

Internationaler ETG-Kongress 2013

Energieversorgung auf dem
Weg nach 2050

139

ETG-Fachbericht

*Beiträge des Internationalen ETG-Kongresses
vom 5. bis 6. November 2013 in Berlin*



Energietechnische Gesellschaft im VDE (ETG)

Entwurfsmethodik für eine PMSM als Traktionsantrieb für ein elektrisches Sportfahrzeug

Design process for a PMSM as traction drive for an electric sports car

Marco Hombitzer, Georg von Pfingsten, David Franck und Kay Hameyer
 Institut für Elektrische Maschinen, RWTH Aachen University, 52062 Aachen
 E-Mail: marco.hombitzer@iem.rwth-aachen.de

Kurzfassung

Um den Energieverbrauch elektrischer Fahrzeuge zu senken und deren Reichweite zu erhöhen, muss die elektrische Maschine im Antriebsstrang eine hohe Leistungsdichte sowie einen hohen Wirkungsgrad aufweisen. Eine Möglichkeit die Leistungsdichte zu erhöhen und den Bauraumbedarf zu reduzieren ist die Auslegung der Maschine für hohe Drehzahlen. Ausgehend von der Klärung der Anforderungen und Randbedingungen über die Verlustberechnung, die Materialauswahl, die elektromagnetische und mechanische Auslegung bis hin zur Darstellung relevanter Größen der Maschine in Form von Kennfeldern wird die Methodik der einzelnen Schritte der Auslegung vorgestellt.

Abstract

To reduce the energy consumption of electric vehicles and to increase their operating range, the high efficient electrical machine has to be light and compact to realize a high power density. To design the machine for high speed operation is one option to increase the power density and to reduce the required installation space. The design methodology will be presented beginning with the evaluation of demands and constraints, loss calculation, material selection, electromagnetic and mechanical design up to the depiction of electric variables and losses in torque-speed diagrams.

1 Einleitung

Steigendes Umweltbewusstsein und die Ressourcenknappheit fossiler Brennstoffe rücken alternativ angetriebene Fahrzeuge zusehends in den Mittelpunkt von Politik, Forschung und Entwicklung. Ein Thema, das der Akzeptanz von Elektrofahrzeugen derzeit noch im Wege steht, ist die im Vergleich zu konventionell angetriebenen Fahrzeugen deutlich reduzierte Reichweite. Um die Reichweite zu erhöhen ergeben sich an die Komponenten des Antriebsstrangs daher Anforderungen wie eine hohe Leistungsdichte, hoher Wirkungsgrad, geringes Gewicht und kleines Bauvolumen. Das benötigte Bauvolumen elektrischer Maschinen ist maßgeblich vom maximalen Drehmoment der Maschine abhängig.

Eine Möglichkeit die Leistungsdichte zu erhöhen und das benötigte Volumen zu reduzieren ist die Auslegung einer Maschine für hohe Drehzahlen. So wird im Rahmen des öffentlich geförderten Forschungsprojekts „e-generation“ ein Sportwagenantrieb entwickelt, in dem eine hochdrehende PMSM mit einer Maximaldrehzahl von 18.000 min^{-1} zum Einsatz kommt. Durch die hohen Drehzahlen wird der Rotor der Maschine einer hohen mechanischen Belastung durch Fliehkräfte ausgesetzt. Aufgrund der im Betrieb auftretenden hohen Frequenzen und den damit verbundenen Verlusten ist die gezielte Wahl geeigneter weichmagnetischer Werkstoffe unumgänglich. In dieser Veröffentlichung wird eine Methodik zur Auslegung einer Hochdrehzahl-PMSM präsentiert, in der diese Aspekte besonders berücksichtigt werden. Der Ablauf der Auslegung ist in **Bild 1** veranschaulicht.

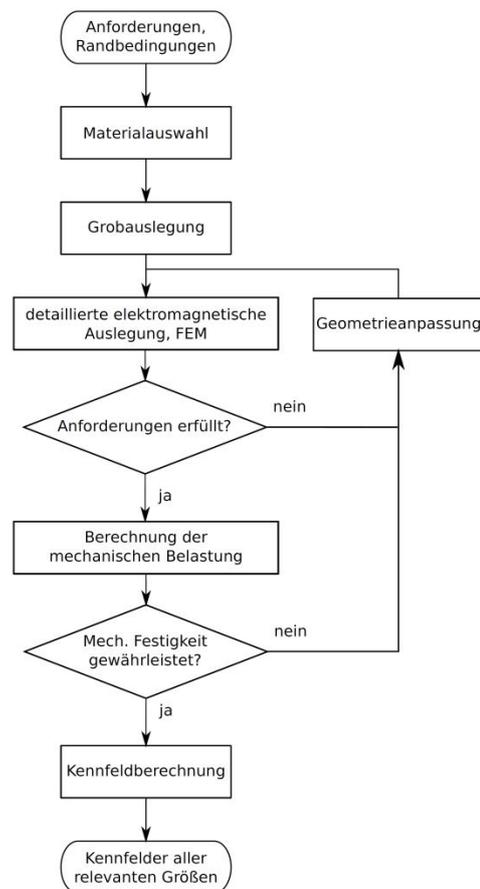


Bild 1 Ablaufdiagramm zur Auslegung einer Hochdrehzahl-PMSM.

2 Anforderungen und Randbedingungen

Um den Energieverbrauch des Fahrzeugs zu minimieren und die Reichweite zu erhöhen ist ein möglichst hoher Wirkungsgrad des gesamten Antriebsstrangs erforderlich. Dabei ist nicht der maximal erreichbare Wirkungsgrad entscheidend sondern der gemittelte Gesamtwirkungsgrad während einer typischen Fahrt. Daher muss der Antriebsstrang je nach Fahrzeug und dessen Einsatz individuell ausgelegt werden. Hierbei muss der Fokus stets auf dem gesamten Antriebsstrang liegen statt lediglich auf seinen Einzelkomponenten, da eine unabhängige Optimierung der Einzelkomponenten nicht zwangsläufig zu einem vorteilhaften Systemverhalten führt. Somit ergeben sich für die elektrische Maschine eine Reihe von Anforderungen und Randbedingungen, die vor Beginn der Auslegung zu ermitteln sind.

Traktionsantriebe in Fahrzeugen werden im Vergleich zu vielen industriellen Einsätzen elektrischer Maschinen nicht nur in einem stationären Arbeitspunkt betrieben. Die Betriebspunkte eines Fahrzeugantriebs sowie deren Verteilung können mit Hilfe von Fahrzeugsimulationsmodellen bestimmt werden. Dabei werden unter Berücksichtigung von Fahrzyklus, konkreten Fahrzeugdaten, Getriebe, elektrischer Maschine, Batterie und Betriebsstrategie die genauen Betriebspunkte über Drehmoment und Drehzahl ermittelt. Anhand dieser Betriebspunktverteilung können charakteristische Betriebspunkte extrahiert und als Auslegungspunkte für die elektrische Maschine definiert werden. Dabei ergeben sich neben den Anforderungen an Drehmoment und Drehzahl ebenfalls die jeweiligen Betriebsarten [1] in diesen Punkten wie Dauerbetrieb S1 oder Kurzzeitbetrieb für definierte Betriebszeiten S2. Eine exemplarische Verteilung von für die Auslegung relevanten Betriebspunkten ist in **Bild 2** dargestellt. Dabei bildet Betriebspunkt BP1 eine maximale Fahrzeugbeschleunigung ab, BP2 eine charakteristische Geschwindigkeit bei z.B. Stadtfahrt und BP3 eine Fahrt bei hoher Geschwindigkeit auf Autobahnen.

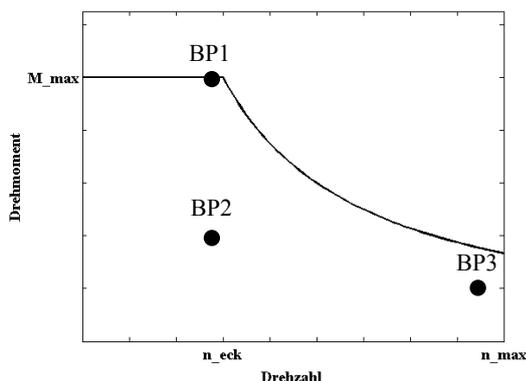


Bild 2 Beispielhafte Verteilung auslegungsrelevanter Betriebspunkte der elektrischen Maschine.

Die Transformation der erforderlichen Antriebsleistungen bei definierten Fahrzeuggeschwindigkeiten auf konkrete Drehmoment-/Drehzahlanforderungen der elektrischen

Maschine erfolgt über ein Getriebe. Dementsprechend können die Betriebspunkte im Maschinenkennfeld durch Variation der Getriebeübersetzung verschoben werden. Zusätzlich kann hierdurch die Bauraumaufteilung zwischen Getriebe und Maschine sowie deren Bauform beeinflusst werden. Im vorliegenden Beispiel wird in Abstimmung mit den am Projekt beteiligten Getriebekonstrukteuren ein Hochdrehzahlkonzept verfolgt und die maximale Maschinendrehzahl auf 18.000 min^{-1} festgelegt. Weitere Randbedingungen für die Maschinenauslegung ergeben sich durch den Aufbau des Hochvolt-Bordnetzes des Fahrzeugs. So sind hierdurch die maximale Zwischenkreisspannung sowie die maximale Klemmenspannung vorgegeben, für welche die Auslegung der Statorwicklung der Maschine erfolgen muss. Der maximal der Maschine zur Verfügung stehende Strom wird durch die Leistungselektronik begrenzt. Die Schaltfrequenz der Leistungselektronik stellt eine weitere wichtige Randbedingung dar, die vor allem bei der Auswahl der Polpaarzahl der Maschine berücksichtigt wird.

Aus der Einbausituation des Antriebsstrangs im Fahrzeug ergeben sich Bauraumrestriktionen für die einzelnen Komponenten. Hierdurch ergeben sich Einschränkungen der maximalen Länge sowie des maximalen Außendurchmessers der Maschine. Dies kann dazu führen, dass bei der Auslegung der Maschine z.B. von optimalen Verhältnissen aus Bohrungsdurchmesser zu Außendurchmesser abgewichen werden muss oder das Längen- zu Durchmesser-Verhältnis des Entwurfs nicht frei gewählt werden kann.

Die Leistungsfähigkeit der elektrischen Maschine im späteren Betrieb wird maßgeblich durch ihr thermisches Verhalten geprägt. Um das thermische Verhalten während des Auslegungsprozesses entsprechend betrachten zu können, sind Randbedingungen hinsichtlich der Kühlung der Maschine vorab zu ermitteln. Dazu zählen neben der Art der Kühlung deren Topologie sowie die Spezifikationen des Kühlmitteldurchflusses und der Kühlmitteltemperatur. Hieraus wird die maximale Verlustwärme festgelegt, die durch das Kühlsystem abgeführt werden kann und für dauerhafte Betriebspunkte keinesfalls überschritten werden darf.

3 Verlustberechnung

Um bei der Auslegung den Wirkungsgrad der Maschine in jedem Betriebspunkt bestimmen zu können und das thermische Verhalten beurteilen zu können, ist es essentiell die auftretenden Verluste möglichst exakt vorherzusagen. Berechnet werden mechanische Verluste, ohmsche Verluste, Wirbelstromverluste in den Permanentmagneten sowie Eisenverluste.

Eine Abschätzung von mechanischen Verlusten, hervorgerufen durch Reibungsverluste im Lager, wird nach [2] durchgeführt. Gleichung (3.1) gibt den Zusammenhang zwischen Lagerverlusten P_{Lager} , Drehzahl n , Lageranzahl Z_l , Viskosität ν , Reibwert f_0 sowie dem mittleren Lagerdurchmesser d_m an. Der mittlere Lagerdurchmesser be-

stimmt sich dabei nach Gleichung (3.2) über den äußeren Lagerdurchmesser D_{Lager} und den inneren Lagerdurchmesser d_{Lager} .

$$P_{Lager} = 2\pi \cdot n \cdot Z_l \cdot 10^{-10} \cdot f_0 \cdot (vn)^{\frac{2}{3}} \cdot d_m^3 \quad (3.1)$$

$$d_m = \frac{1}{2}(D_{Lager} + d_{Lager}) \quad (3.2)$$

Für die Luftreibung im Luftspalt wird nach [3] die Abschätzung (3.3) verwendet. Dabei ist k_{Luft} der Reibungsfaktor, $r_{rotor,a}$ der Rotorausradius und l_{Fe} die aktive Länge der Maschine.

$$P_{Luft} = k_{Luft} \cdot \pi^2 \cdot (2r_{rotor,a})^3 \cdot (l_{Fe} + 0,6\tau_p) \cdot n^2 \quad (3.3)$$

Durch Addition der mechanischen Verlustleistungen P_{Luft} und P_{Lager} ergibt sich nach (3.4) die mechanische Verlustleistung $P_{Reibung}$.

$$P_{Reibung} = P_{Luft} + P_{Lager} \quad (3.4)$$

Die ohmschen Verluste, die in der Statorwicklung entstehen, werden analytisch aus den Leiterströmen sowie den Leiterwiderständen bestimmt. Dabei werden sowohl der Einfluss der Wicklungstemperatur als auch die zusätzlichen Verluste, die in den Wickelköpfen entstehen, berücksichtigt.

Die Berechnung der Wirbelstromverluste in den Permanentmagneten erfolgt mit Hilfe von transienten numerischen 3D-Rechnungen. Die Höhe der Wirbelstromverluste steigt mit der elektrischen Frequenz. Eine Reduzierung der Wirbelstromverluste ist durch Segmentierung der Permanentmagnete in radialer und/oder axialer Richtung möglich.

Ein signifikanter Anteil an den Gesamtverlusten wird durch Eisenverluste verursacht. Aufgrund ihrer Frequenzabhängigkeit ist besonders im Falle des vorliegenden Hochdrehzahlkonzepts eine möglichst gute Vorhersage der Eisenverluste erforderlich. Nach [4]-[5] lassen sich die Gesamteisenverluste aus der Summe der einzelnen Verlustarten, bestehend aus Hystereseverlusten, Wirbelstromverlusten und Zusatzverlusten, bestimmen. Die Berechnung gilt jedoch nur, wenn keine Feldverdrängung und keine Sättigung auftreten. Für Frequenzen bis $f=400$ Hz und Flussdichten bis etwa $\hat{B}=1,3$ T liefert diese Verlustberechnung gute Ergebnisse und ist darüber hinaus nur eingeschränkt anwendbar.

Da die auftretenden Flussdichten meist größer und die Frequenzen bei modernen Traktionsantrieben üblich höher sind, wurde die Verlustberechnung nach Untersuchungen mit Hilfe von Messungen am Eppsteinrahmen um einen weiteren Term ergänzt [6]. Die Formel für die zusätzlichen Verluste nach [6] bei einem sinusförmigen Flussdichteverlauf ist in (3.5) gegeben. Für die Gesamteisenverluste bei einem sinusförmigen Flussdichteverlauf ergibt sich somit (3.6). Dabei stellen \hat{B} bzw. B_1 die Amplitude einer sinusförmigen magnetischen Flussdichte bzw. die Flussdichteamplitude der Grundwelle eines periodischen Verlaufs dar. a_2 ist der Verlustfaktor für klassische Wirbelströme. Der Faktor a_1 beschreibt die Hystereseverluste und a_5 beschreibt die Zusatzverluste. a_3 beschreibt den Zusammenhang zwischen der Größe der

zusätzlichen Verluste und dem Term $a_2 \cdot B^{2+a_4} \cdot f^2$. Die quadratische Abhängigkeit von der Frequenz und der Vorfaktor a_2 zeigen an, dass sich die zusätzlichen Verluste mit der Frequenz ähnlich wie die klassischen Wirbelstromverluste verhalten. a_4 gibt an, wie stark die zusätzlichen Verluste mit der Flussdichte steigen. Meist ist a_4 größer als eins, sodass sich ein Zusammenhang der zusätzlichen Verluste und der Flussdichte ergibt, der mehr als kubisch ist. Die zusätzlichen Verluste nehmen also insbesondere bei hohen Frequenzen und großen Flussdichten einen signifikanten Anteil an den Gesamteisenverlusten an.

In elektrischen Maschinen sind die auftretenden Flussdichteverläufe meist nicht sinusförmig. Sie enthalten oft einen nicht vernachlässigbaren Anteil an Harmonischen. Die Harmonischen führen dann zu größeren zeitlichen Änderungen der Flussdichte $d\vec{B}/dt$ und der Magnetisierung $d\vec{M}/dt$. Diese wiederum führen zu größeren klassischen Wirbelstromverlusten und Zusatzverlusten. Für nicht sinusförmige, harmonisch verzerrte Flussdichteverläufe wird daher meist die Reihenform (3.7) angewendet. Dabei ist B_v die Amplitude der v -ten Oberschwingung und f_v deren Frequenz. Es gilt also: $f_v = v \cdot f_1$.

$$P_{nl,sin} = a_2 \cdot a_3 \cdot \hat{B}^{2+a_4} \cdot f^2 \quad (3.5)$$

$$P_{Fe,IEM5,sin} = a_1 \cdot \hat{B}^\alpha \cdot f + a_2 \cdot \hat{B}^2 \cdot f^2 + a_5 \cdot \hat{B}^{1,5} \cdot f^{1,5} + a_2 \cdot a_3 \cdot \hat{B}^{2+a_4} \cdot f^2 \quad (3.6)$$

$$P_{Fe,IEM5} = a_1 \cdot B_1^\alpha \cdot f_1 + \sum_{v=1}^{\infty} (a_2 \cdot B_v^2 \cdot f_v^2 + a_5 \cdot B_v^{1,5} \cdot f_v^{1,5}) + a_2 \cdot a_3 \cdot B_1^{2+a_4} \cdot f_1^2 \quad (3.7)$$

4 Materialauswahl

Hohe Drehzahlen bringen große elektrische Frequenzen und somit hohe Eisenverluste mit sich. Das Ziel einer hohen Fahrzeugeffizienz führt zu steigenden Anforderungen an die eingesetzten weichmagnetischen Materialien hinsichtlich möglichst geringer Verluste und einer guten Magnetisierbarkeit bei hohen Frequenzen. Aus diesem Grund fällt der Auswahl geeigneter Materialien für die jeweilige Anwendung eine große Bedeutung zu. Grundlage für die Auswahl der weichmagnetischen Materialien sowie der genauen Verlustberechnung bilden Messungen der Eisenverluste und der Magnetisierbarkeit für verschiedene Frequenzen und magnetische Flussdichten an institutseigenen Eppsteinrahmen.

Bild 3 zeigt beispielhaft am Eppsteinrahmen gemessene Magnetisierungskennlinien für das Elektroblech M250-35A bei Messungen mit sinusförmiger Polarisation mit Scheitelwerten von $J=0,1$ T bis $J=1,8$ T und Frequenzen von $f=10$ Hz bis $f=10.000$ Hz. Aus den Messungen können die für die Verlustberechnung benötigten Eisenverlustparameter a_1 bis a_5 sowie α bestimmt werden.

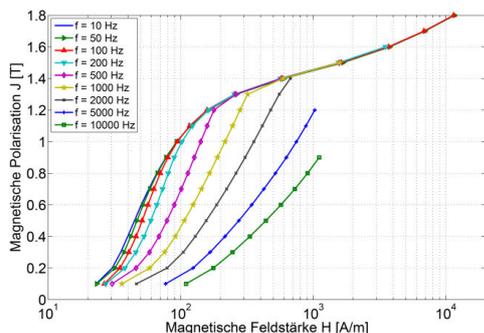


Bild 3 Gemessene J-H-Kennwerte, M250-35A.

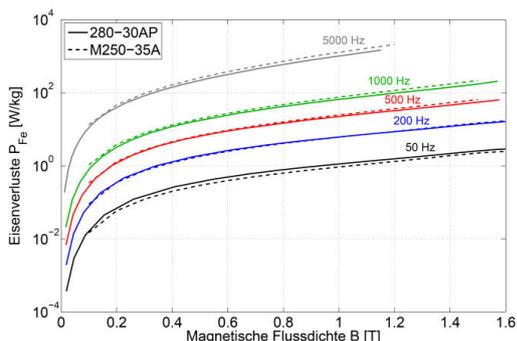


Bild 4 Spezifische gemessene Eisenverluste der Materialien 250-35A und 280-30AP.

In **Bild 4** sind exemplarisch die gemessenen Eisenverluste pro Ummagnetisierungsvorgang für Frequenzen zwischen $f = 50$ Hz und $f = 5.000$ Hz für die Materialien 250-35A sowie 280-30AP gegenübergestellt. Deutlich zu erkennen ist, dass bei einer Frequenz von 200 Hz und sinusförmiger magnetischer Flussdichte beide Materialien etwa gleich hohe Verluste aufweisen. Bei höheren Frequenzen sind die gemessenen Verluste bei der Sorte 280-30AP geringer. Für kleinere Frequenzen ist das Material M250-35A verlustärmer. Bei dem Material 280-30AP handelt es sich um eine hochpermeable Blechsorte mit erhöhter mechanischer Festigkeit. Die 0,2%-Dehngrenze $R_{p0,2}$ liegt etwa 30% bis 40% über der von Standard-Elektroblech, wodurch diese Blechsorte insbesondere für den Aufbau des Rotors von Hochdrehzahlmaschinen, dessen Blech hohen Fliehkräftbelastungen unterliegt, interessant ist.

Tabelle 1 beinhaltet neben den ermittelten Verlustparametern für 280-30AP die in [6] identifizierten Parameter für M235-35A und M270-35A.

Material	280-30AP	M235-35A	M270-35A
a_1	20,32e-3	13,88e-3	11,75e-3
a_2	34,65e-6	44,77e-6	50,34e-6
a_3	30,49e-3	0,168	0,262
a_4	6,15	2,95	2,97
a_5	0,34e-3	0,524e-3	0,447e-3
a	1,8	1,979	1,99

Tabelle 1 Verlustparameter für die 5-Parameter-IEM-Formel für die Blechsorten 280-30AP, M235-35A [6] und M270-35A [6].

5 Auslegung der elektrischen Maschine

Nachdem alle Anforderungen sowie Randbedingungen bekannt sind und eine Auswahl der weichmagnetischen Materialien getroffen wurde, folgt die eigentliche Auslegung und Dimensionierung der elektrischen Maschine. Die Auslegung gliedert sich in die Grobauslegung, welche die Wahl der Rotortopologie beinhaltet, die detaillierte Feinauslegung sowie die mechanische Auslegung des Rotors.

5.1 Grobauslegung

Zu Beginn der Grobauslegung muss die Auswahl einer Rotortopologie getroffen werden. Die möglichen Topologien unterscheiden sich durch die Anordnung der Magnete im Rotor und haben entscheidenden Einfluss auf die Leistungsdichte, die Höhe der auftretenden Verluste sowie das Betriebsverhalten der Maschine. Im vorliegenden Beispiel wird ein Rotor mit V-förmig vergrabenen Magneten ausgewählt. Diese Topologie zeichnet sich unter anderem durch eine hohe Leistungsdichte und eine geringe Anfälligkeit für Wirbelstromverluste in den Permanentmagneten aus [7] und ist damit sehr gut für einen Traktionsantrieb geeignet. Ein Ausschnitt des Rotors ist in **Bild 5** dargestellt.

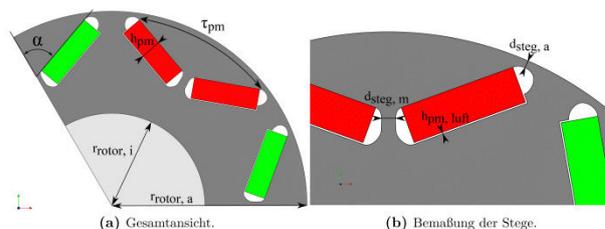


Bild 5 Ausschnitt eines Rotors mit V-förmig vergrabener Magnetanordnung und Kennzeichnung relevanter Parameter.

Des Weiteren wird für die vorliegende Hochdrehzahlmaschine ein Stator mit einer verteilten Wicklung und einer Lochzahl von $q = 2$ ausgewählt. Diese Wicklung zeichnet sich im Vergleich mit einer konzentrierten Wicklung durch eine geringere Entstehung von Eisenverlusten und Permanentmagnetverlusten aus [8]. Sie besitzt im Vergleich jedoch größere Wickelköpfe, wodurch bei identischer Gesamtlänge der Maschine in einem begrenzten Bauraum eine kürzere magnetisch aktive Länge realisierbar ist. In **Bild 6** ist ein Ausschnitt des Statorquerschnitts dargestellt.

Vor der Bestimmung der ersten groben Abmessungen der Maschine muss die Polpaarzahl der Maschine festgelegt werden. Dabei ist die Randbedingung durch die Schaltfrequenz der Leistungselektronik zu beachten. Damit pro elektrischer Periode noch eine ausreichende Anzahl an Schulpulsen zur Verfügung steht, sind die elektrischen Frequenzen im vorliegenden Fall auf 1 kHz begrenzt. Für eine maximale Drehzahl von $n_{max} = 18.000 \text{ min}^{-1}$ ergibt sich somit eine maximale Polpaarzahl von $p = 3$.

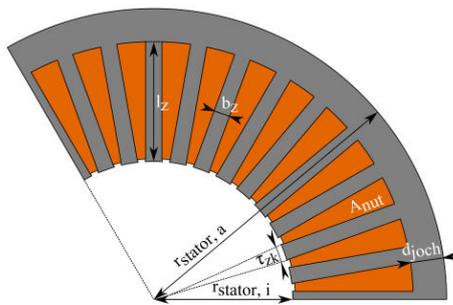


Bild 6 Ausschnitt eines Stators mit verteilter Wicklung mit $q = 2$ und Kennzeichnung relevanter Parameter.

Bei konstanter Polbedeckung werden bei kleinerer Polpaarzahl die Abmessungen der einzelnen Rotorpole und somit der Magneten größer, wodurch die Fliehkraftbelastung der Rotorstege deutlich ansteigt. Daher müssen die Stege deutlich dicker ausgeführt werden um die mechanische Festigkeit zu gewährleisten, was zu einer Zunahme an Streufluss führt. Um eine möglichst gute Ausnutzung des im Rotor eingebrachten Magnetmaterials zu erzielen, wird die Polpaarzahl der Maschine daher auf $p = 3$ festgelegt.

Die groben Abmessungen der Aktivteile der Maschine können wie in [3] oder [9] beschrieben analytisch ermittelt werden. Dabei sind die Bauraumbegrenzungen zu prüfen und das Verhältnis aus Länge zu Durchmesser des Entwurfs während der Berechnung der Grobmessungen bei Bedarf anzupassen.

5.2 Detailauslegung

Sind die Grobmessungen der Aktivteile ermittelt, findet eine detaillierte elektromagnetische Auslegung statt. Dabei werden numerische Berechnungsverfahren verwendet um Einflüsse durch Sättigung und Streuflüsse zu berücksichtigen. Eine Erläuterung der einzelnen numerischen Simulationen findet sich in [7].

Mittels Variationsrechnungen werden einzelne Parameter oder Kombinationen aus Parametern variiert, um somit iterativ die Geometrie zu verfeinern, optimale Parameterkombinationen zu ermitteln und die Anforderungen zu erfüllen. Bewertungskriterien zur Auswahl günstiger Parameterkombinationen können beispielsweise die Höhe des erreichten Drehmomentes, die Höhe der Drehmomentschwankung, der Verlauf der Klemmenspannung im Leerlauf und unter Last sowie die auftretenden Verluste sein.

5.2.1 Variation des Stators

Die wichtigsten geometrischen Stellgrößen, die im Rahmen der Feinauslegung des Stators variiert werden können, sind neben Statorinnen- und außenradius $r_{stator,i}$ bzw. $r_{stator,a}$ die Höhe des Rückschlussjochs d_{joch} , Zahnbreite b_z , Zahnhöhe l_z und die Form des Zahnkopfes, beeinflusst durch die Zahnbedeckung τ_{zk} sowie dem Zahnkopfradius r_{zk} . Beispielhaft ist in **Bild 7** der aufgespannte Raum bei der Variation der Zahnkopfform im Falle einer Einzelzahnwicklung veranschaulicht.

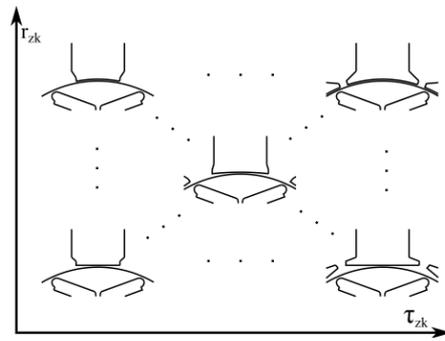


Bild 7 Variationen von Zahnkopfbdeckung τ_{zk} und Zahnkopfradius r_{zk} am Beispiel einer Einzelzahnwicklung.

Der Zahnkopfradius wird hier als dimensionslose Zahl zwischen 0 und 1 repräsentiert. Dabei entspricht $r_{zk} = 1$ einem flachen Statorzahn mit Radius $r \rightarrow \infty$ und $r_{zk} = 0$ einem parallel zum Rotor verlaufenden Zahn mit konstanter Luftspaltweite. Die Zahnkopfbdeckung wird im Bereich von $\tau_{zk} = 0,55$ bis $\tau_{zk} = 0,9$ verändert. Um für diese Kombinationen zum Beispiel den Harmonischen Anteil der verketteten Leerlaufspannungen bewerten zu können, ist in **Bild 8** deren Total Harmonic Distortion (THD) dargestellt. Diese berechnet sich nach Gleichung (5.1), wobei die Fouriertransformierte U_v der Amplitude der Ordnung v entspricht.

$$THD_U = \frac{\sqrt{\sum_{v=2}^N U_v^2}}{U_1} \quad (5.1)$$

Es wird deutlich, dass im dargestellten Beispiel die Kombination aus $\tau_{zk} = 0,7$ und $r_{zk} = 0,5$ die Klemmenspannung mit der geringsten Verzerrung durch Harmonische Anteile zur Folge hat und somit am ehesten einem sinusförmigen Spannungsverlauf entspricht.

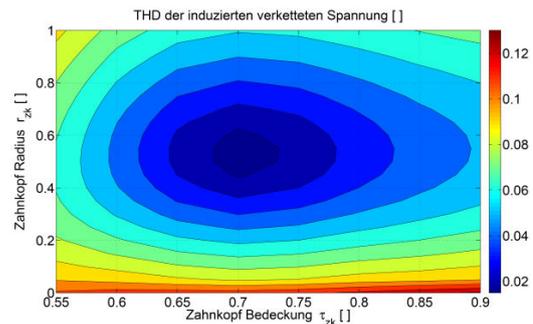


Bild 8 THD der verketteten Leerlaufspannung am Beispiel einer Einzelzahnwicklung bei Variation von Zahnkopfbdeckung τ_{zk} und Zahnkopfradius r_{zk} .

5.2.2 Variation des Rotors

Neben der Statorgeometrie ist die Rotorgeometrie der zweite wichtige Teil des Maschinendesigns. Die Rotorform bzw. die Rotorpolform nehmen ebenfalls großen Einfluss auf den Anteil an harmonischen Verzerrungen in den Zeitverläufen der Spannung. Des Weiteren hat die

Rotorpolform einen Einfluss auf die Drehmomentwelligkeit der Maschine. Die wichtigsten Parameter sind neben Rotorinnen- und Rotoraußenradius $r_{rotor,i}$ bzw. $r_{rotor,a}$ der Öffnungswinkel α der V-förmigen Anordnung, die Polbedeckung τ_{pm} sowie die Höhe der Permanentmagnete h_{pm} . In **Bild 9** ist exemplarisch der aufgespannte Parameterraum über dem V-Öffnungswinkel und der Polbedeckung veranschaulicht. Dabei wird der Öffnungswinkel von $\alpha = 55^\circ$ bis $\alpha = 90^\circ$ variiert sowie die Polbedeckung von $\tau_{pm} = 0,5$ bis $\tau_{pm} = 0,75$.

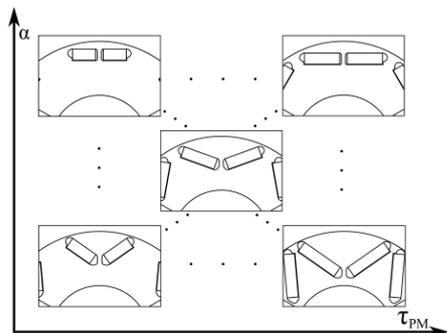


Bild 9 Beispielhafte Variation von Polbedeckung τ_{pm} und V-Öffnungswinkel α .

Die für diese Kombinationen erreichten Drehmomente sind in **Bild 10** zu sehen. Wie zu erwarten steigt das Drehmoment bei größer werdender Polbedeckung und kleiner werdendem Öffnungswinkel, da hierbei die im Rotor eingebrachte Menge an Magnetmaterial zunimmt und somit ein größerer Fluss erzeugt wird.

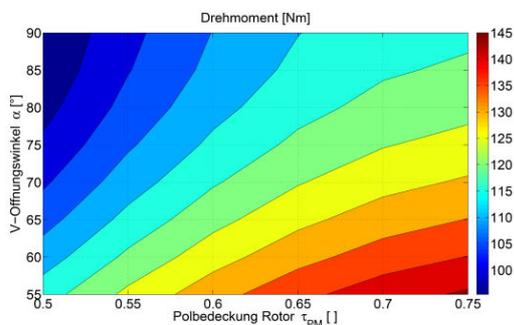


Bild 10 Erreichtes Drehmoment unter Variation von Polbedeckung τ_{pm} und V-Öffnungswinkel α .

5.3 Mechanische Auslegung des Rotors

Auf einen rotierenden Körper wirkt eine Kraft, die vom Rotationszentrum nach außen gerichtet ist. Diese Zentrifugal- oder Fliehkraft lässt sich für einen Massenpunkt der Masse dm im Abstand r zum Rotationszentrum bei der Rotationsgeschwindigkeit ω mit $dF = dm \cdot \omega^2 \cdot r$ bestimmen. Insbesondere mit hohen Drehzahlen geht durch die Abhängigkeit von ω^2 eine hohe Fliehkraftbelastung des Rotors einher.

Die höchsten Belastungen treten dabei in den äußeren Stegen $d_{steg,a}$ der V-förmigen Anordnung zwischen Magneten und Rotoraußenradius auf sowie im mittleren Steg $d_{steg,m}$ zwischen den beiden Magneten innerhalb einer V-

Anordnung. Daher müssen die Stege ausreichend dick dimensioniert werden um die mechanische Festigkeit des Rotors bis zur Schleuderdrehzahl der Maschine sicherzustellen [1]. Allerdings können sich durch diese Stege Streuflüsse im Rotor ausbreiten, so dass der zur Drehmomentbildung beitragende Nutzfluss reduziert wird und die Forderung nach möglichst dünnen Stegen entsteht. Um eine optimale, gültige Kombination aus Seitenstegbreite und Mittelstegbreite zu finden, ist es nötig verschiedene Kombinationen aus Mittelstegbreiten und Seitenstegbreiten zu betrachten. **Bild 11** stellt den Ablaufplan der Stegbreitenoptimierung dar.

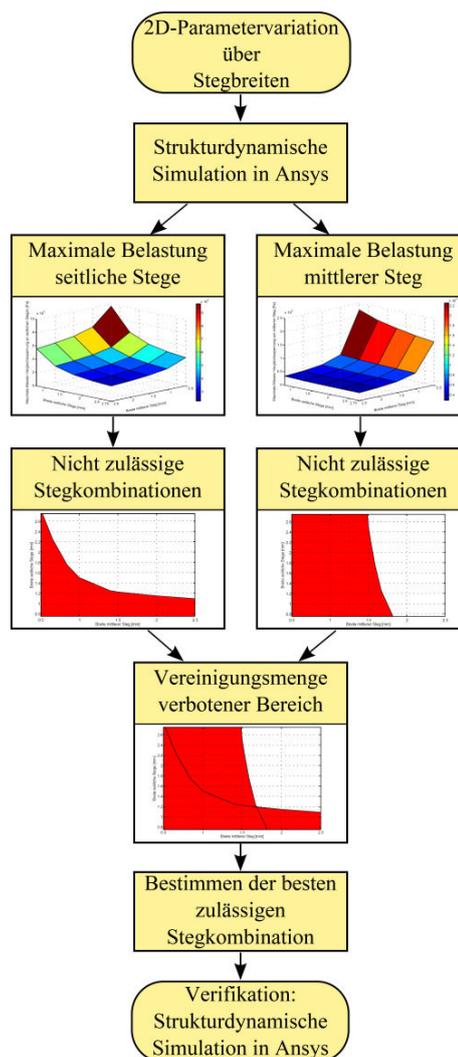


Bild 11 Ablauf der mechanischen Auslegung der Rotorstege.

Dafür wird zunächst ein zweidimensionaler Parameterraum über die beiden kritischen Stegbreiten aufgespannt und für jede Stegbreitenkombination eine strukturdynamische FE-Simulation durchgeführt. Hieraus werden für jeden Steg die auftretenden Kraftdichten ermittelt. Wählt man für die jeweilige Kraftdichte die Höhenlinie aus, die der maximal zulässigen von-Mises Spannung des verwendeten Rotorblechmaterials entspricht, so erhält man eine Kontur mit Stegkombinationen, die zur maximal zu-

lässigen Belastung an mindestens einem der Stege führen. Kombinationen, die zur Überlastung mindestens eines Steges führen, sind im Ablaufplan rot markiert. Durch die Vereinigung der unzulässigen Kombinationen, die zur mechanischen Überbeanspruchung mindestens eines Steges führen, ergeben sich zulässige Kombinationen, für die in keinem der Stege die maximale Belastung überschritten wird.

Aus diesen Stegkombinationen wird schließlich jene ausgewählt, die einen möglichst geringen Streufluss erzeugt. Als Annahme wird hier getroffen, dass alle Stege bei gleicher Breite den gleichen Streufluss erzeugen. Daher muss also die Summe der Stegbreiten minimiert werden und es ergibt sich:

$$d_{steg,m} + 2 \cdot d_{steg,s} \rightarrow \min.$$

Diese Stegbreitenanpassung wird für jede Parametervariation durchgeführt, bei der die Rotorgeometrie beeinflusst wird. Daher ergibt sich ein iterativer Auslegungsprozess, bis die Feinauslegung abgeschlossen und sowohl die zu Anfang ermittelten Anforderungen erfüllt sind als auch die mechanische Festigkeit des Rotors sichergestellt ist.

6 Kennfeldberechnung

Nach abgeschlossener Auslegung der Maschine können alle relevanten elektrischen Größen und Verluste in Abhängigkeit der Batteriespannung U_{bat} , des mechanischen Drehmomentes M_{mech} und der Drehzahl n bestimmt werden. Zu diesen Größen zählen unter anderem Strangstrom I , d-Strangstrom I_d , q-Strangstrom I_q , maximale verkettete Spannung U_{max} , Ohmsche Verluste P_{cu} , Eisenverluste P_{Fe} , mechanische Verluste P_{reib} , Eingangsleistung P_{in} , Ausgangsleistung P_{out} und Wirkungsgrad η . Mit Hilfe dieser Kennfelder kann das Verhalten der Maschine über den gesamten Betriebsbereich beschrieben werden und beispielsweise als Eingangsdaten für weiterführende Systemsimulationen des gesamten Antriebsstrangs genutzt werden.

Für die Bestimmung dieser Kennfelder ist es zunächst notwendig den Kommutierungswinkel für jeden möglichen Betriebspunkt aus Drehmoment und Drehzahl zu kennen. Im Grunddrehzahlbereich ist dies über die Betrachtung des Drehmomentes in Abhängigkeit des Stroms möglich. Da der optimale Kommutierungswinkel stromabhängig ist, wird an dieser Stelle ein zweidimensionaler Raum über der d-Strromdichte $J_{d,Nut,max}$ und q-Strromdichte $J_{q,Nut,max}$, jeweils bezogen auf den Scheitelwert in der Nut, mit FE-Simulationen aufgespannt. **Bild 12** zeigt beispielhaft die dreidimensionale Darstellung des Drehmomentes in Abhängigkeit von den Stromdichten $J_{d,Nut,max}$ und $J_{q,Nut,max}$. Jede Kombination aus d- und q-Strromdichte lässt sich wieder in ein ruhendes Koordinatensystem überführen und repräsentiert den Kommutierungswinkel und den Betrag des Stromes. Aus dieser Datengrundlage wird für jedes elektrische Drehmoment M_{el} , das die Maschine erzeugen kann, der minimale Strom bestimmt, bei dem dieses erreicht wird.

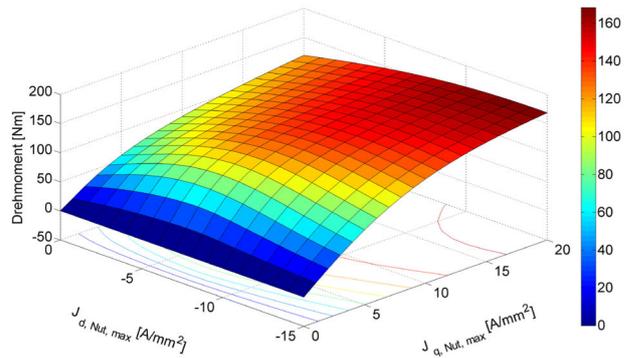


Bild 12 Ergebnisse für das Drehmoment aus der 2D-Parametervariation über den d- und q-Strromdichten.

Wird eine Kombination von Drehmoment und Drehzahl von der Maschine angefordert, bei der die maximal von Umrichter und Batterie zur Verfügung stehende Spannung erreicht wird, so muss die Maschine in Feldschwächung betrieben werden. Dazu wird für jeden der simulierten Punkte die verkettete Klemmenspannung bestimmt. Wird für eine Anforderung von Drehmoment und Drehzahl bei optimaler Bestromung (maximales Moment pro Ampere) die maximal zulässige Spannung überschritten, so wird jener Punkt (J_d,Nut,max , J_q,Nut,max) gesucht, bei dem die Klemmenspannung nicht überschritten wird und die Maschine das geforderte Moment liefert. Gibt es einen solchen Punkt nicht, so kann die Maschine das geforderte Drehmoment bei der entsprechenden Drehzahl nicht liefern. Existieren mehrere Punkte, welche die Bedingungen an Drehmoment und Spannung erfüllen, so wird der Punkt mit dem betragsmäßig kleinsten Strom ausgewählt. Im letzten Schritt werden die Kennfelder auf das mechanische Drehmoment an der Welle bezogen. Dazu werden Verlustmomente, hervorgerufen durch Reibungsverluste und Eisenverluste, die ebenfalls im Postprozess der elektromagnetischen Simulation bestimmt werden, vom elektrischen Drehmoment subtrahiert:

$$M_{mech} = M_{el} - \left(\frac{P_{reib} + P_{Fe}}{2\pi n} \right)$$

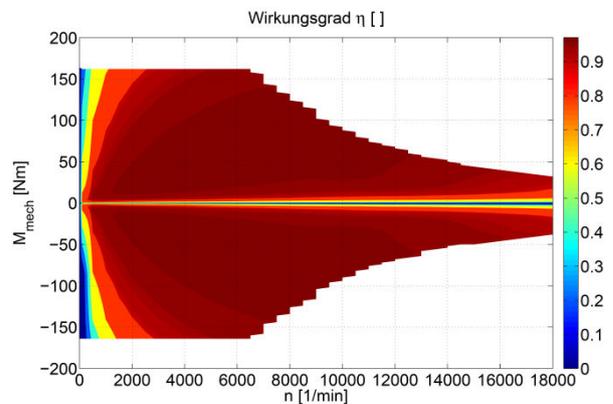


Bild 13 Wirkungsgradkennfeld, Statormaterial: M235-35A, Rotormaterial: 280-30AP.

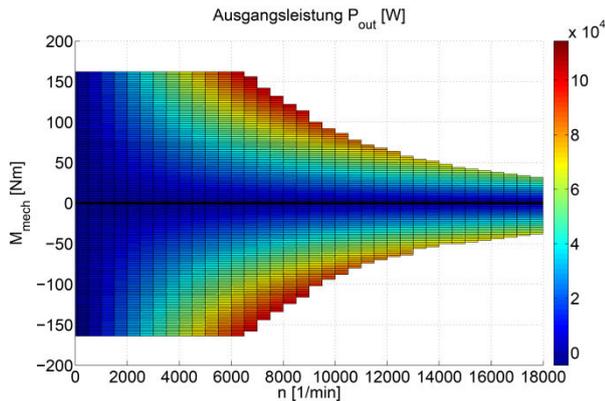


Bild 14 Kennfeld der Ausgangsleistung, Stator-material: M235-35A, Rotormaterial: 280-30AP.

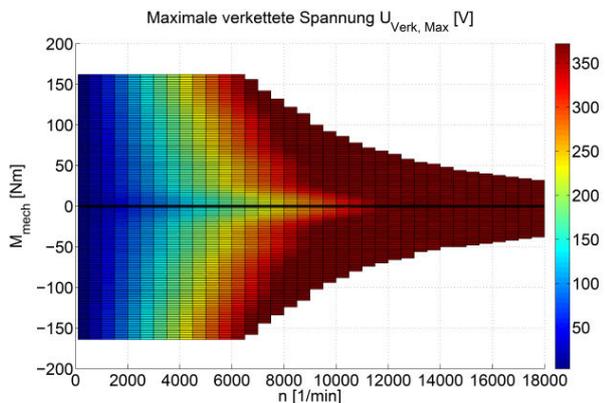


Bild 15 Kennfeld des Spitzenwerts der verketteten Spannung, Stator-material: M235-35A, Rotormaterial: 280-30AP.

Beispielhaft sind in den **Bildern 13 - 15** die Kennfelder des Wirkungsgrades, der Ausgangsleistung sowie der maximalen verketteten Spannung dargestellt für eine Maschine mit M235-35A als Statormaterial und 280-30AP als Rotormaterial.

7 Zusammenfassung

Um den Energieverbrauch von Elektrofahrzeugen zu minimieren und die Reichweite zu erhöhen sind kompakte elektrische Maschinen mit einer hohen Leistungsdichte erforderlich. Eine Möglichkeit die Leistungsdichte zu erhöhen und das benötigte Volumen zu reduzieren ist der Betrieb bei hohen Drehzahlen. Aufgrund der überproportionalen Frequenzabhängigkeit der Eisenverluste mit der Frequenz, kommt der Auswahl der weichmagnetischen Materialien und einer zuverlässigen Verlustberechnung auch bei hohen Frequenzen eine entscheidende Bedeutung zu. Des Weiteren ist der Rotor der Maschine aufgrund der hohen Drehzahlen hohen mechanischen Belastungen ausgesetzt.

In diesem Beitrag wird eine Methodik zur Auslegung von hochdrehenden Traktionsantrieben vorgestellt. Angefan-

gen mit der Klärung wichtiger Anforderungen und Randbedingungen wird anschließend auf die Auswahl geeigneter Materialien eingegangen sowie auf die Berechnung relevanter Verluste, um schon während der Auslegung den Wirkungsgrad in jedem Betriebspunkt zuverlässig vorhersagen zu können. Die einzelnen Schritte der iterativen Dimensionierung der Maschine werden erläutert und eine Herangehensweise zur mechanischen Auslegung der Rotorstege zur Sicherstellung der mechanischen Festigkeit präsentiert. Die relevanten Daten der ausgelegten Maschine werden in Kennfeldern aufgearbeitet, um das Verhalten über den gesamten Betriebsbereich beschreiben zu können und diese Daten beispielsweise für eine weitergehende Systemsimulation des gesamten Antriebsstrangs nutzen zu können.

8 Danksagung

Diese Veröffentlichung entstand im Rahmen des Verbundprojektes „e-generation“, das mit Mitteln des Bundesministeriums für Bildung und Forschung unter dem Förderkennzeichen 13N11867 gefördert wurde.

9 Literatur

- [1] DIN EN 60034-1, Drehende Elektrische Maschinen, Teil1: Bemessung und Betriebsverhalten, VDE-Verlag, 2011.
- [2] W. Beitz (Hrsg.), K.-H. Küttner (Hrsg.), H. Dubbel: Dubbel - Taschenbuch für den Maschinenbau, 17. Auflage, Springer-Verlag, 1990.
- [3] K. Vogt: Berechnung Elektrischer Maschinen, Wiley-VCH Verlag GmbH, 1996.
- [4] G. Bertotti: General properties of power losses in soft ferromagnetic materials, IEEE Transactions on Magnetics 24 (1988), Januar, Nr. 1, S. 621 –630.
- [5] G. Bertotti: Hysteresis in Magnetism: For Physicists, Materials Scientists, and Engineers (Electromagnetism), Academic Press, 1998.
- [6] D. Eggers, S. Steentjes, K. Hameyer: Advanced Iron-Loss Estimation for Nonlinear Material Behavior, IEEE Transactions on Magnetics 48 (2012), November, Nr. 11, S. 3021 –3024. – ISSN 0018–9464.
- [7] T. Finken, M. Hafner, M. Felden, K. Hameyer: Design rules for energy efficient IPM motors in HEV applications, Electromotion, Vol. 17, No. 3, July 2010, pp. 143-154.
- [8] G. von Pffingsten, S. Steentjes, M. Hombitzer, K. Hameyer: Influence of Winding Scheme on the Iron-Loss-Distribution in Permanent Magnet Synchronous Machines, Soft Magnetic Materials Conference, Budapest, 2013.
- [9] J. Pyrhonen, T. Jokinen, and V. Hrabovcov: Design of rotating electrical machines, Wiley: Chichester, 2008.