

2 Grundlagen

In den Grundlagen wird zunächst das notwendige Fundament zur Behandlung der Stromverdrängung dargestellt (Abschnitt 2.1). Des Weiteren gibt der Abschnitt „Permanent-erregte Synchronmaschinen“ das grundlegende Wissen zu elektrischen Maschinen wieder, welches zum Verständnis der weiteren Ausführungen notwendig ist (Abschnitt 2.2). Abschließend werden die Grundlagen der Finite-Elemente-Berechnung kurz vorgestellt (Abschnitt 2.3).

2.1 Stromverdrängung

In diesem Abschnitt wird, ausgehend von den Verhältnissen ohne Stromverdrängung (Abschnitt 2.1.1), die Ursache der Stromverdrängung erläutert. Diese ergibt sich aus den Maxwell-Gleichungen (Abschnitt 2.1.2). In Abschnitt 2.1.3 wird dargestellt, wie Materialien, insbesondere ferromagnetische Materialien, die Stromverdrängung beeinflussen. Der Abschnitt 2.1.4 widmet sich der analytischen Berechnung der Stromverdrängung in elektrischen Maschinen. Abschließend werden Begriffe zur Stromverdrängung erläutert und voneinander abgegrenzt (Abschnitt 2.1.5).

2.1.1 Verhältnisse ohne Stromverdrängung

Als Ausgangspunkt werden die Verlustverhältnisse in elektrischen Spulen für den Fall betrachtet, dass keine Stromverdrängung vorliegt. Dies gilt bei der Verwendung von Gleichstrom. In diesem Fall lassen sich die Verluste in der Spule mit dem ohmschen Gesetz und der elektrischen Leistung nach

$$P_v = I_g^2 R \quad (2-1)$$

bestimmen. Die Gleichstromverluste P_v sind proportional zum elektrischen Widerstand R und zum Quadrat des elektrischen Gleichstroms I_g . Der elektrische Widerstand hängt wiederum von Eigenschaften des für die Spule verwendeten elektrischen Leiters ab gemäß

$$R = \rho \frac{l_l}{A_l} \quad (2-2)$$

Die widerstandsbestimmenden Eigenschaften des Leiters sind der spezifische elektrische Widerstand ρ des verwendeten Materials, die Länge des Leiters l_l und die Querschnittsfläche des Leiters A_l .

Unter Verwendung der Stromdichte J lässt sich der Strom ausdrücken durch

$$I = A_l J \quad (2-3)$$

Gleichung (2-3) gilt, sofern die Querschnittsfläche senkrecht vom Strom durchflossen wird und die Stromdichte im gesamten Querschnitt konstant ist. Mit ihr lässt sich aus den Gleichungen (2-1) und (2-2) der Zusammenhang

$$P_v = \rho A J^2 l_l \quad (2-4)$$

darstellen. In Gleichung (2-4) ist die Stromdichte J die einzige Größe, die quadratisch in die elektrische Verlustleistung eingeht. Verteilt sich der Strom aus irgendeinem Grund ungleichmäßig über die Querschnittsfläche, ist die Berechnung der Verlustleistung nach Gleichung (2-1) nicht zulässig. Dann müsste die elektrische Verlustleistung für jeden Teilbereich mit homogener Stromdichte nach Gleichung (2-4) separat berechnet werden. Die resultierende Verlustleistung ergibt sich dann aus der Summe der Teilverlustleistungen. Bei gegebenem Leiter und Strom nimmt die resultierende Verlustleistung mit zunehmender Inhomogenität der Stromdichte zu. Stromverdrängung verursacht eine solche inhomogene Stromdichteverteilung. Die Zusammenhänge werden in Abschnitt 2.1.2 erläutert.

2.1.2 Maxwell-Gleichungen

Der gängige Erklärungsansatz für das Phänomen der Stromverdrängung, wie er sich beispielsweise bei Müller u.a. [34] und Küpfmüller [28] findet, lautet wie folgt: Wenn sich ein elektrisch leitender Stoff in einem magnetischen Wechselfeld befindet, entstehen nach dem Induktionsgesetz

$$\text{rot} \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2-5)$$

elektrische Feldstärkewirbel. Nach dem ohmschen Gesetz sind die elektrische Feldstärke E und die elektrische Stromdichte J gemäß

$$\vec{J} = \kappa \vec{E} \quad (2-6)$$

verknüpft. Dadurch führt der elektrische Feldstärkewirbel zu einem Wirbelstrom im elektrisch leitenden Stoff. In elektrischen Maschinen wird das auf die Leiter einwirkende magnetische Feld nach dem Durchflutungsgesetz unter anderem durch den im Leiter fließenden Strom gemäß

$$\text{rot} \vec{H} = \vec{j} \quad (2-7)$$

selbst aufgebaut. In Gleichung (2-7) ist der Verschiebungsstrom aufgrund der relativ langsamen Vorgänge bereits vernachlässigt worden.

Die durch das magnetische Wechselfeld bewirkten Wirbelströme überlagern sich dem Leiterstrom. Die Überlagerung führt zu einer ungleichmäßig über den Leiterquerschnitt verteilten Stromdichte, die Stromverdrängung genannt wird. Wie bereits in Abschnitt 2.1.1 angedeutet wurde, führt dies zu höheren Verlusten. Diese zusätzlichen Verluste werden Wirbelstromverluste genannt. Die Erhöhung der Wicklungsverluste kann auch als eine scheinbare Vergrößerung des Wicklungswiderstands aufgefasst werden. Stromverdrängung ist in der Regel unerwünscht. Teilweise wird sie in der Auslegung aber auch gezielt genutzt – beispielsweise zur Vergrößerung des Anzugsmoments bei Induktionsmaschinen mit Käfigläufer.

Der eben beschriebene Erklärungsansatz mit Hilfe von Wirbelströmen hat nach Föppl [13] den Charme, dass für das Verständnis keine gekoppelte Vorstellung von Magnetismus und Elektrizität erforderlich ist. Das magnetische Feld kann als Einfluss außerhalb des Sys-

tems verstanden werden, der die Stromverteilung im Leiter beeinflusst. Wie bereits Rogowski [51] anmerkt, liegt die Schwäche dieser Modellvorstellung in der fortgesetzten Korrektur. Als Ausgangspunkt wird der Gleichstromfall betrachtet, der für die vorliegenden Verhältnisse nur näherungsweise zutrifft. Zur Korrektur ist die Berücksichtigung der Wirbelströme notwendig. Jedoch hat der Wirbelstrom wiederum eine Rückwirkung auf das magnetische Feld, wodurch sich ein weiterer Wirbelstrom 2. Ordnung der Stromverteilung überlagert. Dieser Vorgang setzt sich endlos fort. In dieser endlosen Überlagerung liegt die Schwäche der künstlichen Zerlegung des Wechselstroms in homogen verteilten Strom und Wirbelstrom. So hält es auch Sommerfeld [55], der sich auf die maxwellsche Sichtweise beruft, nach der es ein einheitliches Stromfeld und ein durch Beziehungen mit ihm verknüpftes einheitliches Magnetfeld gibt. Eine ungleichmäßige Stromdichteverteilung ergibt sich daraus von selbst durch gewisse Randbedingungen.

Für die maxwellsche Sichtweise ist aber eine andere Modellvorstellung erforderlich, wie sie beispielsweise bei Föppl [13] und Lehner [30] beschrieben wird. Diese Modellvorstellung bezieht das magnetische Feld in das betrachtete System mit ein und hat als Grundlage den Poynting-Vektor

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}. \quad (2-8)$$

Der Poynting-Vektor ist das Kreuzprodukt von elektrischer und magnetischer Feldstärke. Er gibt die Dichte und die Richtung der durch das elektromagnetische Feld transportierten Energie an. Bezogen auf einen elektrischen Leiter geschieht dabei der Energietransport nicht im Leiter, sondern im den Leiter umgebenden Dielektrikum. Im Leiter entsteht joulesche Wärme. Die dafür erforderliche Energie wird dem elektromagnetischen Feld entzogen. Dies macht sich als Dämpfung und geringfügige Verzögerung des elektromagnetischen Felds bemerkbar. Wie tief der Leistungsdichtefluss in den Leiter eindringen kann, ist dabei von der Frequenz der Vorgänge, der Beschaffenheit des elektrischen Leiters und den magnetischen Eigenschaften des ihn umgebenden Materials abhängig, wie Lehner [30] auf den Seiten 384ff darstellt. Man spricht in diesem Zusammenhang von Eindringtiefe und Felddiffusion. Je geringer die Eindringtiefe wird oder je weniger tief das Feld in den Leiter hinein diffundieren kann, desto ungleichmäßiger wird die Stromverteilung im Leiter. Die Eindringtiefe bestimmt sich gemäß Binder [3] nach

$$d_E = \sqrt{\frac{b_n}{\pi f \mu_0 \kappa b_l}}. \quad (2-9)$$

Auch die auf Basis des Poynting-Vektors beschriebenen Zusammenhänge sind letztlich nur eine Modellvorstellung, wie Backhaus [1] verdeutlicht. Aus dieser Modellvorstellung wird jedoch ersichtlich, dass auch die Beschaffenheit des magnetischen Kreises die Stromverdrängung wesentlich beeinflusst. Im folgenden Abschnitt werden die sich daraus ergeben, für diese Arbeit relevanten Grundlagen dargestellt.

2.1.3 Eigenschaften des magnetischen Kreises

Wie im vorhergehenden Abschnitt angedeutet wird, haben die magnetischen Eigenschaften der den elektrischen Leiter umgebenden Materialien Einfluss auf die Stromverdrängung im Leiter.

Der Zusammenhang von magnetischer Feldstärke und magnetischer Flussdichte im Vakuum ist

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H}. \quad (2-10)$$

Liegt kein Vakuum vor, muss der Einfluss der Materialien auf das Verhältnis berücksichtigt werden. Hier weisen ferromagnetische Materialien eine Besonderheit auf: Sie beeinflussen das Verhältnis zwischen magnetischem Feld und magnetischer Flussdichte besonders stark, während beispielsweise paramagnetische Stoffe wie Luft kaum einen Einfluss darauf haben.

Der Materialeinfluss auf die magnetische Flussdichte wird in physikalischen Zusammenhängen durch die Ergänzung der Magnetisierung M berücksichtigt gemäß

$$\vec{B} = \mu_0 (\vec{H} + \vec{M}) = \mu \vec{H}. \quad (2-11)$$

Die magnetische Polarisation $J_{mag} = \mu_0 M$ beschreibt die inneren Materialeigenschaften eines Werkstoffs ohne den magnetischen Flussanteil der Luft. In technischen Anwendungen ist die Verwendung der relativen Permeabilität μ_r üblich, mit der sich formulieren lässt

$$\mu = \mu_r \mu_0. \quad (2-12)$$

Ferromagnetische Stoffe weisen einen geringen magnetischen Widerstand auf. Eben diese Eigenschaft macht sie interessant für elektrotechnische Anwendungen, beispielsweise in elektrischen Maschinen. Hier liegt aber auch der Einfluss auf die Stromverdrängung. Denn wie aus Gleichung (2-7) ersichtlich ist, geht der elektrische Strom mit einem magnetischen Wirbelfeld einher.

Durch ferromagnetisches Material in der Umgebung eines stromführenden Leiters wird eine höhere magnetische Flussdichte erreicht. Aus Gleichung (2-5) geht hervor, dass die Ursache von Stromverdrängung die Änderung der magnetischen Flussdichte ist. Eine höhere Amplitude der magnetischen Flussdichte führt bei konstantem Stromfluss tendenziell zu höherer Stromverdrängung. Dadurch sind Leiter in elektrischen Maschinen tendenziell stärker von Stromverdrängung betroffen als Leiter, die nur von Luft umgeben sind.

Die Wirkung ferromagnetischer Materialien auf die magnetische Flussdichte ist begrenzt. Ab einer bestimmten Feldstärke sind alle Elementarmagnete in einem Material ausgerichtet, und die Magnetisierung liefert keinen zusätzlichen Beitrag mehr zur magnetischen Flussdichte. Ab diesem Punkt entsprechen die Verhältnisse wieder der Gleichung (2-10). Dieser Zustand wird magnetische Sättigung genannt. Auch vor Eintritt der Sättigung ist der Zusammenhang zwischen Magnetisierung und magnetischer Flussdichte nur näherungsweise linear. Daher ist auch μ_r keine konstante Größe. Weiterführende Informationen dazu finden sich bei Küpfmüller [28] und Paul [40].

Über eine Analogie zum elektrischen Stromkreis besteht eine weitere Möglichkeit, den Einfluss ferromagnetischer Werkstoffe auf die Stromverdrängung zu verstehen. Die magnetische Umlaufspannung V_θ entspricht der Durchflutung Θ und damit der nach Rechtschraubenzuordnung vorzeichenbehafteten Summe der vom Integrationsweg des Umlaufintegrals eingeschlossenen Ströme (vergleiche Müller u.a. [27]) entsprechend

$$\boldsymbol{\theta} = \boldsymbol{v}_0 = \oint \vec{H} \cdot d\vec{s} = \int \vec{j} \cdot d\vec{A} = \sum_{vzb} i. \quad (2-13)$$

Der magnetische Widerstand bestimmt sich zu

$$R_m = \frac{l}{\mu_0 \mu_r A}. \quad (2-14)$$

Ferromagnetische Materialien weisen aufgrund der hohen relativen Permeabilität μ_r einen tendenziell geringen magnetischen Widerstand auf. Im Verhältnis zu vergleichbaren Luftstrecken ist der magnetische Widerstand ferromagnetischer Materialien im Normalfall vernachlässigbar.

In Analogie zum elektrischen Stromkreis stellt der magnetische Fluss

$$\phi = \frac{\boldsymbol{\theta}}{R_m} \quad (2-15)$$

den magnetischen Strom dar. In einem magnetischen Kreis mit ferromagnetischen Abschnitten kommt es zu relativ hohen magnetischen Flüssen. Die Ursache ist der geringe magnetische Widerstand der ferromagnetischen Abschnitte. Ein hoher magnetischer Fluss kann wiederum stärkere Wirbelströme verursachen.

Der Zusammenhang zwischen magnetischer Flussdichte und magnetischem Fluss ist

$$\phi = \int_A \vec{B} d\vec{A}. \quad (2-16)$$

2.1.4 Analytische Berechnung

Wie in Abschnitt 2.1.1 dargestellt, ist Gleichung (2-1) bei Verwendung von Wechselstrom nicht ohne Weiteres zulässig zur Bestimmung der Verlustleistung. Will man die Beziehung weiterhin verwenden, muss der Widerstand R so definiert werden, dass die Verlustvergrößerung enthalten ist. Dies geschieht mit Hilfe des sogenannten Widerstandsverhältnisses

$$k_r = \frac{P_w}{P_g} = \frac{R_w}{R_g}, \quad (2-17)$$

das auch als Widerstandserhöhungsfaktor bezeichnet wird. Aus dem Widerstandsverhältnis ist ersichtlich, dass die Verlustleistung bei Wechselstrom P_w der Verlustleistung bei Gleichstrom P_g multipliziert mit dem Widerstandserhöhungsfaktor k_r entspricht. Die Wechselstromverluste lassen sich also über P_g und k_r beeinflussen. Nun ergeben sich zwei unterschiedliche Wege, um die Größen der Gleichung (2-17) zu bestimmen.

Zum einen gibt es das sogenannte Teileiterverfahren, das elektrische Leiter fiktiv in mehrere Teileiter zerlegt. Anschließend werden für jeden Teileiter einzeln die Ströme und Spannungen ermittelt. Bei diesem Verfahren wird auch von räumlicher Diskretisierung der Leiter gesprochen. Auf diesem Weg wird die Verlustleistung bei Wechselstrom P_w di-

rekt bestimmt. Im Prinzip wird bei diesem Berechnungsverfahren vorgegangen, wie es am Ende des Abschnitt 2.1.1 angedeutet wird. Ausgehend vom Teileiterverfahren kann eine numerische Berechnung entwickelt werden, welche die Bestimmung der Stromverdrängung für beliebige Leiter- und Nutgeometrien ermöglicht. Dieser Berechnungsweg wird beispielsweise bei Müller u.a. [34] und Köhring [27] tiefergehend beleuchtet.

Neben dem Teileiterverfahren existiert noch die analytisch geschlossene Berechnung der Stromverdrängung. Diese geht im Wesentlichen auf Sommerfeld [55], Field [11] und Emde [8] zurück. Der Berechnungsansatz basiert auf der maxwellischen und poyntingschen Sichtweise. Er kommt auf Gleichungen, mit denen auf Basis geometrischer und materialspezifischer Informationen direkt der Widerstandserhöhungsfaktor ermittelt werden kann. Dieser Ansatz wird beispielsweise bei Richter [50] und Müller u.a. [34] vorgestellt. Eine kompakte Herleitung der Zusammenhänge findet sich bei Emde [9]. Die analytisch geschlossene Berechnung der Stromverdrängung wird im Rahmen der vorliegenden Arbeit weiterführend betrachtet.

Dem analytischen Berechnungsweg liegt ein recht rudimentäres Modell einer Nutteilung einer elektrischen Maschine zugrunde, wie es in Abb. 2-1 gezeigt wird.

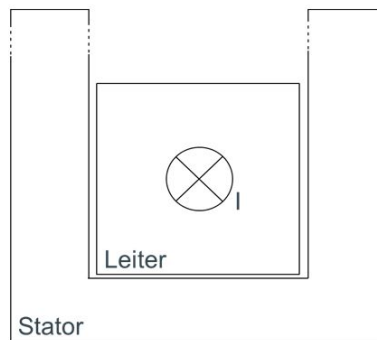


Abb. 2-1: Der analytisch geschlossenen Berechnung der Stromverdrängung zugrunde liegendes Modell einer Nutteilung

Es basiert auf einem rechteckigen Leiter, der an drei Seiten von ferromagnetischem Material umgeben ist. Bei Weiterentwicklungen wird von mehreren rechteckigen Leitern ausgegangen, die übereinander in der ferromagnetischen Nut liegen. Leiter und ferromagnetischer Teil werden unendlich lang angenommen. Die ferromagnetische Nut wird zusätzlich als unendlich tief angenommen, was durch die Strichelung in der Darstellung angedeutet wird. Innerhalb des ferromagnetischen Materials gibt es keine magnetischen Spannungsabfälle, da der magnetische Widerstand mit 0 angenommen wird. Bei mehreren Leitern in der Nut wird phasengleicher Strom in den Leitern angenommen. Strom fließt nur in die Bildebene und aus ihr heraus. Währenddessen bildet sich magnetischer Fluss außerhalb des ferromagnetischen Materials ausschließlich in horizontaler Richtung aus. Die Annahme beschreibt das sogenannte Nutquerfeld. In Kapitel 4 wird dargestellt, warum diese Annahme zunächst plausibel ist.

Auf Basis dieser Randbedingungen ergibt sich aus den Gleichungen (2-18), (2-19), (2-20), (2-21) und (2-22) für die Stromverdrängung

$$k_{Np} = \varphi(\beta) + \frac{I_u(I_u + I_p)}{I_p^2} \psi(\beta). \quad (2-18)$$

Mit Gleichung (2-18) wird der Widerstandserhöhungsfaktor für die einzelnen, übereinanderliegenden Leiterlagen separat bestimmt. Die Gleichung gilt für das bereits erweiterte Ausgangsmodell, bei dem mehrere Leiter übereinander in der Nut liegen. Bei gleichen Strömen in den Leitern ergibt sich aus den in die Gleichung eingesetzten Strömen ein stromunabhängiger Faktor, der mit der Leiterlage variiert. I_u meint den Strom der unterhalb des betrachteten Leiters in der Nut fließt. I_p meint den Strom, der im betrachteten Leiter fließt. Bei

$$\varphi(\beta) = \beta \frac{\sinh 2\beta + \sin 2\beta}{\cosh 2\beta - \cos 2\beta} \quad (2-19)$$

und

$$\psi(\beta) = 2\beta \frac{\sinh \beta - \sin \beta}{\cosh \beta + \cos \beta} \quad (2-20)$$

handelt es sich um Hilfsfunktionen. Ihr Verlauf ist in Abb. 3-4 zu sehen.

$$\beta = \alpha h_l \quad (2-21)$$

beschreibt die sogenannte reduzierte Leiterhöhe massiver Leiter und bestimmt sich aus dem Reduktionsfaktor α , für den wiederum

$$\alpha = \frac{1}{d_e} = \sqrt{\pi f \mu_0 \kappa \frac{b_l}{b_n}} \quad (2-22)$$

gilt. Legt man den vorgestellten Gleichungsapparat zugrunde, dann hängt der Widerstandserhöhungsfaktor k_r von der Frequenz des Stroms f , dem spezifischen Leitwert κ des verwendeten Leitermaterials, dem Verhältnis von Leiterbreite b_l zu Nutbreite b_n , der Leiterhöhe h_l und der Anzahl der übereinanderliegenden Leiter beziehungsweise Teilleiter ab.

Die Gleichungen haben sich in der Vergangenheit für den Auslegungsprozess elektrischer Maschinen bewährt. Dabei deutete bereits Field [11] eine wichtige Einschränkung an: Für die Gültigkeit der Gleichungen sind Zahnköpfe im Statorblechschnitt wichtig oder zumindest ein ausreichender Abstand der oben in der Nut liegenden Leiterlage zur Nutöffnung. Denn andernfalls streut das Luftspaltfeld so stark in die Nut ein, dass die Annahme eines reinen Nutquerfelds nicht mehr ausreichend genau ist. Dadurch verändern sich die Stromverdrängungsverhältnisse in den oberen Leitern. Im Abschnitt 1.3 wird auf weiterführende Ergänzungen in der Literatur zu den hier vorgestellten Grundgleichungen verwiesen. So wurden beispielsweise weitere Leiter- und Nutgeometrien untersucht.

2.1.5 Begriffserklärungen und -abgrenzungen zur Stromverdrängung

An dieser Stelle sollen Begriffe zur Stromverdrängung, die sich in der Literatur finden und auf unterschiedliche Modellvorstellungen zurückgehen, voneinander abgegrenzt wer-

den. Im Schrifttum finden sich viele verschiedene Begrifflichkeiten, die aus Sicht des Autors der Abgrenzung und zumindest einer kurzen gedanklichen Einordnung bedürfen.

Der Begriff des **Wirbelstroms** und die **maxwellsche Sichtweise** wurden bereits in Abschnitt 2.1.2 erläutert. Ein weiterer Ausdruck, der sich in der Literatur findet, lautet **Wechselstromwiderstand**. Dieser geht auf die maxwellsche Sichtweise zurück. Danach hat ein Objekt, beispielsweise ein Leiter, einen Widerstand für Gleichstrom und einen anderen Widerstand für Wechselstrom. Der Gleichstromwiderstand hängt von den in Gleichung (2-2) gegebenen Größen ab. Der Wechselstromwiderstand hängt wiederum von weiteren geometrischen Beziehungen, dem umgebenden Material und der Frequenz des Wechselstroms ab. Die beiden Widerstände lassen sich ins Verhältnis setzen. Dieses Verhältnis wird **Widerstandserhöhungsfaktor** genannt und wird in Abschnitt 2.1.4 behandelt. Das Verhältnis gibt Auskunft über die Anfälligkeit eines Objekts für Stromverdrängung.

Aus dem Vergleich von Wechselstromwiderstand und Gleichstromwiderstand stammt auch der Begriff **zusätzliche Kupferverluste**, welche die Differenz zwischen der Leistung bei Wechselstrom und Gleichstrom meinen. Dahinter steckt der gedankliche Behelf, dass es die bekannten Gleichstromverluste nach dem ohmschen Gesetz gibt und dass durch den Einsatz von Wechselstrom nun noch zusätzliche Verluste entstehen.

Der Begriff **Stromverdrängung** passt nicht in die maxwellsche Sichtweise. Er geht auf die Modellvorstellung zurück, dass das magnetische Feld den ursprünglich gleichmäßig über den Leiterquerschnitt verteilten Strom verdrängt.

In der vorliegenden Arbeit wird zwischen den Begriffen gewechselt, da es aus Sicht des Autors vom jeweiligen Problem abhängt, welche Modellvorstellung gerade gut geeignet ist, um das Thema einfach und damit auch leicht verständlich zu formulieren. Der Leser sollte sich dabei immer der Zusammenhänge der jeweiligen Modellsichten bewusst sein.

2.2 Permanenterregte Synchronmaschinen

Inhalt dieses Abschnitts ist keine umfangreiche Beschreibung elektrischer Maschinen. Stattdessen werden für diese Arbeit relevante Eigenschaften elektrischer Maschinen kurz dargestellt. Dabei handelt es sich um Eigenschaften, die sich auf die Stromverdrängung auswirken oder mit ihr im Zusammenhang stehen.

Grundlegende und weiterführende Informationen zu elektrischen Maschinen finden sich beispielsweise bei Fischer [12] und Müller u.a. [33] [34].

Zunächst wird auf den Einsatz von elektrischen Traktionsantrieben in automobilen Hybridantrieben eingegangen (Abschnitt 2.2.1). Die Anwendung erfordert die Berücksichtigung des gesamten Kennfelds. Anschließend widmet sich Abschnitt 2.2.2 den verschiedenen Verlustarten. In Abschnitt 2.2.3 wird der Polradwinkel sowie sein Einfluss auf die Stromverdrängung geschildert. Dabei werden verschiedene Besonderheiten von Synchronmaschinen behandelt, die den Polradwinkel beeinflussen. Abschnitt 2.2.4 wendet sich unterschiedlichen Wickelschemata zu und zeigt, wie sich diese auf das magnetische Feld in der Nut auswirken können. Den Abschluss bildet Abschnitt 2.2.5 mit einer kurzen Ausführung zum Kupferfüllfaktor.

2.2.1 Einsatz als Traktionsantrieb in automobilen Hybridantrieben

Die in der vorliegenden Arbeit durchgeführten Untersuchungen wurden anhand einer elektrischen Maschine umgesetzt, die als Traktionsmotor in einem automobilen Hybridantrieb eingesetzt wird. Bei dieser Anwendung werden elektrische Maschinen im gesamten zur Verfügung stehenden Drehmoment-Drehzahl-Kennfeldbereich betrieben. In Abb. 2-2 ist exemplarisch der motorische Kennfeldbereich gezeigt.

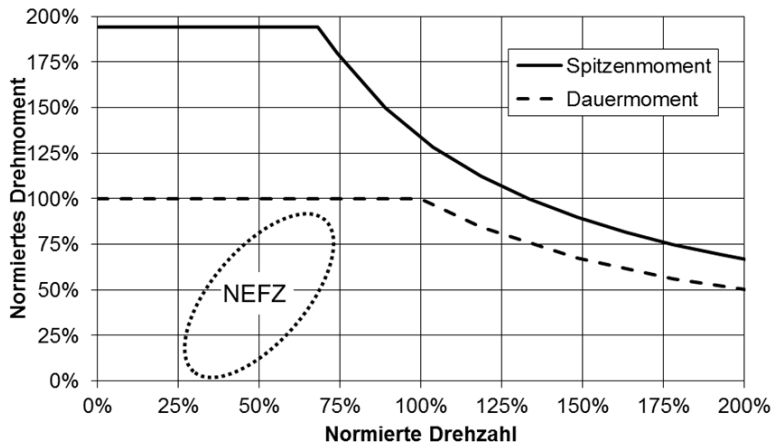


Abb. 2-2: Beispiel eines Drehzahl-Drehmomenten-Kennfelds im motorischen Bereich mit Spitzenmoment- und Dauermoment-Kennlinie sowie dem NEFZ-relevanten Bereich

Die Spitzenmoment-Kennlinie zeigt das maximale Drehmoment, das die Maschine zur Verfügung stellen kann. Es kann durch unterschiedliche Parameter begrenzt sein, beispielsweise durch den maximalen Strom und die maximale Spannung, die durch die Batterie und die Leistungselektronik bereitgestellt werden können. Bis zur Spitzenmoment-Kennlinie kann die Maschine in jeder Kombination aus Drehmoment und Drehzahl betrieben werden. Diese Kombinationen werden als Betriebspunkte bezeichnet.

Zusätzlich ist in der Darstellung die Dauermoment-Kennlinie angegeben. Diese zeigt das Drehmoment, das die Maschine dauerhaft abgeben kann. Alle Betriebspunkte, die zwischen Spitzenmoment- und Dauermoment-Kennlinie liegen, können nur für eine begrenzte Zeit angefahren werden, da sie thermisch limitiert sind. In diesen Betriebspunkten entsteht aufgrund der Maschinenverluste und gegebenenfalls durch weitere äußere Einflüsse so viel Wärme, dass sie nicht in ausreichendem Maße abgeführt werden kann. Dadurch gelangt die Maschine nach einer bestimmten Zeit an ihre Temperaturgrenze.

Die gestrichelte Ellipse in Abb. 2-2 markiert den Bereich, der für den neuen europäischen Fahrzyklus (NEFZ) besonders relevant ist. Dieser Zyklus stellte zum Zeitpunkt der Untersuchungen das Bewertungskriterium für den Wirkungsgrad der Maschine dar.

Jeder Betriebspunkt im Drehmoment-Drehzahl-Kennfeld weist seine eigenen Verluste auf. Diese beeinflussen zum einen den Wirkungsgrad der Maschine. Darüber hinaus beeinflussen die Verluste über das thermische Verhalten auch das Dauermoment, das die E-Maschine in der Lage ist bereitzustellen. Das in Abb. 2-2 gezeigte Kennfeld stellt den mo-

torischen Betrieb dar. Oftmals werden die gleichen elektrischen Maschinen in Hybridfahrzeugen auch generatorisch genutzt, um im Verzögerungsfall Energie zu rekuperieren. Weitere Informationen zum Einsatz elektrischer Maschinen in automobilen Hybridantrieben finden sich beispielsweise bei Hofmann [19].

2.2.2 Verlustbetrachtung

Wie im vorangegangenen Abschnitt erläutert wurde, weisen unterschiedliche Betriebspunkte verschiedene Wirkungsgrade und Verluste auf. Die auftretenden Verlustarten werden in diesem Abschnitt aufgegliedert.

In der vorliegenden Arbeit wird zwischen vier auftretenden Verlustgruppen unterschieden: Eisen-, Kupfer-, Magnet- und Reibungsverluste. Die Eisenverluste umfassen im Blechpaket auftretende Wirbelstrom- und Hystereseverluste. Die Kupferverluste beinhalten in den Spulen auftretende Gleichstrom- und Stromverdrängungsverluste. Die Magnetverluste meinen die Verluste in den Permanentmagneten, die durch Wirbelströme entstehen. Diese spielen in absoluten Werten oft nur eine untergeordnete Rolle. Da sie jedoch im Rotor auftreten, ist die durch sie entstehende Wärme schwerer abzuführen. Zu guter Letzt gibt es die Verlustkategorie Reibung, unter die beispielsweise Verluste durch die Lagerung des Rotors sowie Lüfterverluste fallen.

Bei der untersuchten elektrischen Maschine wird die Verlustenergie über die Außenseite des Stators in einen Kühlmantel geführt. Dadurch kann die durch Eisenverluste im Statorblechpaket entstehende Wärme gut abgeführt werden. Schwieriger verhält es sich mit den Kupferverlusten. Bei diesen muss die Wärme erst von den Spulen aufs Blechpaket übertragen werden, um von dort in den Kühlmantel zu gelangen. Der Pfad von der Spule ins Blechpaket muss aus elektrotechnischer Sicht gut isoliert sein, was sich in den Regel negativ auf den thermischen Übergangswiderstand auswirkt. Dadurch lassen sich die Kupferverluste schlechter abführen als die Eisenverluste.

2.2.3 Einflüsse auf den Polradwinkel

Die im Stator der Synchronmaschine liegende Drehstromwicklung erzeugt im Luftspalt der E-Maschine ein Drehfeld. Im stationären Betrieb werden die Pole des Rotors synchron vom umlaufenden Statorfeld mitgeschleppt. Dabei folgt der Rotor dem Statorfeld bei Belastung versetzt um den Polradwinkel $\gamma = \angle(U_s, U_p)$. Wie aus Abschnitt 2.2.3.1 ersichtlich wird, ist ein definierter Polradwinkel notwendig, um das von der Maschine erzeugte Drehmoment zu maximieren. Der Winkel definiert auch, wie Stator- und Rotorfeld aufeinandertreffen. Das so entstehende resultierende Luftspaltfeld kann wiederum Einfluss auf die Stromverdrängung haben. Dieser Abschnitt gibt daher einen Einblick in die Eigenschaften elektrischer Maschinen, die den Polradwinkel beeinflussen.

2.2.3.1 Reluktanz

Das Drehmoment einer elektrischen Maschine ist nach Gerling [14] gegeben durch:

$$T = \frac{3p}{\omega} \left(\frac{U_s U_p}{X_d} \sin(\gamma) + \frac{U_s^2}{2} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin(2\gamma) \right) \quad (2-23)$$

Es setzt sich aus zwei Anteilen zusammen: Der erste Teil beschreibt das synchrone Moment. Es wächst mit dem im Stator eingeprägten Strom und hängt vom Sinus des Polradwinkels ab. Der zweite Summand der Gleichung (2-23) stellt das Reluktanzmoment dar, das auf Basis der maxwellischen Kraft entsteht. Es hängt vom Sinus des doppelten Polradwinkels ab. Das Reluktanzmoment wächst mit dem Unterschied der Reaktanzen in d- und in q-Richtung. Die d-q-Achsenbetrachtung basiert auf rotorfesten Koordinaten, wie sie sich beispielsweise durch die Transformation nach Park [39] aus statorfesten Koordinaten ergeben.

Abb. 2-3 zeigt exemplarisch die Überlagerung des synchronen- und des Reluktanzmoments.

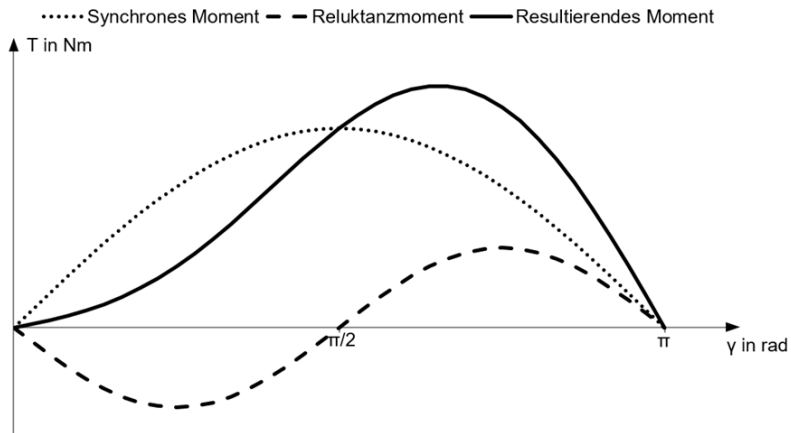


Abb. 2-3: Entstehung des resultierenden Moments in Abhängigkeit vom Polradwinkel bei Existenz eines Reluktanzmomentanteils

Die Größen sind dabei über den Polradwinkel aufgetragen. Der Reluktanzanteil wird oft gezielt genutzt. Dies ist durch den Betrieb am Umrichter möglich. Durch ihn lässt sich der Stator abhängig von der Lage des Rotors so bestromen, dass das Statorfeld eine feste Relativlage zum Rotorfeld hat. Das ermöglicht eine Nutzung des Reluktanzmoments, mit der sich die Leistungsdichte der elektrischen Maschine steigern lässt [25]. Dabei muss auf ein sinnvolles Verhältnis der Reaktanzen in d- und q-Richtung geachtet werden.

2.2.3.2 Konstantfluss- und Feldschwäcbereich

Elektrische Maschinen sind in ihrer Performance durch den maximalen Leiterstrom

$$\sqrt{I_d^2 + I_q^2} \leq I_{\max} \quad (2-24)$$

und die maximale Ausgangsspannung

$$\sqrt{U_d^2 + U_q^2} = \omega \sqrt{(L_d I_d + \Psi_{PM})^2 + (L_q I_q)^2} \leq U_{\max} \quad (2-25)$$

begrenzt. Darüber hinaus ist die Temperatur ein limitierender Faktor, der an dieser Stelle aber nicht betrachtet werden soll.

Die Spannungsgrenze spielt bei kleinen Frequenzen beziehungsweise Drehzahlen in der Regel keine Rolle. Aus Gleichung (2-25) ist ersichtlich, dass die Spannung mit der Kreisfrequenz ω ansteigt.

Im unteren Drehzahlbereich ist das maximale Drehmoment der Maschine durch den Strom begrenzt. Dieser Bereich wird als Grundstellbereich bezeichnet. Ab einer bestimmten Drehzahl wird die Spannungsgrenze erreicht. Dieser Punkt wird Eckpunkt genannt. Ab hier kann die Maschine ihr maximales Drehmoment nicht länger zur Verfügung stellen, um weiterhin Gleichung (2-25) zu genügen. Um dennoch höhere Drehzahlen realisieren zu können, muss das Permanentmagnetfeld des Rotors gezielt geschwächt werden. Dies geschieht, indem das Statorfeld dem Rotorfeld teilweise entgegengerichtet wird. Mit zunehmender Drehzahl muss das Rotorfeld stärker herabgesetzt werden. Dadurch nimmt das Drehmoment proportional mit der Kreisfrequenz ab, wie es in Abb. 2-2 zu sehen ist. Zugleich bleibt die abgegebene Leistung der Maschine ab diesem Punkt konstant. Dieser Bereich wird Feldschwächbereich genannt. Um das Rotorfeld zu schwächen, ist eine Änderung des Polradwinkels erforderlich. Durch das Verfahren steigen aufgrund des zusätzlich notwendigen Feldschwächstroms auch die Kupferverluste.

2.2.3.3 Schrägung

Mit Schrägung ist gemeint, dass die Rotorpole und die Statornuten schräg zueinander verlaufen. Bei permanentenerregten E-Maschinen wird dies oftmals erreicht, indem die Permanentmagnete im Rotor nicht in einer Linie hintereinander liegen. Stattdessen werden sie gestaffelt, das heißt in axialer Richtung stufig zueinander versetzt angeordnet. Dieser Fall ist exemplarisch in Abb. 2-4 gezeigt.

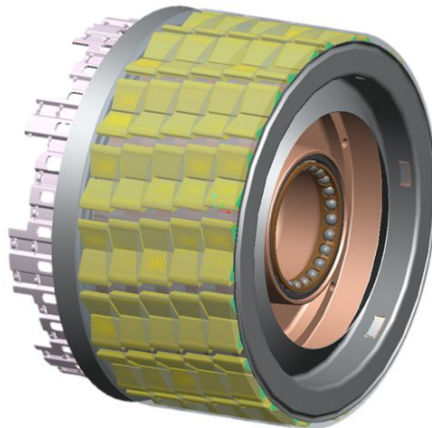


Abb. 2-4: Gestaffelter Rotor mit transparentem Blechpaket

Dabei ist das Rotorblechpaket transparent dargestellt, um die im Blechpaket eingebetteten Magnete sichtbar zu machen. Dadurch ist zu erkennen, dass die Magnete in jedem Segment leicht zueinander versetzt angelegt sind. Die Maßnahme ermöglicht es, magnetisch erzeugte Geräusche, starke Blechpaketschwingungen, Drehmomentschwankungen und das Rastmoment zu vermindern. Diese parasitären Effekte werden durch Oberwellen des

Luftspaltfelds angeregt. Auf der anderen Seite verringert die Staffelung die Drehmomentbildung der Maschine, da nicht alle Segmente mit optimalem Polradwinkel betrieben werden können [34] [3] [14].

Bei der Staffelung handelt es sich um eine indirekte Beeinflussung des Polradwinkels. Für das mittlere Segment bleibt der Polradwinkel unverändert, für die gestaffelten Segmente verändert er sich jedoch.

2.2.4 Wickelschema

Auch das in elektrischen Maschinen angewendete Wickelschema hat Einfluss auf die Stromverdrängung in den Leitern. Um den Zusammenhang zu klären, muss die Spulenanordnung betrachtet werden: Eine Spule besteht aus zwei Spulenseiten. Dabei befindet sich jede Spulenseite in einer anderen Nut der elektrischen Maschine. Der Abstand in Nuten zwischen den beiden zusammengehörigen Spulenseiten wird Spulenweite oder Wickelschritt genannt. In elektrischen Maschinen werden oftmals Zweischichtwicklungen ausgeführt. Das bedeutet, dass zwei Spulenseiten von zwei unterschiedlichen Spulen in einer Nut liegen. Dadurch wird ein verkürzter Wickelschritt, die sogenannte Sehnung möglich. Durch Sehnung lassen sich parasitäre Oberwellen gezielt unterdrücken. Einen Sonderfall stellt im Zusammenhang mit der Zweischichtwicklung die Zahnspulenwicklung dar. Bei ihr befinden sich die Spulenseiten einer Spule in benachbarten Nuten. Die Spulen werden dabei üblicherweise um einen Zahn gewickelt. Dadurch liegen zwei Spulenseiten nebeneinander in einer Nut, während die Spulenseiten bei gewöhnlichen Zweischichtwicklungen übereinander angeordnet sind.

Gehören die beiden Spulenseiten einer Nut zu verschiedenen Strängen, so beeinflusst dies das magnetische Feld in der betrachteten Nut und dadurch die Stromverdrängung in den Leitern. Das in Abschnitt 2.1.4 verwendete Modell zur Berechnung der Stromverdrängung sieht nur phasengleichen Strom in den Leitern einer Nut vor. Eine ergänzende Betrachtung zu nebeneinander in der Nut angeordneten Spulenseiten mit unterschiedlicher Stromphase hat Mosebach [32] verfasst. Er kommt zu dem Ergebnis, dass das Nutquerfeld durch die Phasendifferenz der Ströme geschwächt wird. Die Schwächung sei umso höher, je größer die Phasendifferenz der Ströme in den beiden Spulenseiten ist. Die Folge sei eine verringerte Stromverdrängung. Im weiteren Verlauf der Arbeit werden die Erkenntnisse Mosebachs tiefergehend betrachtet. Weiterführende Informationen zu Wickelschemata finden sich beispielsweise bei Müller u.a. [33] und Gerling [14].

2.2.5 Kupferfüllfaktor

Nach Gleichung (2-1) und (2-2) lassen sich die Kupferverluste einer elektrischen Maschine reduzieren, indem der Leiterquerschnitt der Spulen erhöht wird. In manchen E-Maschinen besteht jedoch ein Bauraumproblem, da der Nutraum, in den die Spulen eingelegt werden, begrenzt ist. Dadurch kann der Leiterquerschnitt nicht beliebig erhöht werden. Hier gibt es allerdings Optimierungsreserven, denn das Potenzial bei der Nutzung des Nutraums wird bisher noch nicht ausgeschöpft. Der Kupferfüllfaktor φ_{cu} ist nach Bickel u.a. [2] definiert als:

$$\varphi_{cu} = \frac{z_n A_l}{A_n}, \quad (2-26)$$

wobei z_n die Anzahl elektrischer Leiter je Nut, A_l die Kupferquerschnittsfläche eines Leiters und A_n die Querschnittsfläche der Nut meint. Üblicherweise werden in Großserienprozessen nach Gleichung (2-26) Kupferfüllfaktoren von höchstens 55% erreicht, bezogen auf die gesamte Nutfläche. Die restlichen 45% werden unter anderem für die Leiterisolation und die Nutwandisolation benötigt. Ein nicht unbedeutender Anteil ist aber auch auf Hohlräume zurückzuführen, die keinen Nutzen erfüllen. Durch eine Abstimmung von Nut- und Leiterquerschnittsgeometrie gibt es hier signifikantes Verbesserungspotential. Prototypisch konnte dies bereits mit Hilfe gegossener Spulen, wie sie in Abb. 3-1 und Abb. 3-3 zu sehen sind, genutzt werden. Mit diesen konnte ein Kupferfüllfaktor von rund 75% erreicht werden [24] [23] [16] [17]. Eine Steigerung des Kupferfüllfaktors ist auch für eine Großserie denkbar. Dies ist nach den Gleichungen (2-1), (2-2) und (2-17) gleichbedeutend mit einer Reduzierung der Kupferverluste, sofern der Widerstandserhöhungsfaktor durch den Anstieg des Kupferfüllfaktors nicht zu stark beeinflusst wird.

2.3 Finite-Elemente-Berechnung

Bei der Finite-Elemente-Methode (FEM) handelt es sich um ein numerisches Verfahren. Mit ihm lassen sich die maxwellschen Gleichungen für komplexe Maschinengeometrien lösen. Dabei wird eine erstellte Maschinengeometrie mit einem Netz, dem sogenannten Mesh, überzogen. Dies ist exemplarisch in Abb. 2-5 dargestellt. In jedem Netzelement wird das Vorliegen eines homogenen Magnetfelds unterstellt.

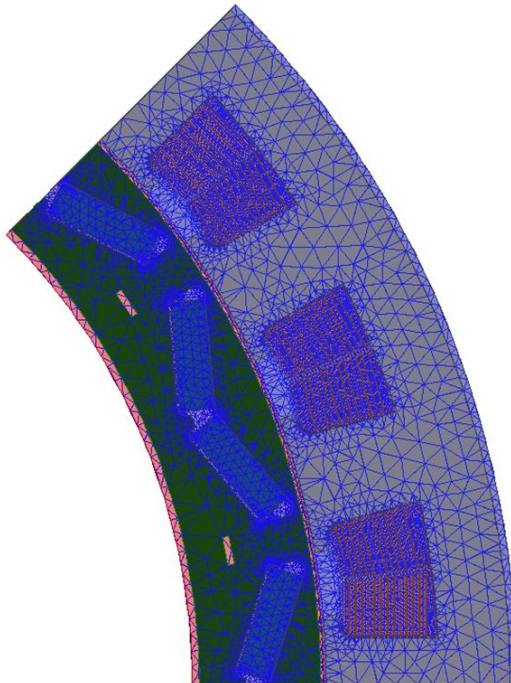


Abb. 2-5: Mesh des 2D-Finite-Elemente-Modells der E-Maschine mit gegossenen Spulen

Üblicherweise besteht das Mesh aus dreieckigen, rechteckigen oder trapezförmigen Elementen. Durch die Zerlegung in vereinfachte Elemente können aufwendige Geometrien und Feldprobleme behandelt werden. Es lassen sich sowohl Lösungen für 2D- als auch für 3D-Geometrien bestimmen. Die Genauigkeit des Verfahrens hängt auch von der Größe und der Form der Netzelemente ab. Für die Untersuchung von Stromverdrängungseffekten in den Leitern einer elektrischen Maschine ist es erforderlich, jeden Leiter einzeln zu modellieren. Dies ist für den regulären Auslegungsprozess zu aufwendig. In der vorliegenden Arbeit wurde *Maxwell 15.0* von der Firma *Ansys* für die Finite-Elemente-Berechnung verwendet. Dabei handelt es sich um ein kommerzielles Programm für elektromagnetische Berechnungen. Es bietet einen Modeller zur Erstellung von elektrischen Maschinenmodellen, ist aber auch in der Lage, CAD-Daten zu verarbeiten. Weiterführende Informationen zur Verwendung des Verfahrens der Finiten-Elemente in Bezug auf elektrische Maschinen finden sich beispielsweise bei Müller u.a. [34].

Im Rahmen der Arbeit werden zwei unterschiedliche Finite-Elemente-Modelle für Untersuchungen verwendet: zum einen das Modell einer elektrischen Maschine mit gegossenen Spulen, das in Abschnitt 3.3 gezeigt wird, und zum anderen ein Modell, das sich an der vereinfachten Geometrie für das in Abschnitt 2.1.4 beschriebene analytische Verfahren orientiert. Dieses Modell wird im Folgenden Grundmodell genannt und wird in Abschnitt 4.2 vorgestellt. Das Grundmodell gibt es in zwei Ausführungen des magnetischen Kreises: mit und ohne magnetischen Rückschluss. Des Weiteren werden beim Grundmodell die Leiteranordnungen und -eigenschaften sowie die Bleicheigenschaften für verschiedene Versuche variiert.

Untersuchung der Stromverdrängung im Ständer hoch
ausgenutzter elektrischer Maschinen

Junginger, C.

2017, XIX, 124 S. 89 Abb., 15 Abb. in Farbe., Softcover

ISBN: 978-3-658-17006-6