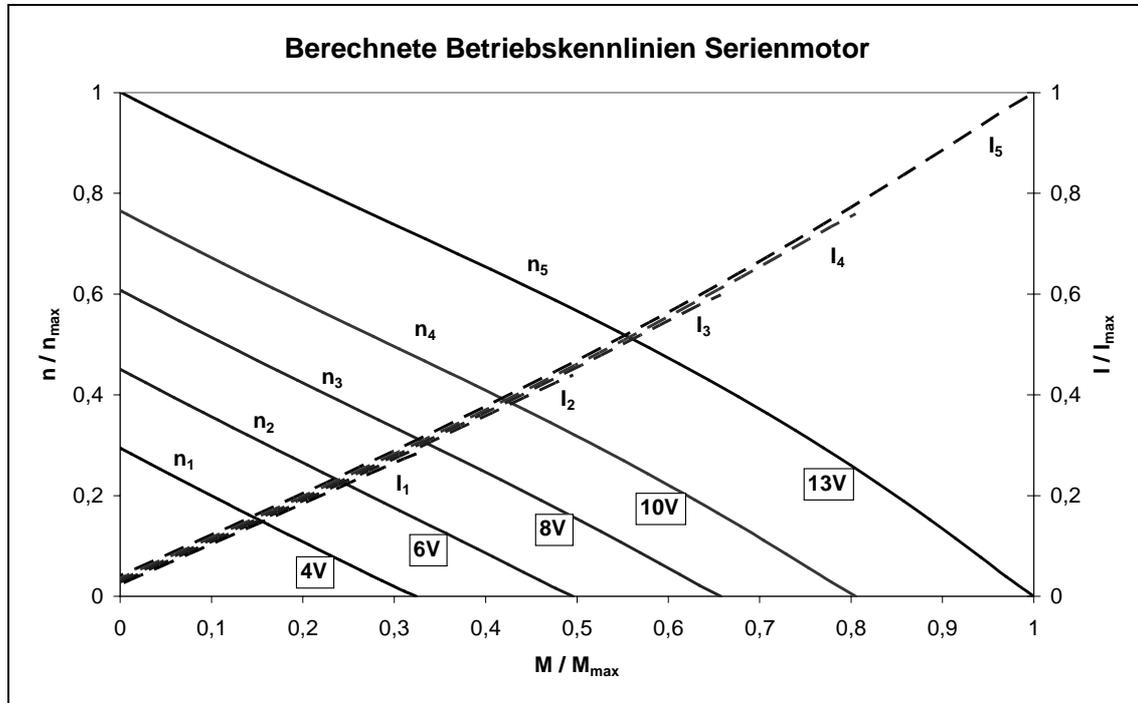


Abb. 9-10 Darstellung der berechneten Drehzahl-Drehmoment- und Strom-Drehmoment-Kennlinien des Serienmotors bei unterschiedlichen Ankerspannungen.

Die Drehzahl-Drehmoment-Kennlinien liegen aufgrund der unterschiedlichen Ankerspannungen erwartungsgemäß parallel zueinander, während die Strom-Drehmoment-Kennlinien unterschiedliche Maxima bei gleicher Steigung erreichen (siehe auch [Gerl-03]). Der nicht lineare Verlauf der Drehzahl-Drehmoment-Kennlinien bei Ankerspannungen von 10V und 13V ist durch Sättigungseffekte zu erklären. Bei Ankerspannungen von 4V – 8V sind diese Sättigungseffekte nicht mehr erkennbar.

#### 9.4.2. Berechnete Betriebskennlinien des Motors mit dem modifizierten KS-Anker

Auch der Motor mit dem modifizierten KS-Anker wird bei den gleichen Ankerspannungen  $U_A$  berechnet wie der Serienmotor. Abb. 9-11 zeigt die Betriebskennlinien des Motors mit dem modifizierten KS-Anker.

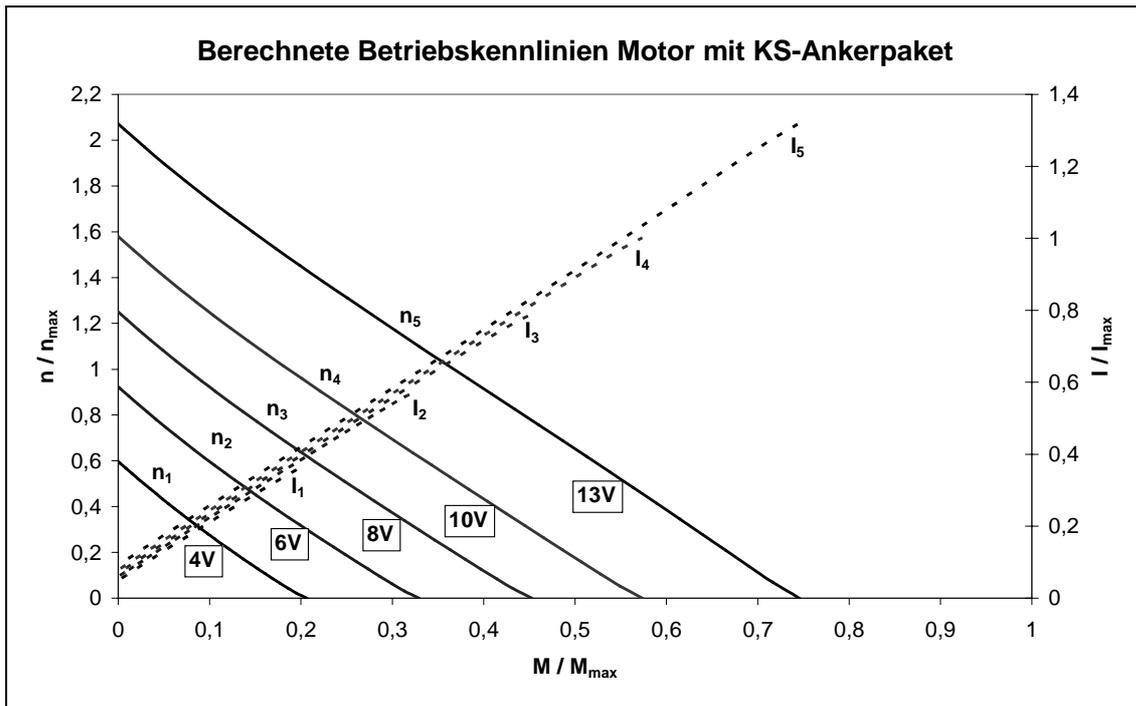


Abb. 9-11 Berechnete Drehzahl-Drehmoment- und Strom-Drehmoment-Kennlinien des Motors mit dem KS-Anker bei verschiedenen Ankerspannungen. Die reduzierte Windungslänge ist berücksichtigt.

Die Charakteristik der Betriebskennlinienverläufe ist bei beiden Motoren identisch. Aufgrund des reduzierten magnetischen Flusses  $\Phi$ , liegt die maximale Drehzahl des Motors mit dem modifizierten Anker oberhalb, das maximale Drehmoment unterhalb der äquivalenten Werte des Serienmotors. Als Referenzwerte werden hier die Maximalwerte des Serienmotors herangezogen.

Auffallend ist, dass bei diesem Motor ein höherer Strom als bei dem Serienmotor erreicht wird. Dies ist durch die verkürzte Wicklungslänge aufgrund der versenkten Zahnköpfe und dem somit reduzierten Ankerkreiswiderstand  $R_A$  zu erklären. Der reduzierte Ankerkreiswiderstand  $R_A$  hat keinen Einfluss auf die Leerlaufdrehzahl. Jedoch die Steigung der Drehzahlkennlinien wird dadurch weniger steil. D.h., bei Belastung tritt ein verringerter Drehzahlabfall ein, als bei der Kennlinie des Motors mit dem kunststoffgespritzten Serienanker. Gl. 9-3 verdeutlicht dies (siehe [Gerl-03]).

$$n = \frac{U_A}{c \cdot \Phi} - \frac{2\pi \cdot R_A}{(c \cdot \Phi)^2} \cdot M \quad \text{Gl. 9-3}$$

Bei den Drehzahlkennlinien des Motors mit dem kunststoffgespritzten Anker fällt auf, dass zum Einen bei allen Kennlinien in der Nähe zur jeweiligen Leerlaufdrehzahl die Steigung der Drehzahlkennlinien größer ist, zum Anderen, dass in der Nähe des jeweiligen Haltemoments die Drehzahlkennlinien weniger steil sind und keinen typischen Sättigungseffekt wie der Serienmotor aufweisen. Dies ist jeweils auf eine unangepasste Kommutierung zurückzuführen. Der beim Aufbau des Funktionsmusters verwendete Serienbürstenträger sollte an die veränderten magnetischen Gegebenheiten des Motors mit dem kunststoffgespritzten Anker angepasst werden. Die Bürsten des Serienmotors sind an den resultierenden Feldverlauf  $\Phi_{\text{res}}$  als Vektorsumme aus Magnetfeld  $\Phi_{\text{M}}$  und Ankerfeld  $\Phi_{\text{A}}$  angepasst. Dies bedeutet, dass die Bürsten aus der Pollücke in die magnetisch neutrale Zone verschoben werden. Da sich bei dem Motor mit dem kunststoffgespritzten Anker die Feldvektoren  $\Phi_{\text{M}}$ ,  $\Phi_{\text{A}}$  und  $\Phi_{\text{res}}$  ändern, verschiebt sich dessen neutrale Zone. Die Bürsten müssen an diese verschobene neutrale Zone angepasst werden. Abb. 9-12 verdeutlicht dies.

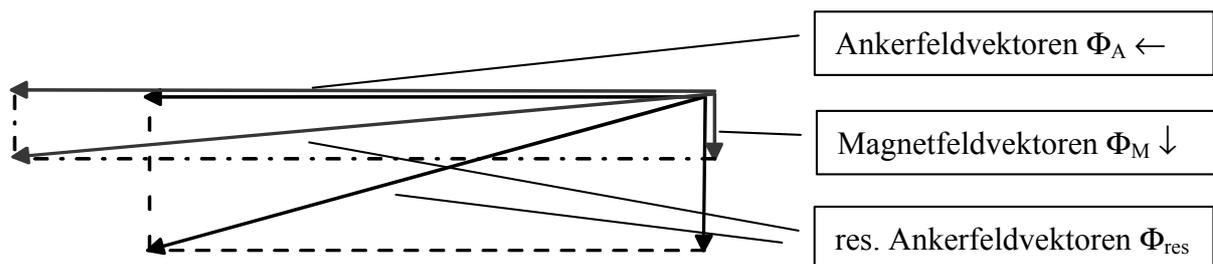


Abb. 9-12 Vektordiagramm zur Verzerrung des Magnetfeldes durch Ankerrückwirkung (siehe [Hann-66]).

Der Motor mit dem modifizierten KS-Anker erreicht 74% des Maximaldrehmoments des Serienmotors  $M_{\text{maxS}}$ . Dies ist eine deutliche Steigerung gegenüber des Motor mit dem KS-Serienanker. Diese Aussage trifft jedoch nur zu, wenn in der modifizierten Ankergeometrie keine Sättigungseffekte auftreten und der magnetische Fluss  $\Phi$  ungehindert fließen kann.

## 9.5. Messtechnische Charakterisierung des Funktionsmusters

Um die berechneten Betriebskennlinien zu verifizieren, werden die Betriebskennlinien des Serienmotors und des Motors mit dem kunststoffgespritzten Anker gemessen. Dabei ist problematisch, dass das vorhandene Funktionsmuster Leerlaufdrehzahlen aufweist, die mit der vorhandenen Messeinrichtung nicht fehlerfrei messbar sind. Aus diesem Grund sind die gemessenen Drehzahl-Drehmoment-Kennlinien des Motors mit dem

kunststoffgespritzten Anker bei Ankerspannungen von 13V und 10V äußerst kritisch zu bewerten und können bei einem Vergleich zwischen den berechneten und gemessenen Betriebskennlinien nicht herangezogen werden.

### 9.5.1. Gemessene Betriebskennlinien des Serienmotors

Die Betriebskennlinien des Serienmotors sind mit der vorhandenen Prüfeinrichtung uneingeschränkt bei Ankerspannungen von 4V bis 13V messbar. Abb. 9-13 zeigt die gemessenen Drehzahl-Drehmoment-Kennlinien bei den genannten Ankerspannungen.

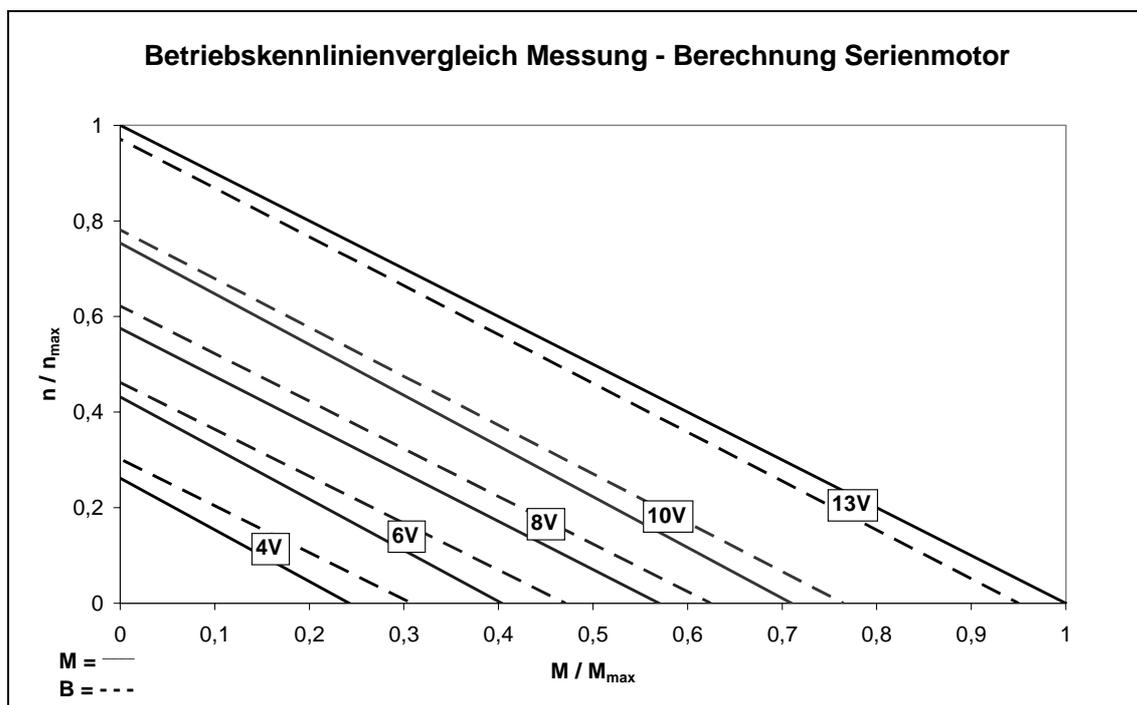


Abb. 9-13 Vergleich der bei unterschiedlichen Spannungen gemessenen (M) und berechneten (B) Betriebskennlinien des Serienmotors.

Zusätzlich zu den gemessenen (M) sind auch die berechneten Kennlinien (B) bei den jeweiligen Ankerspannungen in Abb. 9-13 zu finden. Als Referenzwerte für den Kennlinienvergleich dienen jeweils die maximale Drehzahl  $n_{max}$  und das maximale Drehmoment  $M_{max}$  aus den Messungen des Serienmotors, wodurch sich Unterschiede bei den berechneten Werten zwischen Abb. 9-10 und Abb. 9-13 erklären lassen. Es ist ersichtlich, dass zwischen den berechneten und gemessenen Kennlinien tendenziell Übereinstimmung herrscht. Es fällt auf, dass der prozentuale Unterschied zwischen den gemessenen und den berechneten Kennlinien bei sinkender Ankerspannung größer wird. Die Abweichungen liegen zwischen 5% bei  $U_A = 13V$  und 20% bei  $U_A = 4V$  bezogen auf

das maximale Drehmoment. Mögliche Unterschiede zwischen Berechnung und Wirklichkeit können durch idealisierte Berechnungsparameter, wie z.B. Bürstenspannungsabfall und Reibungsverlusten, erklärt werden.

#### **9.5.2. Gemessene Betriebskennlinien des Motors mit dem modifizierten KS-Anker**

Wie beschrieben, ist es hier nicht möglich die gemessenen Betriebskennlinien bei 10V und 13V zu bewerten und für einen Vergleich mit den berechneten Werten heranzuziehen. Des weiteren zeigt sich, dass die gemessenen und berechneten Werte auch bei Ankerspannungen von 4V, 6V und 8V weniger gut übereinstimmen, obwohl der Messbereich des Prüfstandes für Messungen der Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie bei diesen Spannungen ausreichend ist. Aber auch hier sind Messungenauigkeiten bei geringeren Spannungen zu berücksichtigen. Die erheblichen Unterschiede zwischen den gemessenen und berechneten Kennlinien sind jedoch durch die beschriebenen Materialinhomogenitäten des kunststoffgespritzten FeSi-Compounds zu erklären. Gerade in den Randbereichen des kunststoffgespritzten Ankers sind die beschriebenen Materialentmischungen besonders deutlich. Die axial überstehenden Zahnköpfe sind sehr viel weicher als beispielsweise die Zahnhäuse, was durch einen geringeren Anteil des FeSi-Füllstoffs zu erklären ist. Neben der größeren Flexibilität ist die Entmischung auch optisch erkennbar. Die Bereiche mit geringerem Füllstoffanteil weisen eine andere Färbung auf als solche mit höherem FeSi-Anteil. Abb. 9-14 zeigt diese optischen Unterschiede anhand eines Ankerpakets und eines Toroidfragments. Das Toroidfragment ist heller, was auf eine geringere Entmischung hindeutet. Die dunkleren Zahnköpfe des Ankerpakets, weisen gegenüber dem Toroidfragment eine größere Entmischung auf.

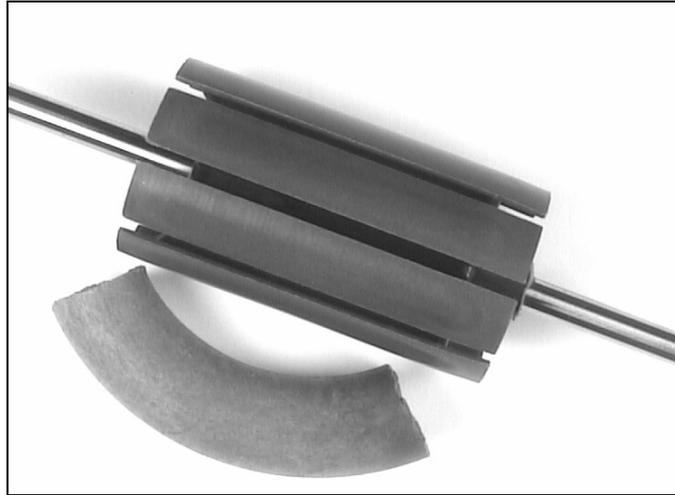


Abb. 9-14 Optische Darstellung der Entmischungseffekte anhand eines gespritzten Ankerpakets und eines Toroidfragments.

Durch die Materialinhomogenitäten des Ankers, ist es schwierig den Motor exakt zu berechnen. Wird der Anker mit der maximalen axialen Ankerlänge  $l_{Amax}$  berechnet, ergibt sich eine wesentlich geringere Leerlaufdrehzahl und ein erheblich größeres Maximaldrehmoment als bei den gemessenen Werten. Wird die Ankerlänge auf die axiale Länge der versenkten Zahnhäse  $l_{Amin}$  verkürzt, reduziert sich das Maximaldrehmoment und die Leerlaufdrehzahl steigt weit über den Wert der gemessenen Leerlaufdrehzahl (siehe Abb. 9-16). Erst bei einer empirischen ermittelten effektiven Ankerlänge  $l_{Aeff}$  von 89% der maximalen axialen Ankerlänge ergibt sich eine gute Übereinstimmung mit der gemessenen Betriebskennlinie. Abb. 9-15 verdeutlicht die beschriebene Vorgehensweise.

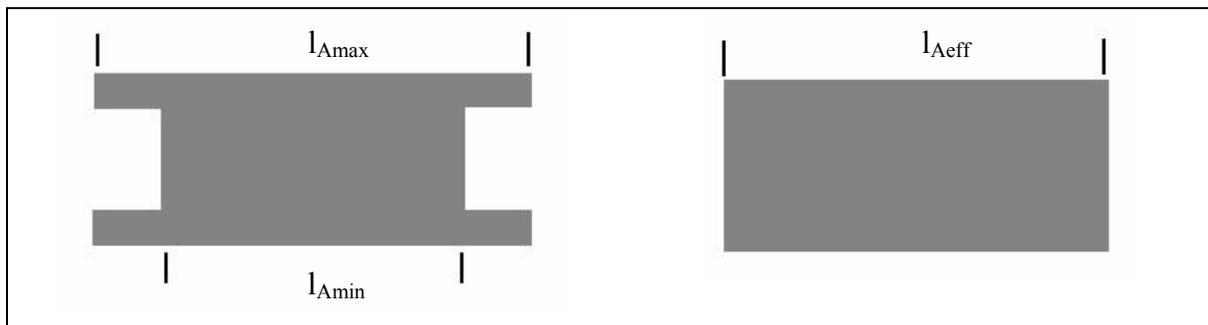


Abb. 9-15 Prinzipdarstellung der für die Berechnungen herangezogenen axialen Ankerlängen.

Abb. 9-16 zeigt den Vergleich der gemessenen und der verschiedenen berechneten Drehmomentkennlinien.

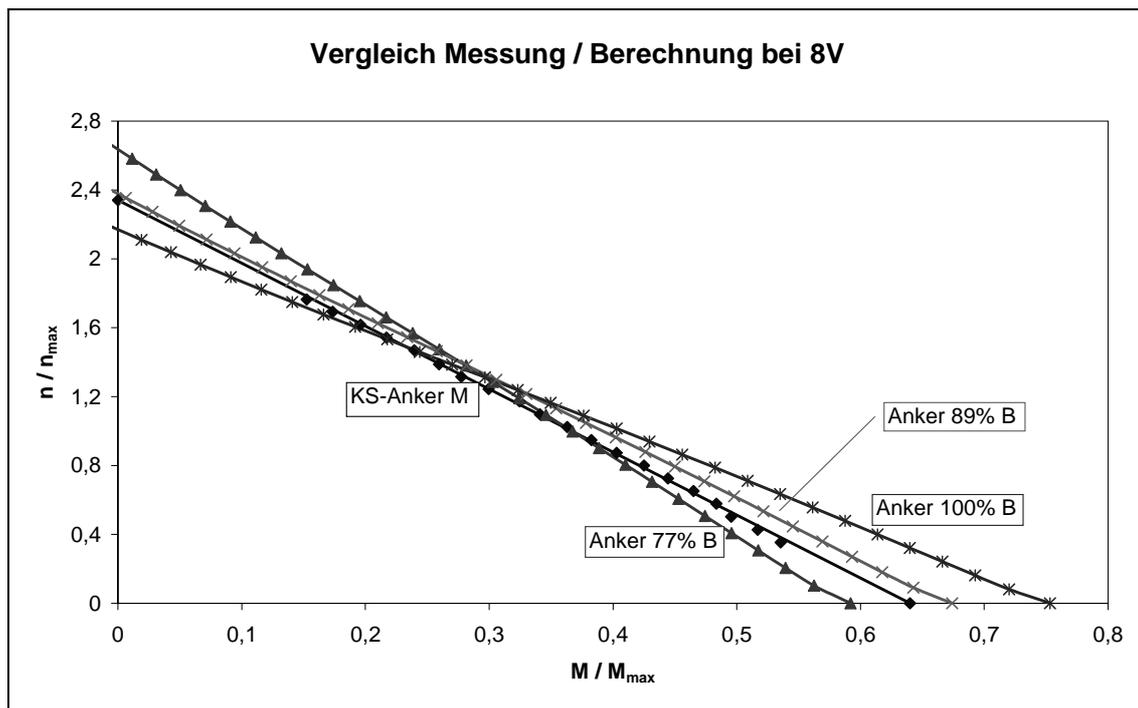


Abb. 9-16 Vergleich der gemessenen (M) und berechneten Drehzahl-Drehmoment-Kennlinien (B) des Motors mit dem KS-Anker. Die berechneten Kennlinien sind bei unterschiedlichen axialen Ankerpaketlängen dargestellt.

Als Referenzwerte dienen in diesem Fall die maximale Drehzahl  $n_{max}$  bzw. das maximale Drehmoment  $M_{max}$  aus der Kennlinienmessung des Serienmotors bei einer Ankerspannung von 8V. Die Übereinstimmung der berechneten Kennlinie mit der 89%-en bzw. effektiven Ankerlänge  $l_{Aeff}$  mit der gemessenen Kennlinie, wird durch die Vergleiche bei 4V und 6V bestätigt. Abb. 9-17 zeigt den Vergleich der gemessenen und berechneten Kennlinien bei Ankerspannungen von 4V bis 8V.

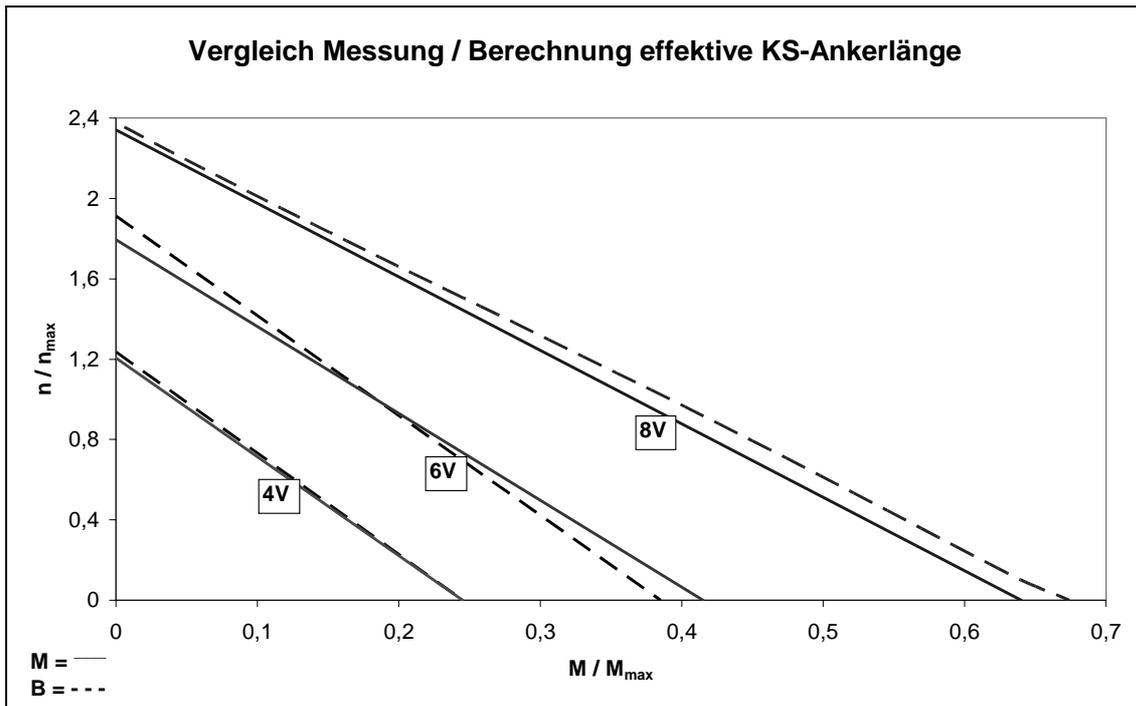


Abb. 9-17 Gegenüberstellung der gemessenen und berechneten Drehzahl-Drehmoment-Kennlinien des Motors mit dem KS-Anker. Den berechneten Kennlinien liegt jeweils die effektive axiale Ankerpaketlänge  $l_{Aeff}$  zugrunde.

Unterschiede zwischen den gemessenen und berechneten Drehzahlkennlinien sind im Gegensatz zum Serienmotor in erster Linie auf die beschriebenen Materialinhomogenitäten und die effektive Ankerlänge  $l_{Aeff}$  zurückzuführen. Die Kennlinien 10V und 13V werden aufgrund der beschriebenen Messungenauigkeiten nicht in dem Diagramm dargestellt.

### 9.6. Messung der induzierten Spannung $U_i$ und des Rastmoments $M_{rast}$

Neben den Betriebskennlinienmessungen werden auch die induzierte Spannung  $U_i$  und das Rastmoment  $M_{rast}$  gemessen und anschließend miteinander verglichen.

Wie aus Abb. 9-18 ersichtlich, ergeben sich bei beiden Motoren jeweils eine pulsierende Gleichspannung als induzierte Spannung  $U_i$ .

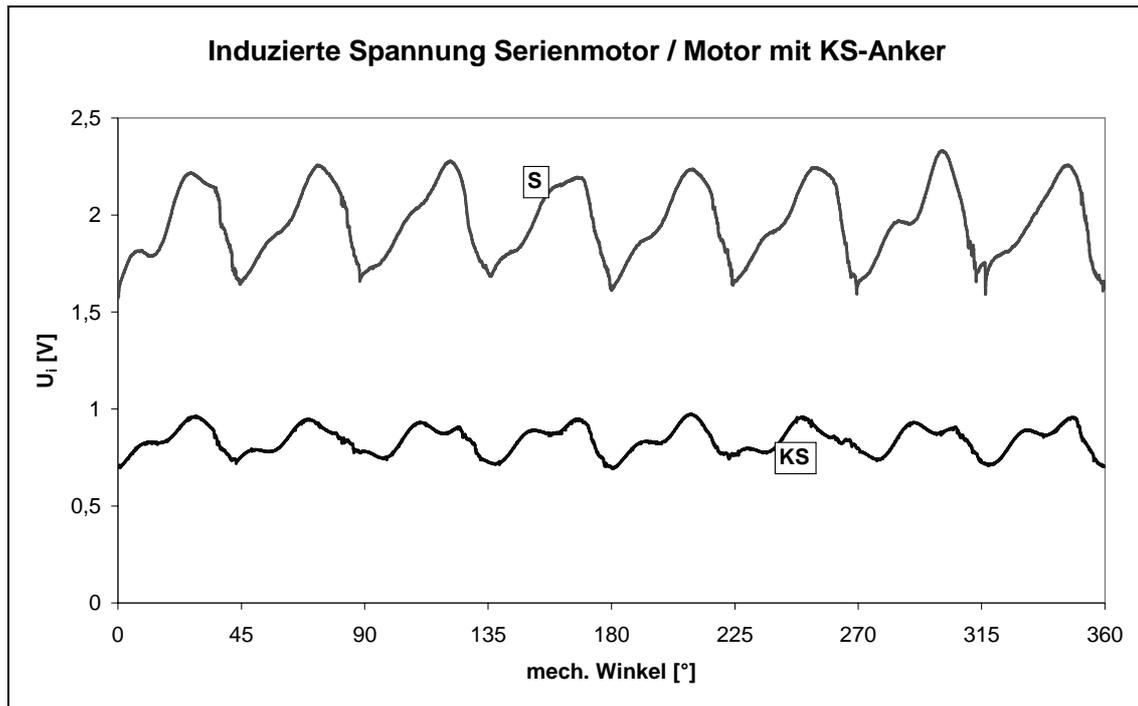


Abb. 9-18 Gegenüberstellung der Verläufe der induzierten Spannung  $U_i$  des Serienmotors und dem Motor mit dem KS-Anker ( $I_A \gg D_A$ ).

Der Wechselanteil besitzt Nutzfrequenz  $f_N = N \cdot n$ . Deutlich ist jeweils die Rotornutzahl  $N$  (hier  $N = 8$ ) bei einer mechanischen Umdrehung von  $360^\circ$  zu erkennen. Da die Drehzahl bei Messung der induzierten Spannung und die Nutzahl des kunststoffgespritzten Ankers gleich der des Serienankers ist, ergibt sich die gleiche Anzahl von Minima und Maxima bei einer mechanischen Umdrehung. Dies ist ebenfalls aus Abb. 9-18 zu entnehmen. Die induzierte Spannung  $U_i$  des Motors mit dem modifizierten KS-Anker ist aufgrund des reduzierten magnetischen Flusses  $\Phi$  gegenüber der des Serienmotors reduziert. Gl. 9-4 bestätigt dies, da die Maschinenkonstante  $c$  und die Drehzahl  $n$  bei der Messung bei beiden Motoren gleich sind [Gerl-03].

$$U_i = c \cdot \Phi \cdot n \quad \text{Gl. 9-4}$$

Das Rastmoment des Motors mit dem kunststoffgespritzten Anker ist sehr viel größer als das Rastmoment des Serienmotors. Dies ist durch die größere Energieänderung erklärbar. Das kunststoffgespritzte weichmagnetische Material hat verringerte magnetische Eigenschaften ( $\mu_r$ ,  $B_{\max}$ ), sodass der magnetische Fluss geringer ist. Drehen sich die Anker, wird sich bei dem Serienanker, der ein Material mit besseren magnetischen Eigenschaften

aufweist, eher ein magnetischer Fluss über den Zahn einstellen, wenn dieser in die Nähe des Permanentmagneten kommt. Bei dem kunststoffgespritzten Anker wird sich erst ein Fluss einstellen, wenn sich der Zahn fast unter dem Permanentmagneten befindet. Dadurch findet die Energieänderung schlagartiger statt und somit ist auch das Rastmoment des Motors mit dem kunststoffgespritzten Anker größer. Dieser Unterschied ist auch aus der Abb. 9-19 ersichtlich.

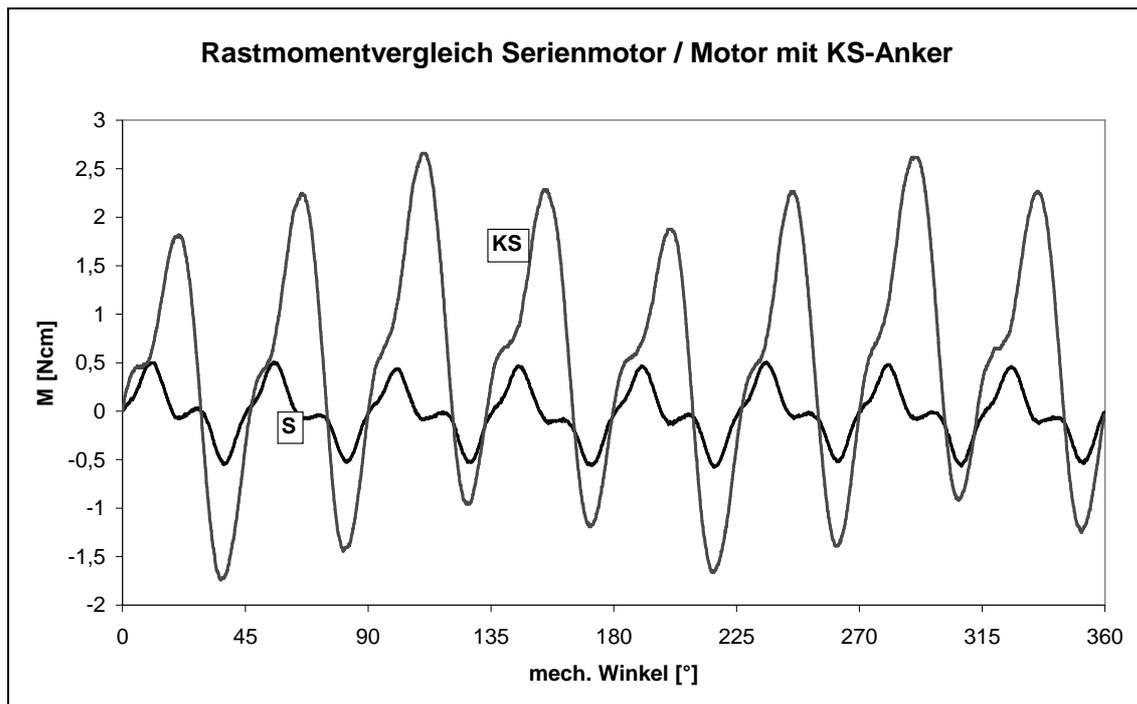


Abb. 9-19 Vergleich der Rastmomentverläufe des Serien-DC-Motors ( $I_A \gg D_A$ ) mit dem Motor mit dem KS-Anker.

Hier ist deutlich, dass die Flanken vom positiven zum negativen Maximum bei dem Motor mit dem kunststoffgespritzten Anker sehr viel steiler ausfallen als die Flanken bei dem Serienmotor. Durch Gl. 9-5 wird bestätigt, dass das Rastmoment von dem Gradienten der magnetischen Koenergie  $W_m^*$  abhängt.

$$M = \frac{\partial W_m^*}{\partial \varphi} \quad \text{Gl. 9-5}$$

## 9.7. Anpassung an die Serienspezifikation

Um den Motor mit dem kunststoffgespritzten Anker an die Serienspezifikation anzupassen, müssen diverse Modifikationen vorgenommen werden. Die Anpassung erfolgt in diesem Fall durch eine Veränderung der Magnete, des Ankers und der Wicklung. Eine Veränderung der grundlegenden Motortopologie ist nicht vorgesehen, sodass die Ankerspannung, die Nutzahl, der Kommutator und die Polpaarzahl erhalten bleiben. Unter Berücksichtigung der genannten Bedingungen kann die Serienspezifikation unter den folgenden Anpassungen erreicht werden. Die axiale Länge des Ankers wird um 48%, der Ankerdurchmesser um 33% gegenüber dem Serienmotor erhöht. Abb. 9-20 verdeutlicht die erforderliche Größenanpassung.

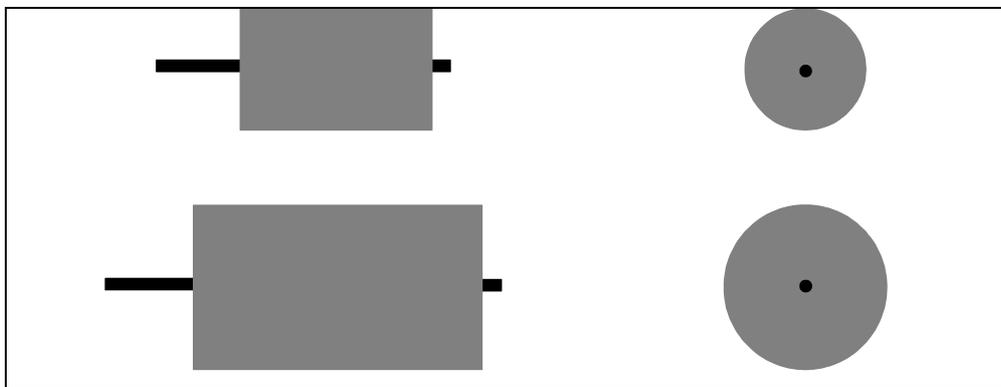


Abb. 9-20 Maßstäblicher Größenvergleich der Seitenansicht (links) und der axialen Ansicht (rechts) des Serienankers (oben) und des an die Serienspezifikation angepassten Ankers (unten).

Das Magnetmaterial des Serienmotors wird durch ein Material mit einem höheren Energiebeiwert  $-(BH)_{\max}$  ersetzt. Zusätzlich werden die Magnetdicke um 25% und die Magnetbreite bzw. Polüberdeckung um 35% erhöht. Die axiale Länge der Magnete wird an die erhöhte axiale Länge des Ankerpakets angepasst. Die Vergrößerung des Ankerpakets und der Magnete bringt neben einer Anpassung des Polgehäuses und der Welle auch eine Erhöhung der Wicklungslänge mit sich. Die vergrößerte Nutfläche wird durch einen um 30% größeren Wicklungsdurchmesser und eine um 32% erhöhte Windungszahl genutzt. Da sich die Wicklungslänge ebenfalls erhöht (39%), ergibt sich trotz des größeren Durchmessers in diesem Fall ein erhöhter Wicklungswiderstand und damit bei gleich bleibender Spannung ein verringerter Strom.

Die vorgestellte Anpassung ist nur eine Möglichkeit die Serienspezifikation zu erreichen. Andere Angleichungskombinationen sind ebenfalls denkbar. Bei der Wahl anderer

Geometrie- und Wicklungsverhältnisse sowie der Wahl eines Magnetmaterials mit verbessertem Energiebeiwert  $-(BH)_{\max}$  kann die Betriebskennlinie des Serienmotors auch erreicht werden. Unklar ist jedoch, ob die vergrößerte Ankergeometrie spritztechnisch problemlos herstellbar ist, da zum einen Bauteildicken von 4mm orthogonal zur Spritzrichtung nicht überschritten werden sollten, zum anderen ermittelt werden muss, ob die Spritzform vollständig gefüllt werden kann, bevor das flüssige Compound erstarrt. Wenn neben den Leistungsdaten eine Baugrößenanforderung besteht, kann diese auch unter Berücksichtigung der versenkbaren Wickelköpfe bzw. der axial überstehenden Zahnköpfen nicht erfüllt werden.

### 9.8. Magnetisch aktive Motorkomponenten aus kunststoffgespritztem Material

Wird neben dem Ankerpaket auch das Polgehäuse durch das kunststoffgespritzte FeSi-Compound ersetzt, ergibt sich ein gegenüber dem Serienmotor und dem Motor mit dem kunststoffgespritzten Anker ein erheblich reduziertes Maximaldrehmoment  $M_{\max}$  und eine erhöhte Leerlaufdrehzahl  $n_{\max}$ . Abb. 9-21 verdeutlicht dies.

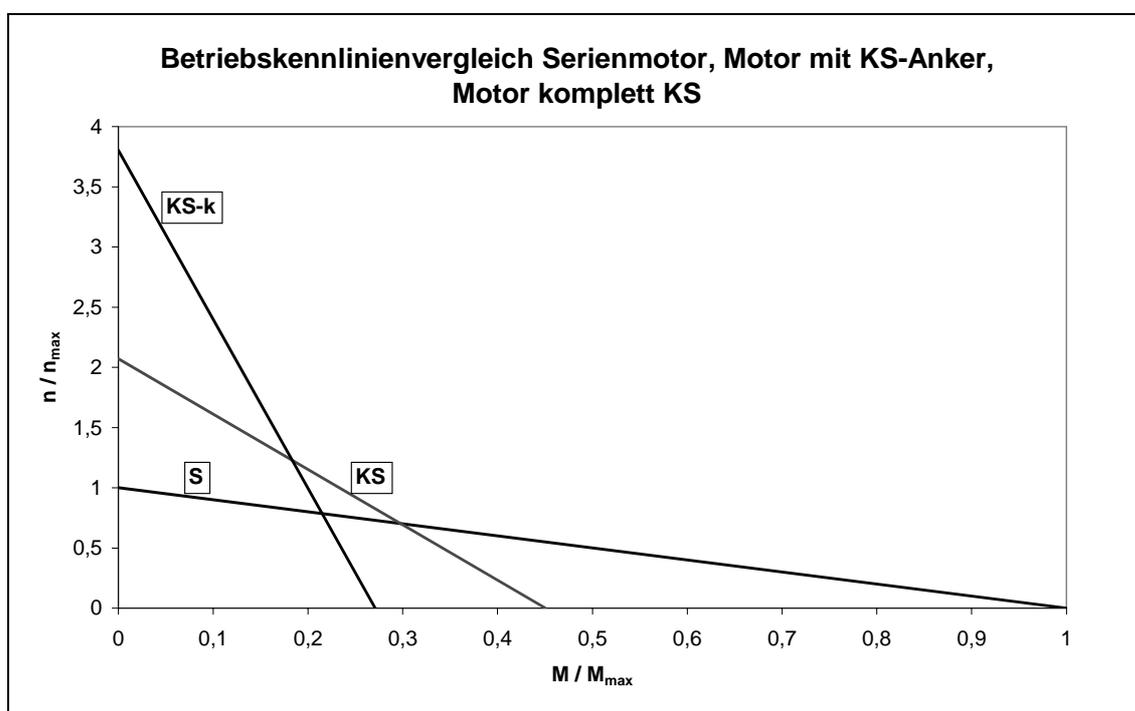


Abb. 9-21 Gegenüberstellung der gemessenen und berechneten Drehzahl-Drehmoment-Kennlinien des Serienmotors, des Motors mit dem KS-Anker und dem Motor mit KS-Anker und KS-Polgehäuse. Die Ankerspannung  $U_A$  liegt jeweils bei 13V.

Die berechnete Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie des Motors komplett aus kunststoffgespritztem Material („KS-k“) zeigt eine 3,8-fach erhöhte Leerlaufdrehzahl und ein erheblich reduziertes maximales Drehmoment (27%) gegenüber den gemessenen Werten des Serienmotors („S“). Auch an die gemessenen Werte des Motors mit dem kunststoffgespritzten Anker reicht der KS-Motor nicht heran (1,8-fache Leerlaufdrehzahl, 60% des maximal Drehmoments). Die wesentlich größere negative Steigung der Betriebskennlinie ist durch den reduzierten magnetischen Fluss  $\Phi$  aufgrund der verschlechterte Permeabilität  $\mu$  des Polgehäuses zu erklären.

Wenn der Motor mit kunststoffgespritzten Ankerpaket und Polgehäuse an die Serienspezifikation angepasst werden sollte, werden die geometrischen Abmessungen noch größer als die des serienspezifizierten Motors mit dem kunststoffgespritzten Anker ausfallen. Auch hier muss geklärt werden, ob dieser Motor spritztechnisch überhaupt herstellbar ist.

Aus den genannten Gründen macht der Aufbau eines Motors mit allen magnetisch aktiven Teilen aus einem kunststoffgespritzten weichmagnetischen Material keinen Sinn.

## 10. Weiterführende Arbeiten und Zusammenfassung

### 10.1. Weiterführende Arbeiten

In der vorliegenden Arbeit werden neue kunststoffgespritzte, weichmagnetische Werkstoffe vorgestellt, die auf ihre magnetischen, elektrischen und mechanischen Eigenschaften hin untersucht werden. Die Werkstoffe bieten die Möglichkeit zur dreidimensionalen Flussführung und es können komplexere Formen als mit Elektroblechen, Sintermaterialien oder Pulververbundwerkstoffen hergestellt werden. Kunststoffgespritzte Werkstoffe bieten außerdem bessere Möglichkeiten zur Integration anderer Motorkomponenten gegenüber den anderen Werkstoffen. Auch der hohe spezifische elektrische Widerstand  $\rho$  und die äußerst geringen, nicht messbaren, Ummagnetisierungsverluste  $P_{VU}$  bieten Vorteile gegenüber konventionell hergestellten weichmagnetischen Werkstoffen. Nachteilig gegenüber diesen Werkstoffen sind die verringerten magnetischen Eigenschaften wie maximale Flussdichte  $B_{max}$  und maximale relative Permeabilität  $\mu_{rmax}$ . Die mechanischen Eigenschaften sind gegenüber geblechten, gesinterten oder gepressten Materialien aus Pulververbundwerkstoffen ebenfalls vermindert.

Um eine ausreichende mechanische Festigkeit der kunststoffgespritzten Werkstoffe zu erreichen, sollte die bestehende Polypropylenmatrix gegen eine stabilere Polyamidmatrix ausgetauscht werden [Boss-3]. Bei einer Substitution des Polypropylens muss jedoch sichergestellt werden, dass zumindest eine gleich bleibende Spritzfähigkeit bei äquivalenten Volumenfüllgraden erhalten bleibt. Dies sollte eingehend untersucht werden. Bei Verwendung einer Polyamidmatrix könnte gleichzeitig das Bewickeln erleichtert werden. Der momentan erstellte Ankerprototyp kann zwar manuell bewickelt werden, aber es ist fraglich, ob die mechanische Festigkeit ausreichend ist, um einer maschinellen Bewicklung wie beim Serienmotor standzuhalten. Bei zu starkem Drahtzug legen sich die Zahnhälse radial aneinander und können ggf. brechen. Auch die axial überstehenden Zahnhälse sind Schwachstellen, die beim Bewickeln leicht deformiert werden können. Bei der bestehenden Ankergeometrie könnten die axial versenkten Zahnhälse leicht angehoben werden, ohne dass die Wickelköpfe unter dem Ankerpaket hervortreten würden. Dadurch werden die Zahnköpfe ebenfalls stabilisiert. Auch das Auswerfen aus der Spritzform gestaltet sich mit einem mechanisch stabileren Ankerpaket insgesamt ebenfalls einfacher.

Die Materialentmischungen während des Spritzvorganges sollten ebenfalls untersucht werden. Während die Materialentmischungen am Rand nicht unerwünscht sind, ist es signifikant, die Inhomogenitäten im Materialinnern zu beseitigen. Ein homogenes kunststoffgespritztes Material würde neben besseren magnetischen Eigenschaften auch die Möglichkeit einer genaueren Motorauslegung bieten. Des Weiteren muss eine Klärung der Abhängigkeiten der maximalen Flussdichten  $B_{\max}$  und der maximalen Permeabilitäten  $\mu_{r\max}$ , aufgrund des Füllgrades und der magnetischen Eigenschaften der Füllstoffmaterialien erfolgen.

Überdies besteht auch bei den magnetischen Eigenschaften der kunststoffgespritzten Werkstoffen Verbesserungspotential, damit diese Werkstoffe eine brauchbare Alternative zu konventionellen weichmagnetischen Werkstoffen darstellen können. Diese Verbesserungen können über einen erhöhten Füllgrad oder über Füllmaterialien mit besseren weichmagnetischen Eigenschaften, als die im Rahmen dieser Arbeit verwendeten, erfolgen. Da über die Füllmaterialien nur eine geringe Verbesserung der magnetischen Compouneigenschaften erwartet werden kann (siehe Kapitel 7), ist es eher zielführend an einer sukzessiven Erhöhung des Füllgrades zu arbeiten. Dabei muss aber bedacht werden, dass dies zu einer erhöhten Viskosität und somit zu verringerten Formgebungsmöglichkeiten führen kann. Eventuell kann eine modifizierte Additivrezeptur hier Abhilfe schaffen. Prinzipiell kann der maximale Füllgrad nur so hoch getrieben werden, dass das Compound im spritztechnischen Sinne fließfähig ist. Auch sollte beachtet werden, dass ein steigender Füllstoffgehalt neben den magnetischen auch elektrische und mechanische Veränderungen mit sich bringt. So wird der spezifische elektrische Widerstand  $\rho$  sinken, was zu höheren Ummagnetisierungsverlusten führt. Die mechanische Stabilität wird reduziert, wenn der Anteil des Matrixmaterials sinkt. Weiterhin muss eingehend geprüft werden, ob eine angepasste geometrische Zusammensetzung des Pulvers auf den Spritzprozess hin zu optimieren ist. Gesiebte Pulver mit bimodaler Verteilung offerieren hier eine Möglichkeit, da bei diesen Pulvern die Schütt- und Klopfdichten gegenüber ungesiebt Pulvern deutlich erhöht sind. Die Unterbindung der Vakuolenbildung während des Abkühlungsprozess der gespritzten Komponenten sollte ebenfalls untersucht werden. Eine vakuolenfreie spritztechnische Herstellung von Komponenten mit Bauteildicken  $>4\text{mm}$  wäre dann möglich. Dabei muss allerdings berücksichtigt werden, dass die Komponentengröße, aufgrund des Einfrierens des Compounds beim Spritzgießen nicht beliebig hoch getrieben werden kann.

Thermoplaste wie beispielsweise Polpropylen und Polyamid zeichnet sich dadurch aus, dass sie beim Erhitzen nach Überschreiten des Erweichungspunktes schmelzen und sich warmverformen lassen. Nach dem Abkühlen erstarren Thermoplaste wieder. Dieser Vorgang ist beliebig oft wiederholbar. Aufgrund dessen sollte die Recyclingfähigkeit von hochgefüllten Thermoplasten eruiert werden. Somit kann der Anker des Funktionsmusters wieder aufgeschmolzen werden, um danach Kupfer und Eisen zu trennen. Die Trennung von Eisen und Kupfer ist bei geblechten Ankerpaketen äußerst schwierig ([Mepr], [Barg]).

Aufgrund der axial überstehenden Zahnköpfe, liegen die Wickelköpfe unter dem Ankerpaket, wodurch eine größere axiale Ankerpaketlänge möglich wäre ohne die Gesamtlänge des Motors zu erhöhen. Durch das längere Ankerpaket wird das Drehmoment erhöht, wenn gleichzeitig die axiale Magnetlänge angepasst wird. Das Spritzen eines axial geschrägten Ankers sollte außerdem in Erwägung gezogen werden. Es ist jedoch nicht bekannt, ob das Auswerfen einer geschrägten Ankergeometrie aus der Spritzform problemlos bewerkstelligt werden kann. Dies gilt es zu untersuchen. Durch diese konstruktive Maßnahme kann das vergleichsweise hohe Rastmoment des Motors mit dem kunststoffgespritzten Anker zumindest erheblich vermindert werden.

Wichtig ist auch eine Anpassung des Serienbürstenträgers an die veränderten magnetischen Gegebenheiten des Motors mit dem kunststoffgespritzten Anker (vgl. Kapitel 9.4.2).

Laut Messungen erreicht der Motor mit dem kunststoffgespritzten Anker maximal 65% des maximalen Drehmoments  $M_{\max}$  des Serienmotors. Laut der Berechnungen ist eine Annäherung von 75% an das maximale Drehmoment des Serienmotors möglich, was unter Berücksichtigung der genannten Optimierungsvorschläge eventuell erreicht oder vielleicht sogar übertroffen werden kann.

## **10.2. Zusammenfassung**

Ziel der vorliegenden Arbeit war es, einen Motor unter Verwendung von neuen kunststoffgespritzten weichmagnetischen Werkstoffen aufzubauen und auf sein Betriebsverhalten hin zu untersuchen. Dieses Ziel konnte erreicht werden. Ein FeSi-Compound wird verwendet, um das Ankerpaket eines permanentmagneterregten Gleichstrommotors aufzubauen. Der Motor mit dem kunststoffgespritzten Anker erreicht bei einer Ankerspannung von 8V ca. 65% des maximalen Drehmoments  $M_{\max}$  bei einer mehr als doppelt so hohen Drehzahl  $n_{\max}$ . Vergleichbare Ergebnisse liegen auch bei

Spannungen von 4V und 6V vor, die aufgrund der simulierten Betriebskennlinien auch bei höheren Spannungen erwartet werden können.

Ein weiteres Ziel war neben der Entwicklung der neuen kunststoffgespritzten Werkstoffe auch deren elektrische, mechanische und magnetische Charakterisierung. Es zeigt sich, dass die untersuchten neuen Werkstoffe verminderte mechanische und weichmagnetische Eigenschaften gegenüber konventionellen Werkstoffen aufweisen. Durch die guten Formgebungs- und Integrationsmöglichkeiten, die dreidimensionalen magnetischen Eigenschaften und die geringen Ummagnetisierungsverluste weisen diese neue Werkstoffe aber auch Vorteile gegenüber Elektroblechen, Sintermaterialien oder Pulververbundwerkstoffen auf.

Wenn es gelingt, die mechanischen und magnetischen Eigenschaften entscheidend zu verbessern, sowie die produktionssichere Herstellung von geometrisch komplexen kunststoffgespritzten, weichmagnetischen Komponenten zu gewährleisten, können diese Werkstoffe eine sinnvolle Alternative zu den konventionellen im Elektromaschinenbau verwendeten weichmagnetischen Werkstoffen sein. Eventuell können komplett neue Motortopologien bessere Einsatzmöglichkeiten unter Ausnutzung der Vorteile, die die kunststoffgespritzten weichmagnetischen Werkstoffe offerieren, bieten.

Die Entwicklung eines analytischen Berechnungsverfahrens zur Bestimmung der Wirbelstromverlustleistung der kunststoffgespritzten Werkstoffe war neben dem Aufbau eines Funktionsmusters ein weiteres Ziel. Da die sehr geringen Wirbelstromverlustleistungen der kunststoffgespritzten, weichmagnetischen Materialien mit hier vorhandenen Einrichtungen nicht messbar sind, ist ein Vergleich zwischen berechneten und gemessenen Werten nicht möglich. Die berechneten Wirbelstromverlustleistungen sind ebenfalls sehr gering, sodass nur eine tendenzielle Übereinstimmung mit den gemessenen Werten festzustellen ist. Die grundsätzliche Korrektheit des vorgestellten Berechnungsverfahrens wird jedoch an massiven Hohlzylindern aus den verwendeten weichmagnetischen Füllmaterialien gezeigt. Vergleiche mit Messungen der Wirbelstromverlustleistung ergeben gute Übereinstimmungen.

## Literaturverzeichnis:

- [Ames-02] Datenblatt: „Weichmagnetische Sinterwerkstoffe“, AMES S.A., 2002.
- [Aosh-98] C. Aoshima: „Kompakter Schrittmotor“, Patent No. EP 0 851 560 B1, 01.07.1998.
- [Barg-99] J. Barge, F. Charvieux, D. Pinto: „Recyclable Electrical Machine and Method for making an Inductor or Armature Frame therefore“, Patent No. EP 0 834 211 B1, 13 January 1999.
- [Bart-02] D. Barthfurth: „Haftvermittler für hochgefüllte Kunststoffe“, S. 130 – 154, Artikel in „Hochgefüllte Kunststoffe mit definierten magnetischen, thermischen und elektrischen Eigenschaften“, ISBN 3-935065-08-6, Springer-VDI-Verlag, 2002.
- [Benz-01] T. Benzler: „Pulverspritzgießen in der Mikrotechnik“, ISSN 0947-8620, Dissertation Albert- Ludwigs- Universität Freiburg, 2001.
- [Boll-90] Richard Boll: „Weichmagnetische Werkstoffe“, ISBN3-8009-1546-4, 4. Auflage, Verlag: Siemens Aktiengesellschaft, Berlin und München, 1990.
- [Boss-04] M. Bosse: „FeSi Magnetkunststoff“, Bericht über die Herstellung eines weichmagnetischen thermoplastischen Kunststoffcompounds aus Eisensiliziumpulver und Polypropylen, Institut für Polymerwerkstoffe und Kunststofftechnik der TU- Clausthal, 03/2004.
- [Boss-05] M. Bosse: „Zwischenbericht 2 – Abschluss des Projektteils Ankerpaket“, Bericht über die Spritzgießfertigung von Ankerpaketen aus FeSi-PP, 70Vol%, Institut für Polymerwerkstoffe und Kunststofftechnik der TU- Clausthal, 01/2005.
- [Boys-90] W.E. Boys, R.E. Campbell, R.W. Ward: „Stator assembly for AC generator“, Patent No. US 4,947,075, 7 August 1990.
- [Burd-00] J.S. Burdess, P.G. Dickinson, J.T. Evans, J.N. Fawcett, A.G. Jack, B.C. Mecrow, D. Stephenson: „Stator with teeth formed from a soft magnetic composite powder material“, Patent No. WO 00/69047, 16 November 2000.
- [Chrs-96] H. Christ, H.-P. Meyerhoff: „Zusammensetzung auf Polymerbasis zur Herstellung von magnetischen und magnetisierbaren Formkörpern“, Patentnr. DE 4420318 C2, 14 April 1996.
- [Cros-01] Cros, J., Viarouge, P., Chalifour, Y. and Figueroa, J.: „A New Structure of Universal Motor using Soft Magnetic Composites“, 36th IEEE Industry

- Applications Conference (IAS 2001), 30 September – 4 October 2001, Vol. 1, pp. 75-82.
- [Dick-01] P.G. Dickinson, J.T. Evans, J.N. Fawcett, A.G. Jack, B.C. Mecrow, D. Stephenson, B.J. Stonehouse: „Method of producing an armature segment of an electrical machine“, Patent No. WO 01/12365 A1, 22 February 2001.
- [Dubb-87] H. Dubbel: „Taschenbuch für den Maschinenbau“, ISBN 3-540-18009-5, 16. Auflage, Springer Verlag Berlin, 1987.
- [Duif-01] P. Duifhuis, B. Weidenfeller, G. Ziegmann: „Funktionelle Compounds“, Fachzeitschrift Kunststoffe 91 (11/2001) Nr. 11, S. 102 – 104.
- [Drum-01] D. Drummer, G. W. Ehrenstein: „Funktionsgefüllte Kunststoffcompounds“, Molded Interconnected Devices (3D-MID), VDI-Seminar, Stuttgart, 2001.
- [Drum-02] D. Drummer: „Prozessführung beim Spritzgießen kunststoffgebundener Dauermagnete“, S. 67 – 89, Artikel in „Hochgefüllte Kunststoffe mit definierten magnetischen, thermischen und elektrischen Eigenschaften“, ISBN 3-935065-08-6, Springer-VDI-Verlag, 2002.
- [Eaga-02] E. A. Gay, D. A. Score: „Electromagnetic Pressing of Powder Iron for Stator Core Applications“, Patent No. US 2002/0117907 A1, 29.08.2002.
- [Edmi-84] J.A. Edminister: „Elektromagnetismus“, ISBN 3-89028-900-2, McGraw-Hill, 1984.
- [Espe-96] F. J. Esper: „Pulvermetallurgie“, ISBN 3-8169-1321-0, Expert- Verlag, 1996.
- [Fisc-00] H. Fischer: „Werkstoffe in der Elektrotechnik“, ISBN 3-446-19333-2, 4. Auflage, Carl Hanser Verlag München Wien, 2000.
- [Fsch-92] R. Fischer: „Elektrische Maschinen“, ISBN 3-446-16482-0, 8. Auflage, Hanser Verlag, 1992.
- [Gerl-00] D. Gerling: „Optimum Design Methodology for Electrical Motors and Actuators“, IEEE Industrial Application Society (IAS), Annual Meeting 2000, Rome, Italy.
- [Gerl-01] D. Gerling: „Challenges and Perspectives of Electrical Drives in the Automotive Industry“, European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 27. – 29.08.2001, Graz, Österreich.
- [Gerl-03] D. Gerling: „Elektrische Maschinen und Antriebe I“, Kompendium für Elektrische Antriebstechnik und Automation, Universität der Bundeswehr München, 2003.

- [Glei-02] W. Gleißle: „Rheologie hochgefüllter Kunststoffe - Suspensionsrheologie“, S. 108 – 129, Artikel in „Hochgefüllte Kunststoffe mit definierten magnetischen, thermischen und elektrischen Eigenschaften“, ISBN 3-935065-08-6, Springer- VDI- Verlag, 2002.
- [Gold-63] E.W. Golding, F.C. Widdis: „Electrical Measurements and Measuring Instruments“, Fifth Edition, Pitman Paperbacks, 1963.
- [Hann-66] W. Hanncke: „Die Berechnung von elektrischen Kleinmotoren“, DK 621.313.13-181.4, S. Hirzel Verlag, 1966.
- [Henn-94] G. Henneberger: „Elektrische Maschinen III“, Vorlesung an der RWTH Aachen, 1994.
- [Halb-02] B. Halbedel: „Magnetische Eigenschaften“, Technische Universität Ilmenau, Institut für Werkstofftechnik, Praktikum Werkstoffe II, 2002.
- [Jack-97] Jack, A.G., Mecrow, B.C., Maddison, C.P. and Wahab, N.A.: „Claw Pole Armature Permanent Magnet Machines exploiting Soft Iron Powder Metallurgy“, IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, 1997 (IEMD 97), Milwaukee, WI, USA, 18-21 May 1997, pp. MA1/5.1 – MA1/5.3.
- [Jack-99a] Jack, A.G., Mecrow, B.C. and Maddison, C.P.: „Combined Radial and Axial Permanent Magnet Motors using Soft Magnetic Composites“, 9th International Conference on Electrical Machines and Drives (IEE EMD 99), IEE Conference Publication No. 468, Canterbury, UK, 1-3 September 1999, pp. 25-29.
- [Jack-99b] A.G. Jack, B.C. Mecrow: „Electrical Machine Element“, Patent No. WO 99/50949, 7 October 1999.
- [Jack-99c] A.G. Jack, B.C. Mecrow, Ö. Krogen: „Induction Machine Stator“, Patent No. WO 99/54985, 28 October 1999.
- [Jack-00a] Jack, A.G., Mecrow, B.C., Dickinson, P.G., Stephenson, D., Burdess, J.S., Fawcett, J.N. and Evans, T.: „Permanent Magnet Machines with Powdered Iron Cores and Pre-Pressed Windings, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, No. 4, July/August 2000, pp. 1077-1084.
- [Jack-00b] Jack, A.G., Dickinson, P.G. and Mecrow, B.C.: „A Scoping Study for Universal Motors with Soft Magnetic Composite Stators“, International Conference on Electrical Machines (ICEM 2000), Helsinki, 28-30 August 2000, Vol. 2, pp. 613-617.

- [Jack-01] A.G. Jack, Ö. Krogen, B.C. Mecrow: „Electrical Machine Stator and Rotor“, Patent No. 01/48890 A1, 5 July 2001.
- [John-02] R. Johnston, C. P. Cho, R. A. Martin: „Electromagnetic Device with embedded Windings and Method for its Produce and Manufacture“, Patent No. US 6,362,544 B2, 26.03.2002.
- [Kaiy-01] A. Kaiya: „Gleichstrombürstenmotor“, Patent No. DE 100 45 549 A1, 29.03.01 (Offenlegungsschrift).
- [Kraf-02] Robert Bosch GmbH: „Kraftfahrtechnisches Handbuch“, ISBN 3-528-13876-9, 24. Auflage, Vieweg Verlag, 2002.
- [Magn-03] Datenblatt „Magnetkomponenten für Klein- und Kleinstmotoren“, Magnequench GmbH, 2003.
- [Marc-00] Marchal, P.: „Production of Automotive DC Motors fitted up with SMC Armature“, Proceedings of the EURO PM 2000 Workshop on „Production and Applications of Soft Magnetic Materials for Electric Motors“, Munich, 18-20 October 2000, pp. 67-74.
- [Mayr-93] M. Mayr, U. Thalhofer: „Numerische Lösungsverfahren in der Praxis“, ISBN 3-446-17061-8, Carl Hanser Verlag München/Wien, 1993.
- [Mecr-96] Mecrow, B.C., Jack, A.G. and Maddison, C.P.: „Permanent Magnet Machines for High Torque, Low Speed Applications, International Conference on Electrical Machines (ICEM 96), Vigo, 10-12 September 1996, Vol. 3, pp. 461-466.
- [Meng-02] G. Menges, E. Haberstroh, W. Michaeli, E. Schmachtenberg: „Werkstoffkunde Kunststoffe“, ISBN 3-446-21257-4, 4. Auflage, Hanser Verlag 2002.
- [Mepr-03] Metal Powder Report: „SMC Ready, Steady, go ...“, Höganäs AB, Februar 2003.
- [Mimt-03] Datenblätter: „Kurz- und Detaildarstellung MIM- Technologie“, Mimtec AG, 2003.
- [Muet-01] Muetze, A., Jack, A.G. and Mecrow, B.C.: „Brushless DC Motor using Soft Magnetic Composites as a Direct Drive in an Electric Bicycle“, 9th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2001), Graz, 27-29 August 2001.
- [Muet-02] Muetze, A., Jack, A.G. and Mecrow, B.C.: „Alternating Designs of Low Cost Brushless-DC Motors using Soft Magnetic Composites“, 15th

International Conference on Electrical Machines (ICEM 2002), Brugge, 25 – 28 August 2002.

- [Müll-89] G. Müller: „Elektrische Maschinen – Grundlagen, Aufbau, Wirkungsweise“, ISBN 3-341-00493-9, 7. Auflage, VEB Verlag Technik, 1989.
- [Papu-01] L. Papula: „Mathematik für Ingenieure und Naturwissenschaftler – Band 3“, ISBN 3-528-34937-9, 4. verbesserte Auflage, Vieweg Verlag, 2001.
- [Phil-92] E. Phillipow: „Grundlagen der Elektrotechnik“, ISBN 3-341-01071-8, 9. Auflage, Verlag Technik Berlin-München, 1992.
- [Rame-01] I. Ramesohl, D. Gerling, D. Rödder: „Elektrische Kfz-Hilfsantriebe – Aktuelle Trends und Herausforderungen“, 3. Tagung „Mechatronik im Automobil“, 14. – 15.11.2001.
- [Rich-02] E. Richter: „Fließverbesserung hochgefüllter Kunststoffe“, S. 155 – 178, Artikel in „Hochgefüllte Kunststoffe mit definierten magnetischen, thermischen und elektrischen Eigenschaften“, ISBN 3-935065-08-6, Springer- VDI- Verlag, 2002.
- [Sara-03] M. Sarasa, D. Gerling, A. Schumacher, G. Kastinger: „Soft Magnetic Materials for Electrical Machines“, Joint Czech–Polish Conference “Low Voltage Electrical Machines”, Brno, Czech Republic, 12.-13.11.2003.
- [Sara-04] M. Sarasa, M.Bosse, D. Gerling, G. Ziegmann, G. Kastinger: „Plastic Moulded Soft Magnetic Materials for Electrical Machines“, Joint Czech–Polish Conference “Low Voltage Electrical Machines”, Brno, Czech Republic, 15.-16.11.2004.
- [Scha-93] H. Schaumburg: „Einführung in die Werkstoffe der Elektrotechnik“, ISBN 3-519-06161-9, B. G. Teubner Stuttgart, 1993.
- [Schk-75] H. Schunk: „Stromverdrängung“, ISBN 3-7785-0312-X, Dr. Alfred Hüthig Verlag, 1975.
- [Schl-02] T. Schliesch: „Kunststoffgebundene Dauermagnete – Werkstoffe, Auslegung und Prüftechnik“, Vortrag auf der Fachtagung „Hochgefüllter Kunststoffe“, 04.09.2002.
- [Schm-02] R. Schmid: „Maschinen- und werkzeugspezifische Anforderungen bei der Verarbeitung von hochgefüllten Kunststoffen“, S. 40 – 66, Artikel in „Hochgefüllte Kunststoffe mit definierten magnetischen, thermischen und elektrischen Eigenschaften“, ISBN 3-935065-08-6, Springer-VDI-Verlag, 2002.

- [Schn-02] W. Schneider: „Herstellung hochgefüllter Kunststoff- Compounds auf Schneckenknetern“, S. 40 – 66, Artikel in „Hochgefüllte Kunststoffe mit definierten magnetischen, thermischen und elektrischen Eigenschaften“, ISBN 3-935065-08-6, Springer- VDI- Verlag, 2002.
- [Scht-88] W. Schatt: „Pulvermetallurgie Sinter- und Verbundwerkstoffe“, ISBN 3-7785-1624-8, 3. Auflage, Hüthig Verlag, 1988.
- [Schu-60] W. Schuisky: „Berechnung elektrischer Maschinen“, Springer- Verlag Wien, 1960.
- [Schw-02] A.J. Schwab: „Begriffswelt der Feldtheorie“, ISBN3-540-42018-5, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2002.
- [Simo-89] K. Simonyi: „Theoretische Elektrotechnik“, ISBN 3-326-00045-6, 9. durchgelesene Auflage, VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften, 1989.
- [Stöl-01] H.-D. Stölting / E. Kallenbach: „Handbuch Elektrische Kleinantriebe“, ISBN 3-446-21007-5, Hanser Verlag, 2001.
- [Thie-03] A. Thiede: „Werkstoffe der Elektrotechnik“, Kapitel 5 – Magnetische Werkstoffe, Vorlesung Universität Paderborn, 2003.
- [Trom-02] Datenblatt Tromaflex: „Kunststoffgebundene Dauermagnete“, Max Baermann GmbH, 2002.
- [Viar-01] Viarouge, P., Cros, J., Chalifour, Y. and Gelinas, C.: „New Structures of Brush and Brushless DC Motors using Soft Magnetic Composites for Automotive Applications“, SAE 2001 World Congress, Detroit, Michigan, 5-8 March 2001, Paper 2001-01-0400.
- [Vogt-96] K. Vogt: „Berechnung elektrischer Maschinen“, ISBN 3-527-28391-9, VCH Verlagsgesellschaft, 1996.
- [Ward-96] R. W. Ward, S. B. Parker, D. A. Score: „Composite Armature Assembly“, Patent No. US 5,536,985, 16.07.1996.
- [Weid-03] B. Weidenfeller: „Polymer Bonded Soft Magnetic Particles“, 16th Soft Magnetic Materials Conference, Duesseldorf, 9.-12. Sept. 2003.
- [Weis-87] A. v. Weiss, M. Krause: „Allgemeine Elektrotechnik“, ISBN 3-528-34185-8, 10. Auflage, Vieweg Verlag, 1987.
- [Weng-02] A. Wengeler: „Herstellung, Verarbeitung und Charakterisierung hochgefüllter Thermoplastcompounds -Fe<sub>3</sub>O<sub>4</sub> in Polypropylenmatrix -“, Diplomarbeit am Institut für Polymerwerkstoffe und Kunststofftechnik der TU- Clausthal, SS 2002.

- [West-98] West, J.G.W.: „Automotive Applications: Will Bonded Iron replace Laminations?“, Soft Magnetic Materials 98, Gorham/Intertech Consulting, Barcelona, 20-22 April 1998, pp. 1–17.
- [Zett-02] M. Zettler: „Elektrisch und thermisch modifizierte Thermoplaste“, S. 1 – 20, Artikel in „Hochgefüllte Kunststoffe mit definierten magnetischen, thermischen und elektrischen Eigenschaften“, ISBN 3-935065-08-6, Springer-VDI-Verlag, 2002.

## Anhang

### A1 Wirbelstromverlustleistungsberechnung eines massiven Hohlzylinders

Feldparameter:

$$B_{\max} = 1T$$

Maximalwert der magnetischen Flussdichte

$$f = 50Hz$$

Frequenz der magnetischen Flussdichte B

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$$

Kreisfrequenz der magnetischen  
Flussdichte B

$$B(t) = B_{\max} \cdot \sin(\omega \cdot t)$$

Funktion von B in Abhängigkeit von t

Geometrische Abmessungen und Materialdaten des Hohlzylinders / Quaders:

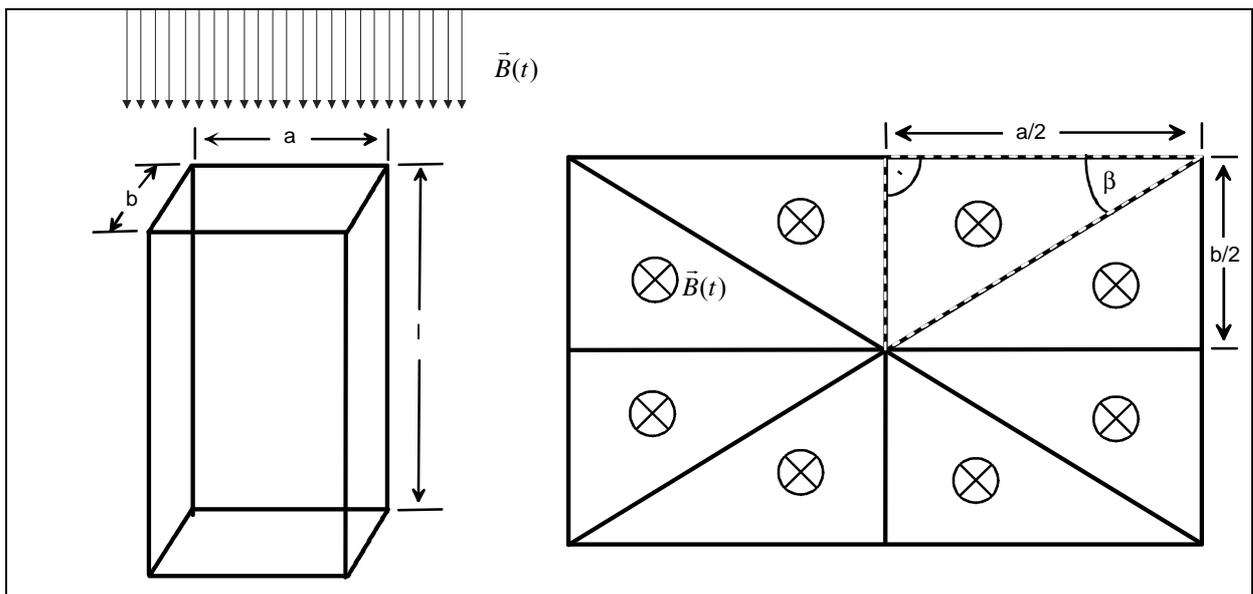


Abb. A1 Links die Illustration eines Quaders mit der Benennung der charakterisierenden Seitenlängen. Auf der rechten Seite befindet sich die Querschnittsfläche des Quaders, ebenfalls mit den charakterisierenden geometrischen Größen.

$$a = 4,865 \cdot 10^{-3} m$$

Seitenlänge a der Querschnittsfläche

$$b = 4,240 \cdot 10^{-3} m$$

Seitenlänge b der Querschnittsfläche

$$l = 0,139m$$

Axiale Länge des Quaders

$$\beta = 0,72$$

Winkelgröße als Bogenmaß

$$\rho = 1 \cdot 10^{-7} \Omega m$$

Spez. elektrischer Widerstand des Fe-Ringes 1

Berechnung der Wirbelstromverlustleistung eines Elementarwirbelstrompfades:

$$l_R = 2 \cdot (a + b) = 4 \cdot \left( \frac{a}{2} + \frac{b}{2} \right)$$

Umfang  $l_R$  eines Rechtecks [m]

$$A_R = a \cdot b = 4 \cdot \left( \frac{a}{2} \cdot \frac{b}{2} \right)$$

Fläche  $A_R$  eines Rechtecks [m<sup>2</sup>]

$$\tan \beta = \frac{(b/2)}{(a/2)}$$

Tangens des Winkels  $\beta$

$$\frac{a}{2} = \frac{(b/2)}{\tan \beta} = \sqrt{\left( \frac{b/2}{\sin \beta} \right)^2 + (b/2)^2}$$

Darstellung der Seitenlänge  $a/2$  in Abhängigkeit von  $b/2$  und dem Winkel  $\beta$  [m]

Wird  $b/2$  durch  $x$  substituiert, ergibt sich für die Querschnittsfläche  $A_R$  und den Umfang  $l_R$  des Quaders, eine Abhängigkeit von nur einer Seitenlänge.

$$A_R = 4 \cdot \frac{x^2}{\tan \beta}$$

Querschnittsfläche eines Quaders in Abhängigkeit von einer Seitenlänge [m<sup>2</sup>]

$$l_R = 4 \cdot \left( \frac{x}{\tan \beta} + x \right)$$

Umfang eines Quaders in Abhängigkeit von der Seitenlänge  $x$  bzw. Länge des Elementarwirbelstrompfades [m]

$$x = 1,5 \cdot 10^{-3} m$$

„Radius“ des Elementarwirbelstrompfades

$$dx = 5 \cdot 10^{-5} \text{ m}$$

Durchmesser des Elementarwirbelstrompfades

$$\phi(t) = B(t) \cdot A_R$$

Durch  $A_R$  hindurchtretender Fluss [Vs]

$$u_i = -\frac{d\phi(t)}{dt}$$

Induzierte Spannung [V]

$$u_i(t) = \left[ 4 \cdot \frac{x^2}{\tan \beta} \right] \cdot \omega \cdot B_{\max} \cdot \cos(\omega t)$$

$$U_i = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T u_i(t) dt} = \sqrt{2} \cdot dA \cdot \pi \cdot f \cdot B_{\max}$$

Effektivwert der induzierten Spannung  $u_i(t)$  [V].

$$l_{iw} = 4 \cdot \left( \frac{x}{\tan \beta} + x \right)$$

Länge des Elementarwirbelstrompfades [m]

$$A_{iw} = dx \cdot l$$

Fläche, durch die ein Elementarwirbelstrom hindurchtritt [m<sup>2</sup>]

$$R_{iw} = \frac{\rho \cdot l_{iw}}{A_{iw}}$$

Elektrischer Widerstand eines elementaren Wirbelstrompfades [ $\Omega$ ]

$$I_{iw} = \frac{U_i}{R_{iw}}$$

Effektivwert der Wirbelstromstärke innerhalb des Elementarwirbelstrompfades [A]

$$P_{V_{iw}} = I_{iw}^2 \cdot R_{iw}$$

$$\Leftrightarrow P_{V_{iw}} = \frac{2 \cdot \pi^2 \cdot \left( 4 \cdot \frac{x^2}{\tan \beta} \right)^2 \cdot f^2 \cdot B_{\max}^2 \cdot l \cdot dx}{\rho \cdot 4 \cdot \left( \frac{x}{\tan \beta} + x \right)}$$

Wirbelstromverlustleistung [W] des Elementarwirbelstrompfades

$$\Leftrightarrow P_{V_{iw}} = \frac{8 \cdot \pi^2 \cdot f^2 \cdot B_{\max}^2 \cdot l \cdot x^3 \cdot dx}{\rho \cdot ((\tan \beta)^2 + \tan \beta)}$$

### Berechnung der gesamten Wirbelstromverlustleistung eines Quaders:

Die Wirbelstromverlustleistungsberechnung  $P_{iw}$  eines Quaders erfolgt durch die Integration über die charakterisierende geometrische Größe  $b/2$ .

$$P_{iw} = \int_0^{b/2} \frac{8 \cdot \pi^2 \cdot f^2 \cdot B_{\max}^2 \cdot l}{\rho \cdot ((\tan \beta)^2 + \tan \beta)} \cdot x^3 \cdot dx \quad \text{Wirbelstromverlustleistung des gesamten Quaders [W]}$$

Die Wirbelstromverlustleistung des Quaders unter Verwendung der hier angegebenen Parameter beträgt

$$P_{iw} = 0,85W .$$

### Berechnung der gesamten Wirbelstromverlustleistung eines Quaders unter Berücksichtigung des Skineffekts:

Notwendige Parameter zur Berechnung der Eindringtiefe  $\delta$ :

$$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{Vs}{Am} \quad \text{Permeabilitätskonstante}$$

$$\mu_{rFe} = 1446 \quad \text{Relative Permeabilität des Fe-Ringes 1 bei } B = 1T \text{ (Wert aus BH-Kennlinie entnommen)}$$

$$\sigma_{Fe} = \frac{1}{\rho_{Fe}} = 1 \cdot 10^7 \frac{S}{m} \quad \text{Elektrische Leitfähigkeit des Fe-Ringes 1}$$

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \sigma_{Fe}}} = 5,92 \cdot 10^{-4} m \quad \text{Berechnete Eindringtiefe bei den gegebenen Parametern}$$

$$P_{iw\sim} = \int_{(b/2)-\delta}^{b/2} \frac{8 \cdot \pi^2 \cdot f^2 \cdot B_{\max}^2 \cdot l}{\rho \cdot ((\tan \beta)^2 + \tan \beta)} \cdot x^3 \cdot dx \quad \text{Wirbelstromverlustleistung des gesamten Quaders mit Skineffekt [W]}$$

Die Wirbelstromverlustleistung des Quaders reduziert sich durch Berücksichtigung des Skineffekts auf

$$P_{iw\sim} = 0,62W .$$

## A2 Feldverdrängung in zylindrischen Körpern

Die Herleitung der Feldverdrängung bzw. der Eindringtiefe  $\delta$  wird in den Zylinderkoordinaten  $r, \varphi, z$  durchgeführt. Den Ansatz für die Herleitung liefern die Maxwell'schen Gleichungen für den vorliegenden Fall:

$$\operatorname{rot} H = J \quad (1)$$

$$\operatorname{rot} E = -\mu \frac{\partial H}{\partial t} \quad (2)$$

$$\operatorname{div} E = 0 \quad (3)$$

$$\operatorname{div} H = 0 \quad (4)$$

Allgemein gilt:  $\operatorname{div} \vec{X} = 0$ . Dies bedeutet, dass das Vektorfeld  $\vec{X}$  quellenfrei ist. Hier: keine freien elektrischen noch induzierten magnetischen Ladungen im Innern des Körpers.

Es gilt:  $\operatorname{rot} H = J = \sigma \cdot E$  und  $\operatorname{rot} E = -\mu \frac{\partial H}{\partial t}$

$$\begin{aligned} \frac{1}{r} \left[ \frac{\partial}{\partial r} r H_\varphi - \frac{\partial}{\partial \varphi} H_r \right] &= \sigma \cdot E_z & \frac{1}{r} \left[ \frac{\partial}{\partial r} r E_\varphi - \frac{\partial}{\partial \varphi} E_r \right] &= -\mu \frac{\partial H_z}{\partial t} \\ \frac{1}{r} \left[ \frac{\partial}{\partial \varphi} H_z - \frac{\partial}{\partial z} r H_\varphi \right] &= \sigma \cdot E_r & \frac{1}{r} \left[ \frac{\partial}{\partial \varphi} E_z - \frac{\partial}{\partial z} r E_\varphi \right] &= -\mu \frac{\partial H_r}{\partial t} \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial z} H_r - \frac{\partial}{\partial r} H_z &= \sigma \cdot E_\varphi & \frac{\partial}{\partial z} E_r - \frac{\partial}{\partial r} E_z &= -\mu \frac{\partial H_\varphi}{\partial t} \end{aligned}$$

Siehe auch [Papu-01], [Simo-89].

Die Lösung wird aufgrund der Symmetrie der Anordnung ebenfalls zylindersymmetrisch.

Daraus folgt  $\frac{\partial}{\partial \varphi} = 0$ . Die Gleichungen (5) ändern sich folgendermaßen:

$$\begin{aligned}
\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} r H_{\varphi} &= \sigma \cdot E_z & \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} r E_{\varphi} &= -\mu \frac{\partial H_z}{\partial t} \\
-\frac{\partial H_{\varphi}}{\partial z} &= \sigma \cdot E_r & \frac{\partial}{\partial z} E_{\varphi} &= \mu \frac{\partial H_r}{\partial t}
\end{aligned} \tag{6}$$

$$\begin{aligned}
\frac{\partial}{\partial z} H_r - \frac{\partial}{\partial r} H_z &= \sigma \cdot E_{\varphi} & \frac{\partial}{\partial z} E_r - \frac{\partial}{\partial r} E_z &= -\mu \frac{\partial H_{\varphi}}{\partial t}
\end{aligned}$$

Die Gleichungen aus (6) können in zwei Gruppen unterteilt werden. In der ersten Gruppe treten nur  $E_z$ ,  $E_r$  und  $H_{\varphi}$  auf, in der zweiten  $H_z$ ,  $H_r$  und  $E_{\varphi}$ . Für den hier vorliegenden Fall kommen nur die Gleichungen der Gruppe 2 in Frage, da hier eine z-Komponente des magnetischen Feldes vorliegt. Somit reduziert sich das Gleichungssystem, da die Größen  $E_z$ ,  $E_r$  und  $H_{\varphi}$  in diesem Fall gleich Null sind. Übrig bleibt:

$$\begin{aligned}
\frac{\partial}{\partial z} H_r - \frac{\partial}{\partial r} H_z &= \sigma \cdot E_{\varphi} \\
\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} r E_{\varphi} &= -\mu \frac{\partial H_z}{\partial t}
\end{aligned} \tag{7}$$

$$\frac{\partial}{\partial z} E_{\varphi} = \mu \frac{\partial H_r}{\partial t} .$$

Da das magnetische Feld in diesem Fall nur eine z-Komponente hat (siehe Abb. 8-2), folgt:  $H_r = 0$ . Die Größe  $E_{\varphi}$  ist somit von der z-Koordinate unabhängig. Es verbleiben letztendlich folgende Gleichungen:

$$-\frac{\partial H_z}{\partial r} = \sigma \cdot E_{\varphi} \tag{8}$$

$$\mu \frac{\partial H_z}{\partial t} = -\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} r E_{\varphi} . \tag{9}$$

Wird Gl. (8) in Gl. (9) eingesetzt, ergibt sich:

$$\mu \frac{\partial H_z}{\partial t} = -\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left( -r \frac{1}{\sigma} \frac{\partial H_z}{\partial r} \right) \quad (10)$$

$$\Leftrightarrow \mu \sigma \frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left( r \frac{\partial H_z}{\partial r} \right). \quad (11)$$

Differenzieren der Gl. (11) nach r:

$$\mu \sigma \frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{r} \left( \frac{\partial H_z}{\partial r} + r \frac{\partial^2 H_z}{\partial r^2} \right). \quad (12)$$

Durch Umordnen erhält man folgende Gleichung:

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial H_z}{\partial r} - \mu \sigma \frac{\partial H_z}{\partial t} = 0. \quad (13)$$

Einführen der Zeitfunktion der magnetischen Feldstärke:

$$H_z(r, t) = H(r) \cdot e^{j\omega \cdot t}. \quad (14)$$

Wird die Zeitfunktion in den von t abhängigen Term eingesetzt, ergibt sich folgende Differentialgleichung:

$$\frac{d^2 H}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dH}{dr} - j\omega \mu \sigma H = 0 \quad (15)$$

Mit  $p^2 = -j\omega \mu \sigma$  folgt:

$$\frac{d^2 H}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dH}{dr} + p^2 H = 0. \quad (16)$$

(Vergleich hierzu S. 554 – 556 [Simo-89].)

Die allgemeine Lösung der Besselschen Differentialgleichung:

$$\frac{d^2 y}{dx^2} + \frac{1}{x} \frac{dy}{dx} + y = 0 \quad (17)$$

ist eine lineare Überlagerung zweier Grundlösungen:

$$y(x) = C_1 \cdot J_0(x) + C_2 \cdot N_0(x). \quad (18)$$

$J_0(x)$  = Besselfunktion nullter Ordnung,

$N_0(x)$  = Neumannsche Funktion nullter Ordnung.

Die Neumannsche Funktion  $N_0(x)$  ist für  $x = 0$  unendlich groß. Da die magnetische Feldstärke auf der Zylinderachse nicht unendlich groß werden kann (siehe auch [Schk-75]), muss für die Konstante  $C_2$  gelten:  $C_2 = 0$ .

Für die magnetische Feldstärke ergibt sich dann:

$$H_z(r, t) = C_1 \cdot J_0(pr) \cdot e^{j\omega \cdot t}. \quad (19)$$

Ermittlung der Konstanten  $C_1$ :

Die magnetische Feldstärke  $H$  nimmt zum Zeitpunkt  $t = 0$  an der Zylinderoberfläche einen bestimmten Wert an.

$$r = r_0, \quad H = H_0$$

$$\Rightarrow H_0 = C_1 \cdot J_0(pr_0) \quad (20)$$

$$\Leftrightarrow C_1 = \frac{H_0}{J_0(pr_0)}$$

$C_1$  eingesetzt in (19):

$$H_z(r,t) = H_0 \cdot \frac{J_0(pr)}{J_0(pr_0)} \cdot e^{j\omega \cdot t} \quad (21)$$

$E_\varphi$  ändert sich ebenfalls sinusförmig mit der Zeit:

$$E_\varphi(r,t) = E(r) \cdot e^{j\omega \cdot t} \quad (22)$$

Es gilt:

$$\begin{aligned} \sigma \cdot E_\varphi(r,t) &= -\frac{\partial H_z(r,t)}{\partial r} \\ \Rightarrow E_\varphi(r,t) &= -\frac{1}{\sigma} \frac{\partial H_z(r,t)}{\partial r} = -\frac{1}{\sigma} \frac{\partial}{\partial r} \left( H_0 \cdot \frac{J_0(pr)}{J_0(pr_0)} \cdot e^{j\omega \cdot t} \right) \end{aligned} \quad (23)$$

Durch Differenzieren der Gleichung nach  $r$  ergibt sich:

$$E_\varphi(r,t) = -\frac{p}{\sigma} \cdot H_0 \cdot \frac{J_0'(pr)}{J_0(pr_0)} \cdot e^{j\omega \cdot t} \quad (24)$$

Für die weitere Herleitung wird das Faradaysche Induktionsgesetz herangezogen:

$$\oint E dl = \int_A \left( -\frac{\partial B}{\partial t} \right) dA \quad (25)$$

$$E_\varphi(r_0) = -\frac{p}{\sigma} \cdot H_0 \cdot \frac{J_0'(pr_0)}{J_0(pr_0)} \cdot e^{j\omega \cdot t} = -\frac{d\phi}{dt} \cdot \frac{1}{2\pi \cdot r_0} \quad (26)$$

Mit

$$\phi(r,t) = \phi(r) \cdot e^{j\omega \cdot t} \quad (27)$$

ergibt sich:

$$\frac{p}{\sigma} \cdot H_0 \cdot \frac{J_0'(pr_0)}{J_0(pr_0)} \cdot e^{j\omega \cdot t} = j\omega \cdot \phi(r) \cdot e^{j\omega \cdot t} \cdot \frac{1}{2\pi \cdot r_0} \quad (28)$$

$$\Rightarrow H_0 = \frac{j\omega\sigma}{2\pi \cdot p \cdot r_0} \cdot \phi \cdot \frac{J_0(pr_0)}{J_0'(pr_0)} \quad (29)$$

Einsetzen von (29) in (21):

$$H_z(r,t) = -\frac{\phi \cdot p}{2\pi \cdot \mu \cdot r_0} \cdot \frac{J_0(pr)}{J_0'(pr_0)} \cdot e^{j\omega \cdot t} \quad (30)$$

Zwischen der Besselschen Funktion nullter und erster Ordnung besteht folgender Zusammenhang:

$$J_0'(pr_0) = -J_1(pr) \quad (31)$$

Somit lautet die Formel für  $H_z(r, t)$ :

$$H_z(r,t) = \frac{\phi \cdot p}{2\pi \cdot \mu \cdot r_0} \cdot \frac{J_0(pr)}{J_1(pr_0)} \cdot e^{j\omega \cdot t} \quad (32)$$

In dem hier behandelten Fall ist die Verteilung der magnetischen Flussdichte  $B$  von Bedeutung.  $B$  erhalten wir aus der Gleichung:

$$B = \mu H \quad (33)$$

Man erhält folgende Gleichung, die eine genaue Verteilung der magnetischen Flussdichte liefert:

$$B_z(r,t) = \frac{\phi \cdot p}{2\pi \cdot r_0} \cdot \frac{J_0(pr)}{J_1(pr_0)} \cdot e^{j\omega \cdot t} \quad (34)$$

Einfache Lösungen für Gl. (34) ergeben sich bei kleinen  $\omega$ - bzw.  $p$ -Werten. Für sehr kleine Frequenzen kann eine einfache Näherungslösung der Reihenentwicklung der Besselschen Funktion nullter ( $J_0(x)$ ) und erster ( $J_1(x)$ ) Ordnung abgeleitet werden:

$$J_0(pr) \approx 1 \text{ und } J_1(pr_0) \approx \frac{pr_0}{2} \quad (35)$$

(Vergleich hierzu S. 559 [Simo-89].)

Eingesetzt in (34):

$$B_z(r,t) = \frac{\phi \cdot p}{2\pi \cdot r_0} \cdot \frac{2}{pr_0} \cdot e^{j\omega \cdot t} = \frac{\phi}{\pi \cdot r_0^2} \cdot e^{j\omega \cdot t} \quad (36)$$

Aus Gl. (36) ist zu entnehmen, dass sich die magnetische Flussdichte  $B$  bei niedrigen Frequenzen gleichmäßig über die gesamte Zylinderquerschnittsfläche verteilt.

Bei hohen Frequenzen gelten allgemein folgende Näherungslösungen:

$$J_0(x) \approx \sqrt{\frac{1}{2\pi \cdot x}} \cdot e^{-j \cdot \left(x - \frac{\pi}{4}\right)} \text{ und } J_1(x) = -J_0'(x) \quad (37)$$

Wird anstelle der vom Mittelpunkt gemessenen Variablen  $r$ , die vom Leitungsrand gemessene Variable  $y = r_0 - r \Leftrightarrow r = r_0 - y$  eingeführt, und zugleich der Wert für

$$p^2 = -j\omega \cdot \mu \cdot \sigma \text{ bzw. } p = \sqrt{-j} \cdot \sqrt{\omega \cdot \mu \cdot \sigma} = (j-1) \cdot \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu \cdot \sigma}{2}} \text{ und } \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu \cdot \sigma}{2}}$$

durch  $k$  substituiert, resultiert für die magnetische Flussdichte  $B$  bei hohen Frequenzen:

$$B_z(r,t) = \frac{\phi \cdot p}{2\pi \cdot r_0 \cdot j} \cdot \sqrt{\frac{r_0}{r_0 - y}} \cdot e^{-k \cdot y} \cdot e^{j(\omega \cdot t - k \cdot y)}. \quad (38)$$

(Herleitung vergleiche S. 559-560 [Simo-89].)

Für kleine Werte von  $y$  kann der Term  $\sqrt{\frac{r_0}{r_0 - y}}$  zu 1 gesetzt werden. Dann erkennt man, dass die magnetische Flussdichte vom Rand exponentiell abnimmt. Ein Maß für die Abnahme der Flussdichte  $B$  gibt der Wert  $k$  bzw.  $(1/k) = \delta$ . Die Größe  $\delta$  wird Eindringtiefe genannt und ergibt sich folgendermaßen:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu \cdot \sigma}} = \sqrt{\frac{1}{\pi \cdot f \cdot \mu \cdot \sigma}}. \quad (39)$$

Die Querschnittsfläche kann aufgrund der Herleitung so betrachtet werden, als würde die magnetische Flussdichte  $B$  nur in einer durch die Eindringtiefe  $\delta$  bestimmten Schicht fließen. Somit kann der zylindrische Körper als Hohlzylinder betrachtet werden (vgl. hierzu Kapitel 8.3.1).

Es kann somit gezeigt werden, dass die Eindringtiefe  $\delta$  nicht davon abhängt, ob es sich bei der Erregung um ein magnetisches oder elektrisches Feld handelt.

### A3 Feldverdrängung in sphärischen Körpern

Eine Erläuterung der Feldverdrängung in einem sphärischen Körper erfolgt durch die Übereinanderschichtung axial infinitesimaler Hohlzylinder (siehe Kapitel 8.3). Sind diese Zylinder einem magnetischen Wechselfeld ausgesetzt, können sie aus magnetischer Sicht als Hohlzylinder betrachtet werden. Aus der Übereinanderschichtung axial infinitesimaler Hohlzylinder ergibt sich eine Hohlkugel (vgl. Kapitel 8.3.1). Abb. A2 verdeutlicht dies.

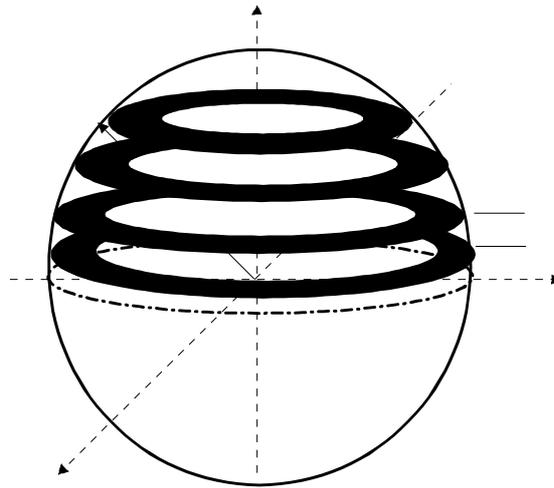


Abb. A2 Darstellung der Bildung einer Hohlkugel aus axial infinitesimalen Hohlzylindern.

#### A4 Verwendete Formelzeichen

$\vec{x}$	Vektor von x
$\bar{x}$	Gleichrichtwert von x

Formelzeichen	Einheit	Bedeutung
A	m <sup>2</sup>	Fläche
a	-	Anzahl
a, b	m	Seitenlängen
B	Vs/m <sup>2</sup>	Magnetische Flussdichte
-(BH) <sub>max</sub>	J/m <sup>3</sup>	Magnetischer Energiebeiwert
B <sub>r</sub>	Vs/m <sup>2</sup>	Remanenzflussdichte
B <sub>s</sub>	Vs/m <sup>2</sup>	Sättigungsflussdichte
c	-	Maschinenkonstante
D	As/m <sup>2</sup>	Dielektrische Verschiebung
D, d	m	Durchmesser
dx	m	Durchmesser eines Elementarwirbelstrompfades
Δy, dy	m	Länge
E	V/m	Elektrische Feldstärke
F <sub>zug</sub>	N	Zugkraft
f	Hz	Frequenz
H	A/m	Magnetische Feldstärke
H <sub>C</sub>	A/m	Koerzitivfeldstärke
I	A	Elektrischer Strom (Effektivwert)
i	A	Elektrischer Strom (Wechselgröße)
k <sub>h</sub> , k <sub>u</sub> , k <sub>wb</sub>	-	Zuschlagsfaktoren
k <sub>V</sub>	-	Volumenfaktor
l	m	Länge
M	Nm	Drehmoment
M <sub>em</sub>	Nm	Elektromagnetisches Moment
M <sub>ges</sub>	Nm	Gesamtmoment
M <sub>rast</sub>	Nm	Rastmoment
P <sub>el</sub>	W	Elektrische Leistung

$P_{VH}$	W bzw. W/kg	Hystereseverlustleistung
$P_{VL}$	W	Leitungsverlustleistung
$P_{VR}$	W	Ohmsche Verlustleistung
$P_{VU}$	W bzw. W/kg	Ummagnetisierungsverlustleistung
$P_{VW}$	W bzw. W/kg	Wirbelstromverlustleistung
$p$	-	Polpaarzahl
$R$	$\Omega$	Elektrischer Widerstand
$R$	m	Radius
$S$	$A/m^2$	Stromdichte
$T$	$^{\circ}C$	Temperatur
$T$	s	Periodendauer
$U$	V	Elektrische Spannung (Effektivwert)
$U_i$	V	Induzierte Spannung (Effektivwert)
$u$	V	Elektrische Spannung (Wechselgröße)
$u_i$	V	Induzierte Spannung (Wechselgröße)
$V$	$m^3$	Volumen
$x$	m	Radius eines Elementarwirbelstrompfades
$X$	-	Kugelanzahl
$x_F$	-	Volumenanteil
$\mu$	Vs/Am	Absolute magnetische Permeabilität
$\mu_0$	Vs/Am	Magnetische Feldkonstante
$\mu_r$	-	Relative Permeabilität
$\beta$	rad	Winkel
$\delta$	$g/cm^3$	Dichte
$\delta$	m	Eindringtiefe
$\rho$	$\mu\Omega m$	Spezifischer elektrischer Widerstand
$\rho$	$C/m^3$	Raumladungsdichte
$\sigma$	S/m	Elektrische Leitfähigkeit
$\sigma$	$N/mm^2$	Zugfestigkeit
$\sigma$	W	Spezifischer Ummagnetisierungsverlust bei 50Hz und 1T
$\sigma_s$	MPa	Streckspannung
$\phi$	Vs	Magnetischer Fluss

$\omega$	1/s	Kreisfrequenz
----------	-----	---------------

<b>Indices</b>	<b>Bedeutung</b>
eff	Effektivwert
ges	gesamt
F	Füllstoff
Fe	Eisen
FeSi	Eisen-Silizium
h	Hysterese(-schleife)
i	Index
ind	induziert
iw	Wirbelstrom
KS	Kunststoffgespritztes Material
k, kug	Kugel
max	Maximalwert
NiFe	Nickel-Eisen
R	Rechteck
S	Serie
rV	Repräsentative Verteilung
sin	Sinus
VB	Verlust Bauteil
wb	Wirbelstrom
wM	Weichmagnetisches Material
z, zyl	Zylinder



