

Transientes Simulationsmodell für die akustische Bewertung elektrischer Antriebe

Thomas Herold, David Franck, Michael Schröder, Stefan Böhmer & Kay Hameyer

e & i Elektrotechnik und Informationstechnik

ISSN 0932-383X

Elektrotech. Inftech.

DOI 10.1007/s00502-016-0393-y

ONLINE FIRST

e & i

elektrotechnik und informationstechnik heft 1.2016

OVE Verbandszeitschrift

THEMENSCHWERPUNKT
Elektromagnetische Verträglichkeit und Robustheit elektronischer Systeme

PRAXIS + WISSEN
EMV-konform, aber manchmal doch nicht robust genug – warum?
The TEC-Laboratory – a new ⁶⁰Co testing facility at Seibersdorf Laboratories for testing of EEE components regarding ionizing radiation hardness assurance
Radiation characterisation of COTS power MOSFETS with respect to TID hardness and SEGR susceptibility

INTERVIEW
mit Dr. Rainer Minixhofer, ams AG

SEIBERSDORF LABORATORIES

Neue Prüfanlage: Bestimmung der Strahlungsfestigkeit elektronischer Bauteile

TEC-Labor Seibersdorf
www.seibersdorf-laboratories.at/tec-labor

SpringerWienNewYork

Your article is protected by copyright and all rights are held exclusively by Springer Verlag Wien. This e-offprint is for personal use only and shall not be self-archived in electronic repositories. If you wish to self-archive your article, please use the accepted manuscript version for posting on your own website. You may further deposit the accepted manuscript version in any repository, provided it is only made publicly available 12 months after official publication or later and provided acknowledgement is given to the original source of publication and a link is inserted to the published article on Springer's website. The link must be accompanied by the following text: "The final publication is available at link.springer.com".

Transientes Simulationsmodell für die akustische Bewertung elektrischer Antriebe

T. Herold, D. Franck, M. Schröder, S. Böhmer, K. Hameyer

In dieser Arbeit wird eine Methode vorgestellt, die eine Ermittlung der mechanischen Übertragungsfunktionen von Kräften auf den Statorzähnen einer elektrischen Maschine bis hin zu Oberflächenschnellen an relevant abstrahlenden Oberflächen erlaubt. Die vorgestellte Methode ermöglicht es, Antriebsstränge in ihrer Zielanwendung und der realen Einbausituation effizient zu analysieren. Die ermittelten Übertragungsfunktionen werden in ein transientes akustisches Modell für die Simulation allgemeiner elektrischer Antriebsstränge integriert. Das vorgestellte Modell berücksichtigt die Leistungselektronik und ihre maßgeblichen Nichtlinearitäten, die digitale Regelung, die Sensorik, aber auch toleranzbehaftete Geometrien elektrischer Maschinen sowie reale und in der Toleranz abweichende elektromagnetische Materialeigenschaften. Eine Validierung des Modells anhand von Körperschallmessungen wird vorgestellt und der Vorteil einer geschlossenen Zeitbereichssimulation erklärt. Beispielhafte Anwendungsmöglichkeiten des vorgeschlagenen Modells werden diskutiert und das Potential einer Bewertung des akustischen Verhaltens im Auslegungsprozess somit aufgezeigt.

Schlüsselwörter: Akustik; Simulation; elektrische Maschine; Antriebsstrang; Kraftanregung; Schwingungsanalyse; Wechselrichter

Transient simulation model for the acoustic evaluation of electrical drives.

This work presents a method to determine mechanical transfer functions from forces, acting on the stator teeth of an electrical machine, to surface velocities at sound radiating surfaces. The method allows an efficient analysis of drive trains in their target application and real environment. The determined transfer functions are used in a transient acoustic model for the simulation of electrical drive trains. The proposed model takes care of the nonlinear power electronics, the digital control and sensors, as well as of tolerance afflicted geometries of electrical machines and real and in tolerance deviating material properties. The model is validated by means of vibration measurements. The benefits of a closed simulation in time domain are declared. Exemplary applications of the proposed model are discussed and the potential of the acoustic evaluation during the design process of an electrical machine is illustrated.

Keywords: acoustics; electrical machine; drive train; force excitation; vibrational analysis; inverter

Eingegangen am 30. Oktober 2015, angenommen am 18. Dezember 2015
© Springer Verlag Wien 2016



1. Einleitung

Bedingt durch gesteigerte Kundenansprüche und gesetzliche Vorschriften wird die Bewertung der akustischen Abstrahlung elektrischer Maschinen und ganzer Antriebsstränge stetig relevanter. Viele Untersuchungen und Studien widmen sich diesem Thema. Erste entsprechende Arbeiten entstehen bereits in den Anfängen des zwanzigsten Jahrhunderts, in denen über das Pfeifen von elektrischen Maschinen berichtet wird [1]. Es entstehen empirische Regeln für die akustisch günstigste Auslegung von Maschinen, welche abhängig von der Baugröße sind. Jordan präsentiert in der Mitte des letzten Jahrhunderts einen strukturierten Ansatz zur Untersuchung geräuscharmer Elektromotoren [2]. Auf Basis einer räumlichen und zeitlichen Zerlegung der anregenden elektromagnetischen Kräfte, leitet er akustische und schwingungstechnische Eigenschaften elektrischer Maschinen ab. Seine Arbeiten dienen auch heute noch als Grundlage für akustische Untersuchungen elektrischer Maschinen. Die konsequente Weiterentwicklung der Arbeiten Jordans zeigt sich exemplarisch in [3] oder [4]. Eine Zusammenfassung über den Stand der Technik für die Modellierung des akustischen Verhaltens elektrischer Maschinen ist in [5] gegeben. Diese Arbeiten weisen auf die Abhängigkeit des akustischen Verhaltens vom Betriebszustand hin, allerdings liegt der Fokus dort auf der Simulation einzelner Betriebs-

punkte, bei Speisung mit zumeist sinusförmigen Statorströmen. In [6] wird der Einfluss einer verzerrten Speisung durch schaltende Leistungshalbleiter präsentiert. Jedoch ist die Untersuchung eines drehzahl- und drehmomentdynamischen Betriebs aufwendig, da das dort vorgestellte Modell im Frequenzbereich arbeitet. Ein entsprechendes Zeitbereichsmodell für elektrische Maschinen findet sich in [7]. Dort werden die Maschinenregelung, die Leistungselektronik, nichtlineare Materialeigenschaften und die exakte Geometrie der elektrischen Maschine berücksichtigt. Die Evaluierung elektromagnetischer Kräfte erfolgt jedoch weiterhin Fourier-transformiert.

Auf Grundlage dieser Vorarbeiten haben die Autoren ein transientes Simulationsmodell für elektrische Antriebsstränge entwickelt,

Herold, Thomas, Institut für Elektrische Maschinen (IEM), RWTH Aachen University, Schinkelstraße 4, 52062 Aachen, Deutschland
(E-Mail: thomas.herold@iem.rwth-aachen.de); **Franck, David**, Institut für Elektrische Maschinen (IEM), RWTH Aachen University, Schinkelstraße 4, 52062 Aachen, Deutschland; **Schröder, Michael**, Institut für Elektrische Maschinen (IEM), RWTH Aachen University, Schinkelstraße 4, 52062 Aachen, Deutschland; **Böhmer, Stefan**, Institut für Elektrische Maschinen (IEM), RWTH Aachen University, Schinkelstraße 4, 52062 Aachen, Deutschland; **Hameyer, Kay**, Institut für Elektrische Maschinen (IEM), RWTH Aachen University, Schinkelstraße 4, 52062 Aachen, Deutschland

welches in [8] vorgestellt wird. In den bisher zitierten Arbeiten sind die elastisch mechanischen Strukturen zumeist stark vereinfacht modelliert. Die Kenntnis der schwingungstechnischen Eigenschaften elastischer Strukturen ist ein wichtiger Schritt für die Bewertung des akustischen Verhaltens von Antriebssträngen. In [9] werden die ersten strukturierten Analysen hinsichtlich der Eigenfrequenzen und Dämpfungen elastischer Strukturen beschrieben. Die fortschreitende Entwicklung mathematischer Methoden, wie der schnellen Fourier-Analyse (im Englischen: Fast Fourier Transform (FFT)) [10] und verbesserte Messtechnik führen zur bekannten Modalanalyse [11]. Heutzutage ist die Kombination aus experimenteller und numerischer Modalanalyse ein weit verbreitetes Werkzeug für die Entwicklung strukturdynamischer Modelle. Ein Nachteil dieses Verfahrens ist der hohe Aufwand für die Entwicklung zuverlässiger Modelle. Grund dafür sind die oftmals unbekannt oder nicht sicher bestimmbar Randbedingungen für die Lagerung der untersuchten Komponenten. Da die klassische Modalanalyse für den eingebauten Zustand nicht allgemein anwendbar ist, wurden Methoden wie die Transferpfadanalyse (im Englischen: Transfer Path Analysis (TPA)), die Betriebsmodenanalyse (im Englischen: Operational Modal Analysis (OMA)) [12] oder die Betriebstransferpfadanalyse (im Englischen: Operational Transfer Path Analysis (OTPA)) [13] entwickelt. Ein Beispiel für die experimentelle Charakterisierung eines Antriebsstrangs im Kraftfahrzeug findet sich in [14].

Die in der vorliegenden Arbeit vorgestellte Methode zur Bestimmung der Transferpfade basiert auf den Grundlagen der OTPA. Die anregenden Kräfte werden mittels eines transienten Maschinenmodells simuliert. Mit dem hier vorgestellten Ansatz gelingt die systematische Bestimmung und Klassifizierung möglicher anregender Quellen. Dazu wird in den folgenden Abschnitten zunächst die Ordnungsreduktion für die an den Zähnen angreifenden Knotenkräfte erläutert. Darauf folgt die Bestimmung der mechanischen Übertragungsfunktionen im Zeitbereich. Ein weiterer Abschnitt beschreibt das transiente Simulationsmodell des elektrischen Antriebsstrangs. Messungen am Prüfstand zur Modellvalidierung werden im darauffolgenden Abschnitt beschrieben. Die Arbeit endet mit beispielhaften Anwendungsmöglichkeiten des Modells und einer Zusammenfassung.

2. Ordnungsreduktion der Knotenkräfte

Die Grundlagen der lokalen Kraftberechnung und die genaue Bestimmung der Knotenkräfte auf Basis von numerischen Simulationen finden sich in [8]. Da die Knotenkräfte auf dem gleichen Finiten-Elemente-Netz (FE-Netz) berechnet werden wie die magnetischen Größen, ergeben sich, insbesondere im Bereich der Zahnköpfe in der Nähe des Luftspalts, eine große Anzahl an Kräften. Abbildung 1 zeigt eine exemplarische Verteilung der Knotenkräfte entlang einer Statorinnenkontur für eine Nutteilung. Zur Berücksichtigung dieser Kräfte in einem transienten Antriebsstrangmodell ist es daher zielführend, die Anzahl der Kräfte ohne signifikanten Informationsverlust zu reduzieren, um den Rechen- bzw. Messaufwand zu minimieren. Als gesamtes numerisches Lösungsgebiet wird Ω definiert, wobei ∂Y_q der Rand des Teillösungsgebietes Y_q des Statorzahns q ist. Die innere Kante entlang des Lösungsgebiets $e \in \tau(\partial Y_q)$ beschreibt die Statorinnenkontur, die Knoten auf dieser Kante werden mit $n \in e$ und Kräfte auf diese Knoten mit $F(n)$ bezeichnet. Diese Definitionen sind in Abb. 1 veranschaulicht.

Die Anzahl der Kräfte wird reduziert, indem pro Statorzahn Summenkräfte berechnet werden. Dazu wird der Stator entlang des Umfangs gleichmäßig in N_1 (Anzahl der Statorzähne) Elemente zerlegt, wobei die Teilung jeweils exakt in der Mitte einer jeden Nut erfolgt (gestrichelte Linien in Abb. 1). Die lokalen Kräfte an den Kno-

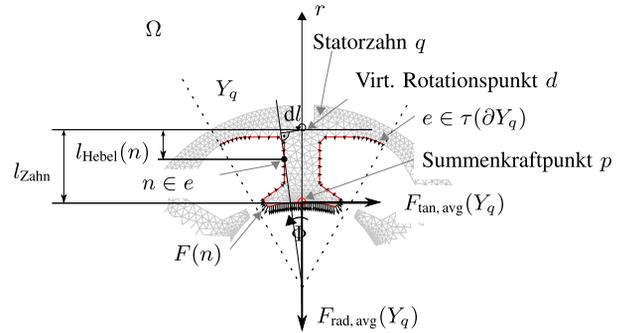


Abb. 1. Ordnungsreduktion für die Knotenkräfte an einem Zahn

ten des FE-Modells werden zunächst in eine radiale und eine tangential Komponente aufgeteilt und anschließend auf drei Summenkräfte reduziert, welche an einem Summenkraftpunkt p auf dem Zahn angreifen. Die Reduzierung erfolgt auf eine radiale Kraftkomponente, eine drehmomentbildende tangential Kraftkomponente und eine weitere tangential Komponente, welche durch die räumliche Verteilung der radialen Kräfte entlang des Zahns eine Biegekräft auf diesen ausübt, wodurch es zu einem Drehmoment auf den virtuellen Rotationspunkt d kommt.

Im Folgenden sollen Drehfeldmaschinen für den feldorientierten Betrieb im dq-Achsen-system betrachtet werden. Die radialen Kräfte $F_{rad}(n)$ können jeweils für jede benötigte Statorstromkombination aus i_d und i_q und jede Rotorposition berechnet und durch Summierung je Zahn q gemittelt werden. Für die mittlere radiale Kraftkomponente $F_{rad,avg}(q)$ auf den Zahn q am Summenkraftpunkt p ergibt sich dann

$$F_{rad,avg}(q) = \sum_{n \in e} F_{rad}(n). \quad (1)$$

Die mittlere drehmomentbildende tangential Kraftkomponente $F_{tan,1,avg}(q)$ bestimmt sich äquivalent zu (1) als Summe über die tangentialen Kraftkomponenten, jedoch muss bei der Verschiebung der tangentialen Kräfte in den Summenkraftpunkt der Hebelarm berücksichtigt werden:

$$F_{tan,1,avg}(q) = \left(\sum_{n \in e} F_{tan}(n) \cdot l_{Hebel}(n) \right) \cdot \frac{1}{l_{Zahn}}. \quad (2)$$

Dabei ist $l_{Hebel}(n)$ die Länge des Hebels vom virtuellen Rotationspunkt d zum jeweiligen Knoten n und l_{Zahn} die Länge des gesamten Zahns vom Fußpunkt d bis zum Summenkraftpunkt p .

Werden nur diese beiden mittleren Komponenten berechnet, gehen die Informationen über die Kraftverteilung entlang des Statorinnenumfangs verloren, da auch radiale Kräfte, die nicht genau in der Mitte des Zahns angreifen, ein Drehmoment auf den virtuellen Rotationspunkt d am Zahnfuß erzeugen. Unter den validen Annahmen, dass die auf einen Zahn wirkenden Kräfte diesen nicht plastisch verformen und die zweite Eigenfrequenz des Zahns deutlich über den anregenden Frequenzen liegt, kann eine weitere tangential Komponente bestimmt werden. Die räumlich verteilten radialen Kräfte werden in ein, am virtuellen Rotationspunkt d am Zahnfuß, angreifendes Drehmoment umgerechnet und dann in eine mittlere am Summenkraftpunkt p angreifende tangential Hebelkraft transformiert:

$$F_{tan,2,avg}(q) = \left(\sum_{n \in e} F_{rad}(n) \cdot \sin(\Phi(n)) \cdot dl(n) \right) \cdot \frac{1}{l_{Zahn}}. \quad (3)$$

Dabei ist $\Phi(n)$ der Winkel zwischen Summenkraftpunkt und Knoten n und dl ist die Länge der Senkrechten zwischen dem Knoten und dem virtuellen Rotationspunkt d .

Damit sind die an jedem Zahn angreifenden Kräfte auf drei Komponenten reduziert und eindeutig bestimmt und können im nächsten Abschnitt als Anregungssignale für die Bestimmung der mechanischen Übertragungsfunktionen verwendet werden.

3. Bestimmung der mechanischen Übertragungsfunktionen

Die strukturdynamische Simulation einzelner elektrischer Maschinen wird in verschiedenen Veröffentlichungen beschrieben. In [15] analysiert Roivainen das akustische Verhalten von Asynchronmaschinen. Die Parametrierung des Simulationsmodells erweist sich als aufwendig. Die strukturdynamische Analyse basiert auf simulierten Einheitskraftantworten. Dieses Modell bildet jedoch nur die elektrische Maschine und nicht den gesamten Antriebsstrang ab, so dass für die praktische Verwendung zusätzliche Messungen durchgeführt werden müssen.

In [16] wird eine Anwendung der Einheitskraftantwort auf Basis von Messungen vorgestellt. Die dort dargestellte mechanische Übertragungsfunktion wird mittels OPA ermittelt, jedoch werden die anregenden Kräfte nicht direkt gemessen sondern simuliert oder aus Beschleunigungsaufnehmersignalen approximiert.

Generell soll das strukturelle Verhalten des Antriebsstrangs durch Übertragungsfunktionen beschrieben werden. Eine einzelne Übertragungsfunktion wird dabei im Frequenzbereich durch

$$A(\omega) = H(\omega) \cdot F(\omega) \quad (4)$$

beschrieben, wobei ω die Kreisfrequenz darstellt, A das gemessene Ausgangssignal, H die zu bestimmende Übertragungsfunktion und F die anregende Kraft, welche für gewöhnlich ebenfalls gemessen wird. Um die frequenzabhängige Übertragungsfunktion eines Systems zu bestimmen, muss die anregende Kraft den gesamten zu betrachtenden Frequenzbereich abdecken.

Während des Betriebs eines elektrischen Antriebs wirken elektromagnetische Kräfte auf die Zähne des Stators und sind somit eine Quelle für mechanische Schwingungen. Im zusammengebauten Zustand der Maschine ist es nahezu unmöglich die Statorzähne gezielt von außen anzuregen oder die Anregung zu messen. Aus diesem Grund sollen die ohnehin in der Maschine vorhandenen elektromagnetischen Kräfte als Anregungssignal verwendet werden. Da diese Kräfte nicht gemessen werden können, werden die zuvor beschriebenen simulierten Kräfte genutzt, so dass dieser Ansatz stark von der Simulationsqualität abhängig ist. Die beschriebenen Art der elektromagnetischen Kraftberechnung führt zu einer hinreichend genauen Bestimmung dieser Kräfte. Validierungen dieser Art der lokalen Kraftberechnung finden sich beispielsweise in [17] oder [18]. Des Weiteren ist es wichtig, die genauen Betriebszustände des Antriebs für die Kraftsimulation zu berücksichtigen. Um gezielt elektromagnetische Kräfte in der Maschine zu erzeugen und damit die mechanischen Übertragungsfunktionen der Struktur zu bestimmen, muss die Anregung in der Magnetisierungsachse (d-Achse) der Maschine erfolgen. Die Maschine darf dabei nicht rotieren oder ein Drehmoment erzeugen, um Störungen zu vermeiden. Diese Störungen können zum Beispiel durch Rüttelkräfte, Lagervibrationen oder durch den Einfluss von Torsionsschwingungen entstehen.

Da die in dieser Weise erzeugten anregenden Kräfte sowohl elektrisch als auch magnetisch verkettet sind, ist es nicht möglich eine einzelne Kraft auf einen Statorzahn zu erzeugen. Aus diesem Grund müssen die ermittelten Übertragungsfunktionen in einem weiteren Schritt voneinander entkoppelt werden. Dies führt zu Gleichungssystemen, welche in Form von Matrizen beschrieben werden können. Für eine Messung m ergibt sich am Beschleunigungsaufnehmer s das Ausgangssignals $a_{s,m}(\omega)$. Am Zahn q greift die Kraft $f_{q,m}(\omega)$ an. Die Beziehung zwischen Ausgangssignal und Anregung kann durch

die Übertragungsfunktion $h_{s,q}(\omega)$ beschrieben werden. Für q Anregungssignale und s Ausgangssignale ergeben sich dann $q \cdot s$ Übertragungsfunktionen:

$$\begin{pmatrix} a_{1,1}(\omega) & \dots & a_{1,m}(\omega) \\ \vdots & & \vdots \\ a_{s,1}(\omega) & \dots & a_{s,m}(\omega) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{1,1}(\omega) & \dots & h_{1,q}(\omega) \\ \vdots & & \vdots \\ h_{s,1}(\omega) & \dots & h_{s,q}(\omega) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} f_{1,1}(\omega) & \dots & f_{1,m}(\omega) \\ \vdots & & \vdots \\ f_{q,1}(\omega) & \dots & f_{q,m}(\omega) \end{pmatrix}. \quad (5)$$

Die Übertragungsfunktionen $h_{s,q}(\omega)$ können aus dem Zusammenhang

$$\mathbf{H}(\omega) = \mathbf{F}^+(\omega) \cdot \mathbf{A}(\omega) \quad (6)$$

bestimmt werden, wobei $\mathbf{H}(\omega)$ die Übertragungsfunktionsmatrix ist, $\mathbf{F}^+(\omega)$ die Pseudoinverse der Kraftanregungsmatrix $\mathbf{F}(\omega)$ und $\mathbf{A}(\omega)$ die Matrix der Ausgangssignale – in diesem Fall der Beschleunigungen.

Mögliche Stromsignale um die Kraftanregungen zu erzeugen sind die Sprungfunktion, rein sinusförmige Anregungen bei verschiedenen Frequenzen oder Wobbelsignale (im Englischen: Sweeps).

Der Vorteil der Sprungfunktion liegt in ihrer einfachen Anwendbarkeit und schnell erzielbaren Ergebnissen. Durch die Mittelung mehrerer solcher Messungen kann das Signal-Rausch-Verhältnis verbessert werden. Die Auswertung wird dann im Frequenzbereich durchgeführt. Der Nachteil der Sprungfunktion ist, dass sie in realen Anwendungen nur schwer ideal erzeugt werden kann, wodurch sich eine schlechtere Auflösung insbesondere bei höheren Frequenzen ergibt. Bei der Anwendung von (6) zeigt sich, dass die inverse Kraftanregungsmatrix $\mathbf{F}^+(\omega)$ für jede einzelne Frequenz berechnet werden muss. Des Weiteren lassen sich Nichtlinearitäten der mechanischen Struktur nur schwer ermitteln.

Eine rein sinusförmige Anregung liefert qualitativ hochwertige Messsignale. Auch hier ist die Mittelung über mehrere Messungen von Vorteil. Mit diesem Ansatz können selbst Signale mit einem schlechten Signal-Rausch-Verhältnis klassifiziert werden. Die Auswertung muss ebenfalls im Frequenzbereich durchgeführt werden, allerdings lassen sich mit diesem Verfahren Nichtlinearitäten einfacher erkennen und quantifizieren. Ein Nachteil ist der hohe Messaufwand für einen breiten Frequenzbereich, da die Dichte der Eigenfrequenzen zu höheren Frequenzen hin steigt. Daher muss der Frequenzschritt zwischen zwei Messungen zu hohen Frequenzen hin verkleinert werden.

Um diesen Messaufwand zu reduzieren können Wobbelsignale genutzt werden. Ein Wobbelsignal ändert seine Frequenz linear oder exponentiell mit der Zeit und zwar ausgehend von einer bestimmten Startfrequenz bis zur vorgegebenen Endfrequenz. Bei der Auswertung im Frequenzbereich muss jedoch auf spektrale Streuung und exakte Fensterung geachtet werden. Die weitere Auswertung erfolgt analog zur Messung mit rein sinusförmiger Anregung.

Alternativ ist es möglich Übertragungsfunktionen im Zeitbereich zu ermitteln. Für ein Eingrößensystem (im Englischen: Single-Input Single-Output (SISO) System) gilt

$$a(t) = h(t) * f(t), \quad (7)$$

wobei t die Zeit, a das gemessene Ausgangssignal, h die zu bestimmende Impulsantwort und f die anregende Kraft im Zeitbereich darstellen. Der mathematische Operator $*$ beschreibt dabei die Faltung der beiden Funktionen h und f . Um die Impulsantwort $h(t)$ zu

ermitteln, muss die inverse Funktion $f^{-1}(t)$ für $f(t)$ gefunden werden, so dass $f(t) * f^{-1}(t) = \delta(t)$ gilt. $\delta(t)$ ist dabei der Einheitsstoß. Die Impulsantwort ergibt sich dann zu

$$h(t) = a(t) * f^{-1}(t). \tag{8}$$

Die Schwierigkeit besteht darin, eine solche inverse Funktion $f^{-1}(t)$ der anregenden Kraft zu ermitteln. Für ein exponentielles Wobbelsignal wird dies in [19, 20] oder [21] beschrieben. Soll dieses Verfahren auf eine elektrische Maschine mit N_1 Statorzähnen angewendet werden, so muss das System zu einem Mehrgrößensystem (im Englischen: Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) System) erweitert werden:

$$\mathbf{A}(t) = \mathbf{H}(t) * \mathbf{F}(t). \tag{9}$$

Wie zuvor beschrieben, sind die anregenden elektromagnetischen Kräfte \mathbf{F} miteinander verkettet. Unter den Annahmen, dass die Kraftanregung nur im linearen Arbeitsbereich des weichmagnetischen Materials stattfindet und dass die durch diese Kräfte hervorgerufene Luftspaltdeformation klein gegenüber der Luftspaltweite ist, stehen alle am Stator angreifenden Kräfte in einem linearen Verhältnis. Des Weiteren gilt für permanentmagneterregte Synchronmaschinen, dass eine sinusförmige Stromanregung mit kleinen Stromamplituden in der d-Achse zu sinusförmigen Kräften der selben Frequenz auf den Stator führt, mit einem geringen Oberwellenanteil. Dies bedeutet, dass die Gesamtkraft

$$\mathbf{F}(t) = \begin{pmatrix} f_1(t) \\ \vdots \\ f_q(t) \end{pmatrix} = f_{\text{unity}}(t) \cdot \begin{pmatrix} c_1 \\ \vdots \\ c_q \end{pmatrix} \tag{10}$$

sich aus den an den einzelnen Zähnen angreifenden Kräften zusammensetzt, wobei f_q die am q -ten Zahn angreifende Kraft beschreibt. f_{unity} ist eine Einheitskraft, welche mit dem linearen Kraftfaktor c_q für jeden Zahn skaliert wird. Diese linear abhängigen Kräfte sind essentiell für die Erweiterung des Modells. Im Falle der elektrischen Maschine ist die Anzahl der Anregungssignale gleich der Anzahl der Statorzähne N_1 . Dies führt dazu, dass auch mindestens N_1 Ausgangssignale gemessen werden müssen, damit das Gleichungssystem nicht unterbestimmt und somit lösbar ist. In Summe ergeben sich damit mindestens $(N_1)^2$ Übertragungsfunktionen, von jedem Statorzahn zu jedem Messpunkt, die bestimmt werden müssen.

Das Gleichungssystem (9) kann dann mit (10) in der Form

$$\mathbf{A}(t) = \mathbf{H}(t) * (\mathbf{C} \cdot f_{\text{unity}}(t)) \tag{11}$$

beschrieben werden und nach der Impulsantwortmatrix umgestellt werden:

$$\mathbf{H}(t) = \mathbf{C}^{-1} \cdot (\mathbf{A}(t) * f_{\text{unity}}^{-1}(t)). \tag{12}$$

Dabei ist \mathbf{C} die lineare Kraftfaktormatrix. Für die Elemente der Impulsantwortmatrix \mathbf{H} ergibt sich dann

$$h_{s,q}(t) = \sum_q c_{q,m}^{-1} \cdot (a_{q,m}(t) * f_{\text{unity}}^{-1}(t)), \tag{13}$$

wobei $c_{q,m}^{-1}$ der (q, m) -te Eintrag in der inversen Kraftfaktormatrix ist. f_{unity} ist die Einheitskraftamplitude welche sich durch das exponentielle Wobbelsignal ergibt und $f_{\text{unity}}^{-1}(t)$ deren inverse Zeitfunktion entsprechend (8).

Dieser Ansatz erweist sich auch als robust gegenüber geringen Abweichungen von den zuvor angesprochenen Bedingungen. Der Ansatz der OTPA erfordert eine schwache Kreuzkopplung der Eingangssignale, die Berücksichtigung aller relevanten Transferpfade und eine schwache Kohärenz der anregenden Kräfte. Im Falle der

elektrischen Maschine korrelieren die an den Statorzähnen anregenden Kräfte, was zu einem schlecht konditionierten Problem führt. Aufgrund der gesammelten Erfahrungen kann gesagt werden, dass die Anzahl der Messungen die Anzahl der Kräfte übersteigen sollte. Typischerweise wird hier ein Faktor größer Zwei empfohlen [22]. Generell führt eine hohe Anzahl an Messungen zu einer besseren Konditionierung der Kraftfaktormatrix \mathbf{C} . Der Klirrfaktor der anregenden Kräfte sollte unter 10 % liegen [23]. Des Weiteren reduziert eine genaue Abbildung von Unsymmetrien in der elektrischen Maschine, wie beispielsweise Exzentrizitäten, Abweichungen bei der Magnetisierung der Permanentmagnete oder Anisotropie des weichmagnetischen Materialverhaltens, die Konditionierung der Kraftfaktormatrix deutlich, so dass ein Simulationsmodell des elektrischen Antriebsstrangs benötigt wird, welches diese Unsymmetrien beschreiben kann. Ein solches transientes Simulationsmodell des elektrischen Antriebsstrangs wird im folgenden Abschnitt beschrieben.

4. Transientes Simulationsmodell des elektrischen Antriebsstrangs

Zum Aufbau des transienten Simulationssmodells des elektrischen Antriebsstrangs müssen alle relevanten Komponenten berücksichtigt werden, die Einfluss auf das akustische Verhalten des Antriebsstrangs haben:

- Leistungselektronik,
- Regelung,
- Sensoren (z. B. Lagegeber, Drehzahl- oder Stromsensoren),
- Mechanik und
- elektrische Maschine.

Die Simulation erfolgt auf Systemebene (MATLAB/Simulink™). Alle Komponenten mit Ausnahme der Leistungselektronik werden auf dieser Ebene modelliert. Die Leistungselektronik wird in einem elektrischen Schaltungssimulator nachgestellt (PLECS™), der in die Systemebene integriert wird. Eine schematische Übersicht des Modells zeigt Abb. 2.

4.1 Leistungselektronik

Für gewöhnlich werden in elektrischen Antriebssträngen Umrichter mit Gleichspannungszwischenkreis (im Englischen: Voltage Source Inverter (VSI)) verwendet. Für dreisträngige Maschinen bestehen diese Wechselrichter aus dem Gleichspannungszwischenkreis, sechs Leistungshalbleitern mit jeweils einer dazugehörigen Freilaufdiode und dem dreisträngigen Ausgang. Die Halbleiter werden mittels Pulsweitenmodulation (PWM) angesteuert. Neben den dadurch erzeugten Stromrippeln verhält sich der Wechselrichter aufgrund der notwendigen Mindestverriegelungszeit bezüglich der Ansteuerung nichtlinear. Dieses Verhalten stellt nach [24] die bedeutendste Nichtlinearität im Wechselrichter dar.

Nichtlineares Verhalten wird aber auch durch die Leistungsschalter selber erzeugt. Parasitäre Kapazitäten und Induktivitäten verändern beispielsweise den Verlauf der Ein- und Ausschaltvorgänge. Verglichen mit der Zeitkonstante des elektromagnetischen Kreises können diese Effekte aber vernachlässigt werden. Auch der Spannungsabfall über den geschlossenen Schaltern hat keinen signifikanten Einfluss, da er üblicherweise weniger als 1 % von der Gesamtspannung ausmacht.

4.2 Regelung

In den meisten Fällen verfügen wechselrichter gespeiste elektrische Antriebe über einen geschlossenen Regelkreis. Diese Regelung hat merklichen Einfluss auf die Maschinenströme, was wiederum das akustische Verhalten beeinflusst. Aus diesem Grund müssen die Reglerarchitektur und deren Parametrierung im Systemmodell berücksichtigt werden.

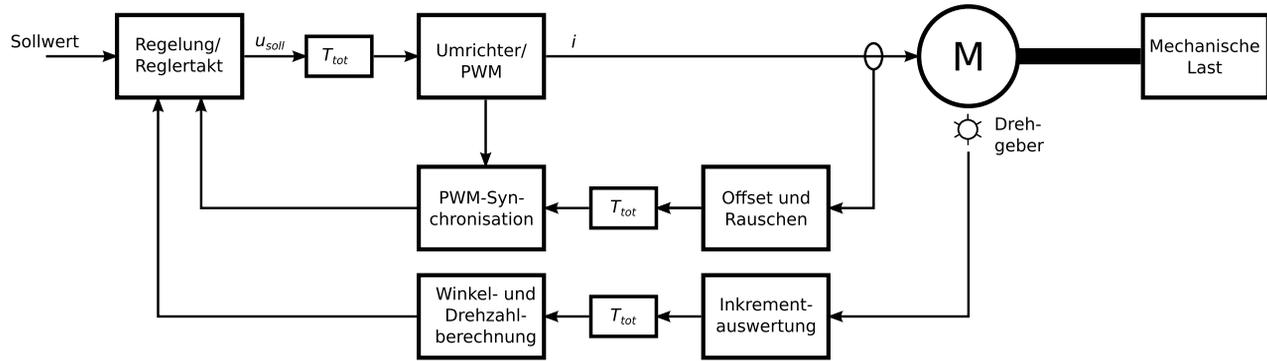


Abb. 2. Schematische Übersicht für das Gesamtsimulationsmodell

4.3 Sensoren

Der Lagegeber eines elektrischen Antriebsstrangs ist ein essentielles Bauteil, welches das Antriebsverhalten maßgeblich beeinflusst. Abhängig vom Sensortyp sollten die Auflösung, die Quantisierung oder das Signal-Rausch-Verhältnis abgebildet werden. Das gleiche gilt ebenfalls für die Stromsensoren.

4.4 Mechanik

In dieser Arbeit steht der Einfluss des elektromagnetischen Kreises auf das Schwingungsverhalten der elektrischen Maschine im Fokus. Aus diesem Grund werden nur Drehmomentrückkopplungen der mechanischen Komponenten des Antriebsstrangs über die Welle im Simulationsmodell berücksichtigt. Diese können über die allgemeine mechanische Bewegungsgleichung beschrieben werden.

4.5 Elektrische Maschine

Das Modell der elektrischen Maschine ist zwischen dem Modell der Leistungselektronik, abgebildet durch den Schaltungssimulator, und der Mechanik angeordnet. Die Speisung der Maschine mittels Spannungszwischenkreiswandler erfordert eine spannungsgetriebene Simulation. Damit die Schwingungen der elektrischen Maschine realitätsnah abgebildet werden können, müssen im Modell auch die höheren Harmonischen der Ströme mit eingeschlossen werden. Des Weiteren soll das Modell die Möglichkeit geben, Abweichungen vom idealen Zustand abzubilden, wie sie zum Beispiel durch den Fertigungsprozess entstehen. Ein Beispiel für eine solche Modellierung ist in [8] angegeben.

4.6 Parametrierung des Maschinenmodells

Nach der Beschreibung des Modells der elektrischen Maschine auf Systemebene, muss das Modell entsprechend parametrieren werden. Die zu identifizierenden Parameter sind neben dem Wicklungswiderstand R , die strom- und winkelabhängige Induktivitätsmatrix $L(i_d, i_q, \gamma)$, die Flussverkettung $\psi(i_d, i_q, \gamma)$ und das Drehmoment $M(i_d, i_q, \gamma)$. Auch wenn diese Maschinenparameter im Modell als konzentrierter Parameter repräsentiert werden, erfolgt die Abbildung von Unsymmetrien und parasitären Effekten wie Sättigung, Nutzungs- oder Fertigungseinflüssen auf Basis lokaler Phänomene zu deren Bestimmung eine Feldberechnung notwendig ist. Dazu können analytische Methoden verwendet werden [25, 26], Verfahren wie magnetische Ersatzschaltbilder [27, 28] oder Berechnungen auf Grundlage der konformen Abbildungen [29–31]. Alle diese Methoden haben jedoch den Nachteil, dass der Einfluss der Sättigung des weichmagnetischen Materials nicht hinreichend genau abgebildet werden kann. Diese Einschränkung kann mittels Finiter-Elemente-Analyse (FEA) aufgehoben werden. Da auch die lokalen Kräfte für

Tab. 1. Kenngrößen der untersuchten Maschine (PMSM)

Beschreibung	Symbol	Wert	Einheit
Bemessungsdrehzahl	n_N	1500	min^{-1}
Bemessungsdrehmoment	M_N	1,35	N m
Bemessungsstrom	I_N	2,3	A
Bemessungsleistung	P_N	215	W
Polzahl	$2p$	8	–
Strangzahl	m	3	–
Nutzzahl	N_1	6	–
Verschaltung	–	Y	–

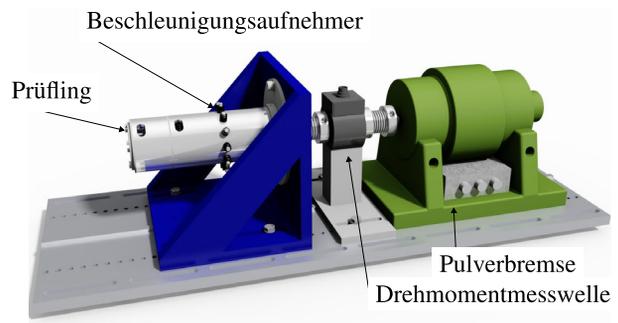


Abb. 3. Prüfling und Prüfaufbau

die strukturdynamische Anregung mittels FEA berechnet werden, ist es sinnvoll, die Maschinenparameter ebenfalls auf diesem Wege zu bestimmen.

5. Prüfling und Prüfaufbau

Zur messtechnischen Untersuchung wird eine permanentmagneterregte Synchronmaschine (PMSM) verwendet. In Tab. 1 sind einige Kenngrößen der untersuchten Maschine aufgelistet. Der Versuchsaufbau (Abb. 3) besteht aus der beschriebenen PMSM mit einem inkrementellen Lagegeber, einer Drehmomentmesswelle sowie einer Pulverbremse. Der Prüfling wird von einem dreisträngigen Linearverstärker gespeist. Um das Schwingungsverhalten der Maschine zu charakterisieren, sind sechs Beschleunigungsaufnehmer am Umfang des Gehäuses angeordnet.

5.1 Bestimmung der Kräfte und Übertragungsfunktionen

Die Kräfte F auf die Statorzähne werden aus der elektromagnetischen Feldsimulation bestimmt. Sie sind, genau wie die Induktivi-

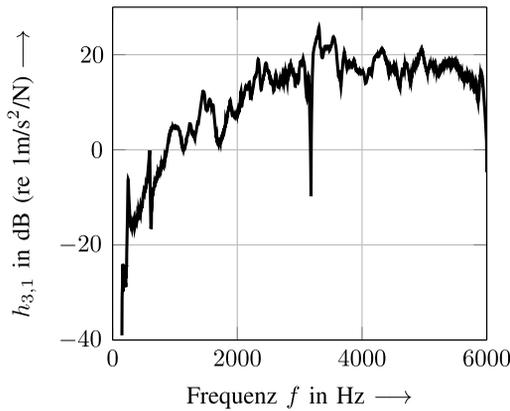


Abb. 4. Gemessene Übertragungsfunktion $h_{3,1}$ von Statorzahn 1 zu Beschleunigungsaufnehmer 3

tätsmatrix, die magnetische Flussverknüpfung und das Drehmoment, abhängig von den Maschinenströmen i_d und i_q und der Rotorposition γ :

$$F = f(i_d, i_q, \gamma). \quad (14)$$

Aus diesem Grund werden die Kräfte simultan zur Parameterextraktion (Abschn. 4.6) für alle Betriebspunkte berechnet.

Die Übertragungsfunktionen von den Kräften, die auf die sechs Statorzähne wirken, zu den sechs Beschleunigungsaufnehmern auf der Maschinenoberfläche werden durch exponentielle Wobbelmessungen ermittelt. In Summe werden für einen Frequenzbereich von 0 bis 6 kHz also $6 \times 6 = 36$ Übertragungsfunktionen $h_{s,q}$ bestimmt. Dieser Frequenzbereich deckt alle Kräfte ab, die bis zur 13-ten Harmonischen bei Maximaldrehzahl angeregt werden. Der Einfluss der PWM wird in diesem Frequenzbereich ebenfalls mit abgebildet. Exemplarisch ist die Übertragungsfunktion $h_{3,1}$ von Statorzahn 1 zu Beschleunigungsaufnehmer 3 in Abb. 4 gezeigt. Zur Bestimmung aller 36 Übertragungsfunktionen werden Messungen für 64 zufällig ausgewählte Rotorpositionen durchgeführt, um eine ausreichende Konditionierung der linearen Kraftfaktormatrix \mathbf{C} sicher zu stellen.

5.2 Validierung des Modells der

Zeitbereichsübertragungsfunktionen

Basierend auf den ermittelten Übertragungsfunktionen können nun verschiedene Betriebsszenarien untersucht werden. Als ein erstes Beispiel soll daher ein konstanter Betriebspunkt bei einer Drehzahl $n = 3500 \text{ min}^{-1}$ und einer Last $M = 1 \text{ Nm}$ simuliert und zur Validierung mit Messungen verglichen werden. Um den Einfluss unterschiedlicher Detaillierungsgrade des Modells deutlich zu machen, werden die folgenden Modellvarianten simuliert:

- Rein sinusförmige Strangströme und ein Maschinenmodell ohne Geometrie- oder Magnetisierungsabweichungen (Stand der Technik).
- Geregelter Strangströme mit Verzerrungen und ein Maschinenmodell ohne Geometrie- oder Magnetisierungsabweichungen (Idealisiertes Modell).
- Geregelter Strangströme mit Verzerrungen und ein Maschinenmodell mit statischer Rotorexzentrizität von 0,1 mm und 3 % Abweichung der mittleren Magnetisierung der Permanentmagnete (Vorgestelltes Modell).

Für den Vergleich der Modelle wird exemplarisch das Signal des Beschleunigungsaufnehmers a_1 ausgewertet. Die Spektren der Beschleunigungen sind in den Abb. 5 und 6 dargestellt. Es sind jeweils

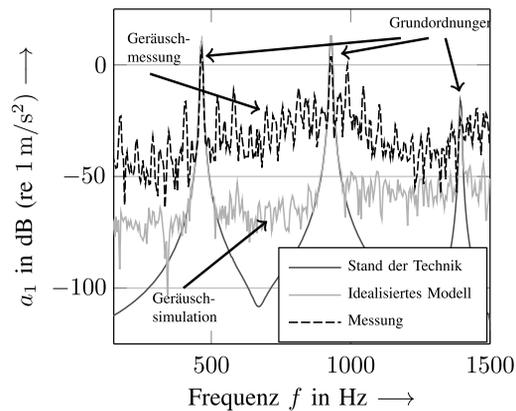


Abb. 5. Vergleich des gemessenen und simulierten Sensorsignals a_1 für das Modell nach dem Stand der Technik und das idealisierte Modell

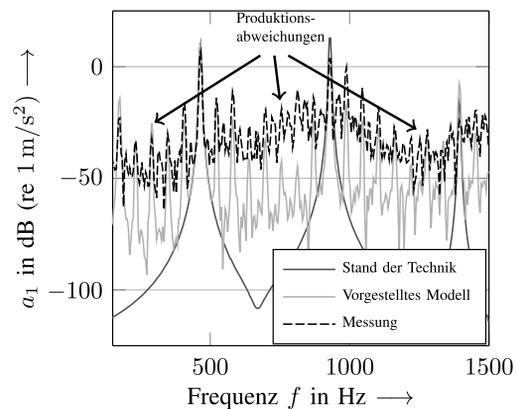


Abb. 6. Vergleich des gemessenen und simulierten Sensorsignals a_1 für das Modell nach dem Stand der Technik und das vorgestellte Modell

das gemessene Signal eines Beschleunigungsaufnehmers (schwarz gestrichelt) und die Simulationsergebnisse des Modells nach dem Stand der Technik (schwarz durchgezogen) dargestellt. In Abb. 5 ist zusätzlich das Ergebnis des idealisierten Modells dargestellt und in Abb. 6 das Ergebnis des vorgestellten Modells. Die Grundfrequenz der Schwingung liegt bei $f_0 = 466,67 \text{ Hz}$. Werden nur die Grundfrequenz und ihre Vielfachen miteinander verglichen, so liefern alle Modelle in Abb. 5 eine zufriedenstellende Genauigkeit. Das Modell nach dem Stand der Technik, bei welchem die Speisung mit rein sinusförmigen Strömen erfolgt, bildet nur Grundanregungen ab. Das idealisierte Modell, bei welchem die Stromregelung und Modelle für die Messung der Statorströme und die Erfassung der Rotorposition berücksichtigt sind, zeigt bereits ein deutlich höheres Grundrauschen. Der Einfluss der Stromverzerrungen durch die ungeradzahigen Harmonischen (5, 7, 11, 13, ...) wird durch das Modell abgebildet.

Jede gebaute elektrische Maschine weist Abweichungen und Unsymmetrien in ihren geometrischen Abmessungen oder den Materialeigenschaften auf. Aufgrund solcher Fertigungsabweichungen zeigen sich in den Spektren realer Maschinen weitere Harmonische. Da diese Abweichungen nicht genau bekannt sind, werden die zuvor beschriebenen Abweichungen angenommen. Für die genauere Bestimmung der Abweichungen wird die Durchführung einer sto-

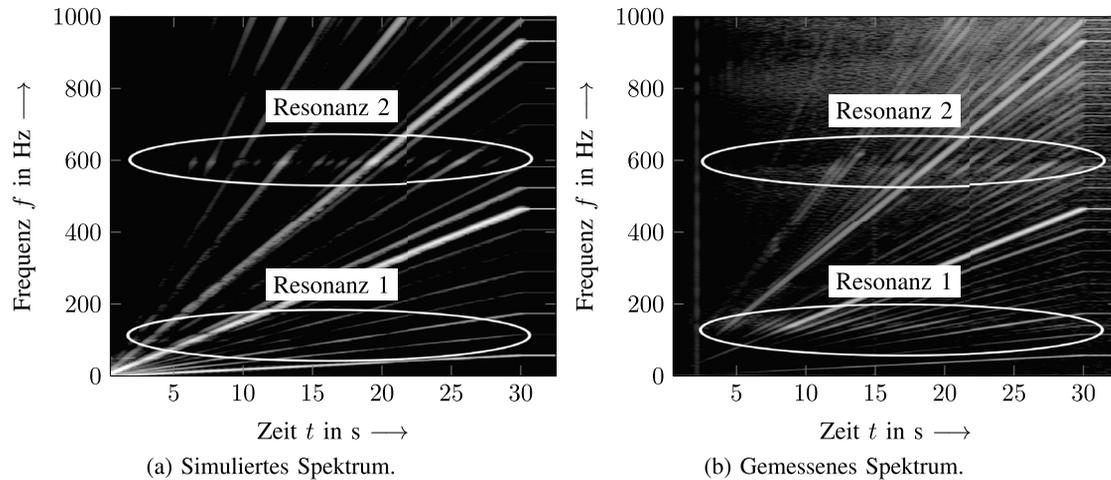
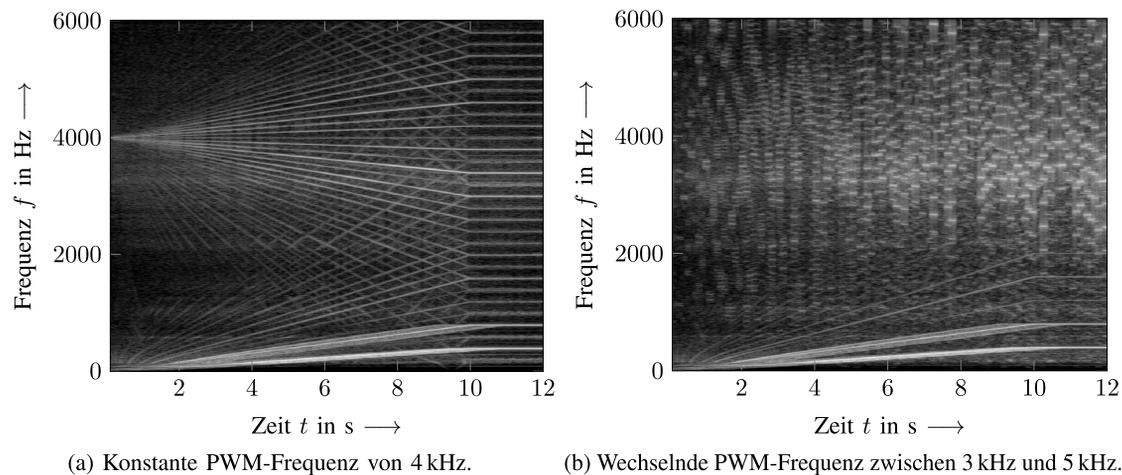
Abb. 7. Spektren der Beschleunigung an Sensor a_1 für einen Hochlauf (identisch skaliert)

Abb. 8. Spektren der Oberflächenschnellen für den Antriebsstrang (identisch skaliert)

chastischen Toleranzanalyse empfohlen. Durch die angenommenen Abweichungen werden in der untersuchten Maschine Harmonische mit den Ordnungszahlen $k \cdot 0,25$ ($k \in \mathbb{N}$) angeregt. Im Vergleich zum messtechnisch ermittelten Spektrum in Abb. 6 zeigt sich, dass diese Harmonischen auch bei der realen Maschine vorhanden sind. Für die Modellierung der schwingungstechnischen Eigenschaften eines Antriebsstrangs ist es also wichtig eine Maschine mit Abweichungen, Regelung, Lagegeber und Stromsensoren zu berücksichtigen.

Für eine weitergehende Validierung wird ein Hochlauf sowohl simuliert, als auch gemessen. Die Maschine wird dabei von 0 auf 3500 min^{-1} in 30 s beschleunigt, bei einer konstanten Last von 1 N m. Die Übertragungsfunktionen deuten auf erste dominante Eigenfrequenzen der Struktur bei $f_1 = 180 \text{ Hz}$ und $f_2 = 600 \text{ Hz}$ hin, wie in Abb. 4 zu erkennen ist. Diese lassen sich auch in den Spektren des simulierten und des gemessenen Hochlaufs wiedererkennen. Abbildung 7a zeigt das simulierte Spektrum und Abb. 7b das gemessene (exemplarisch wieder für Beschleunigungsaufnehmer a_1 ausgewertet). Ein Vergleich der Pegel zeigt, dass die Abweichungen vergleichbar zu denen in Abb. 6 sind. Es kann festgestellt werden, dass die dominierenden Anregungen in beiden Spektren vorhanden sind und dass die Amplituden der Anregungen eine hohe Übereinstimmung zwischen Simulation und Messung aufweisen.

Zusammengefasst kann festgehalten werden, dass die vorgestellte Methodik zu Übertragungsfunktionen führt, welche die mechanische Struktur des Antriebsstranges sehr genau und bis zu hohen Frequenzen hin abbilden können. Aufgrund der hohen Genauigkeit, den vielfältigen Einstellmöglichkeiten und der Simulation im Zeitbereich eignet sich das Modell auch gut zur Untersuchung komplexer Problemstellungen, die in der Praxis nur schwer nachgestellt werden können. Durch die effiziente Modellierung wird ein Verhältnis von Real- zu Simulationszeit von 1 zu 50 auf einem handelsüblichen Desktoprechner erreicht. Einige Beispiele für die vielseitige Anwendung des Modells gibt der nächste Abschnitt.

6. Anwendung des Modells

Das hier vorgestellte Modell soll für Untersuchungen des Umrichtereinflusses eines elektrischen Antriebsstrangs auf die akustische Wahrnehmung eingesetzt werden. Es wird wieder der gleiche schon beschriebene Antriebsstrang simuliert. Erneut wird die Maschine von 0 auf 3500 min^{-1} beschleunigt, jedoch diesmal innerhalb von 10 s. Die PWM-Frequenz des Umrichters beträgt dabei zunächst konstant 4 kHz. Für eine weitere Simulation wird die PWM-Frequenz während des Hochlaufs zufällig zwischen 3 kHz und 5 kHz geändert. Die beiden Spektren der Oberflächenschnelle v in Abb. 8a und

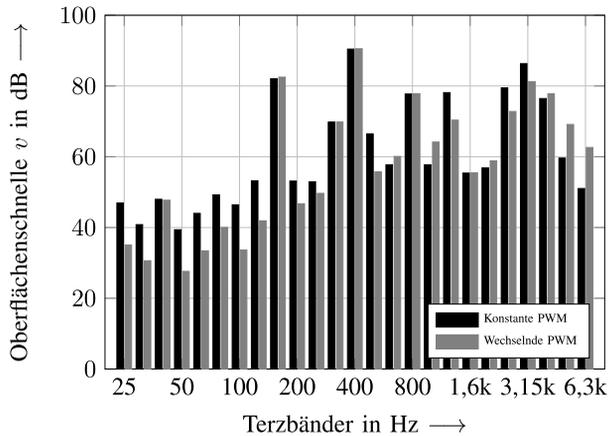


Abb. 9. Terzspektrum der Oberflächenschnelle für den Antriebsstrang mit konstanter PWM-Frequenz von 4 kHz und wechselnder PWM-Frequenz zwischen 3 kHz und 5 kHz

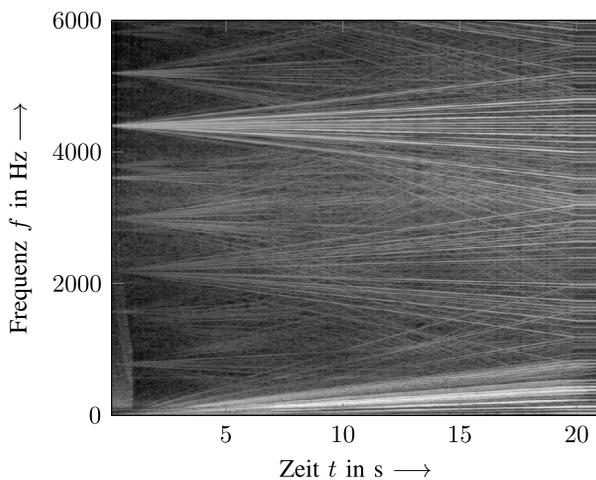


Abb. 10. Spektrum der Oberflächenschnelle für den Antriebsstrang mit einem Magnetisierungsfehler

Abb. 8b zeigen die sich ändernde PWM-Frequenz deutlich. Während sich in der ersten Simulation die typischen PWM-Fächer ausbilden, verschwimmen diese in der zweiten Simulation zu einem Rauschen.

Da alle Ergebnisse, und insbesondere der Körperschall, in Form der Oberflächenschnelle im Zeitbereich vorliegen, kann diese für weiterführende akustische Bewertungen ausgewertet werden [32]. In der Abb. 9 sind die Terzspektren für beide Fälle dargestellt. Die Spektren wurden zwischen einem Zeitraum von 11 s und 12 s nach Beendigung des Hochlaufs und konstanter Drehzahl von 3500 min^{-1} ermittelt. Die Summenpegel der Oberflächenschnelle zeigen mit 92,9 dB für die konstante PWM-Frequenz und 92,1 dB für die wechselnde PWM-Frequenz eine leichte Reduzierung. Ein deutlicher Unterschied zeigt sich insbesondere in den Terzbändern um 3,15 kHz und 6,3 kHz. Während bei konstanter PWM-Frequenz einzelne Terzen deutlich ausgeprägter sind, wird die Schalleistung bei wechselnder PWM-Frequenz auf mehrere Terzbänder verteilt.

Als weitere Anwendung wird der Einfluss eines Magnetisierungsfehlers auf den Antriebsstrang gezeigt. Zur Modellierung dieses Fehlers wird die Remanenzflussdichte eines Magneten in der elektrischen Maschine exemplarisch um 30 % reduziert. Abbildung 10 zeigt das Spektrum der Oberflächenschnelle eines Hochlaufs. Deut-

lich zu erkennen sind die vielen zusätzlich angeregten Harmonischen.

7. Zusammenfassung

In dieser Arbeit wird ein effizientes transientes Modell zur Simulation und Analyse des akustischen Verhaltens elektrischer Antriebsstränge vorgestellt. Das Modell berücksichtigt neben der Leistungselektronik und ihrer maßgeblichen Nichtlinearitäten, die digitale Regelung und die Sensorik, aber auch die toleranzbehaftete Geometrie elektrischer Maschinen sowie reale elektromagnetische Materialeigenschaften.

Ein neuartiges Verfahren für die messtechnische Bestimmung von mechanischen Übertragungsfunktionen von anregenden Kräften zu abstrahlenden Oberflächen wird präsentiert. Dieses Verfahren ist speziell für die Eigenschaften elektrischer Maschinen und deren magnetisch gekoppelten Kräften entwickelt worden. Zur Berücksichtigung von nichtlinearen mechanischen Materialeigenschaften wird die Übertragungsfunktion im Zeitbereich bestimmt und beschrieben.

Als Anwendungsbeispiel wird eine permanentmagneterregte Synchronmaschine untersucht. Zunächst wird das vorgestellte Modell anhand von Prüfstandsmessungen mit Beschleunigungsaufnehmern validiert. Das Modell zeigt eine realistische Abbildung des Schwingungsverhaltens elektrischer Antriebe. Die geschlossene Zeitbereichsdarstellung des Modells ermöglicht es, dynamische Vorgänge, wie z. B. beliebige Strategien für die Generierung der PWM oder hochdynamische Lastwechsel, zu bewerten. Des Weiteren kann der Einfluss von fertigungsbedingten Abweichungen auf die akustische Abstrahlung analysiert werden. Um das Potential und die Vielseitigkeit des vorgestellten Modells zu verdeutlichen, wird das Schwingungsverhalten bei zwei verschiedenen PWM-Strategien untersucht, spektral analysiert und akustisch bewertet. Weiterhin wird gezeigt, dass Fertigungsfehler ebenso nachgebildet werden können.

Abschließend möchten die Autoren die wichtigen Aspekte für schwingungstechnische Untersuchungen an elektrischen Antriebssträngen hervorheben:

- Ein valides strukturdynamisches Modell des Antriebsstrangs ist essentiell.
- Eine Vielzahl elektromagnetischer Anregungen entstehen aufgrund von Abweichungen in den Materialeigenschaften oder der Geometrie.
- Für die akustische Betrachtung eines geregelten Antriebsstrangs ist die Einbeziehung von Antriebsstrangkomponenten wie Leistungselektronik und Regelung wichtig.
- Es wird eine Simulation mit geeigneten Parametern empfohlen, die durch stochastische Toleranzanalysen bestimmt werden können.
- Eine alleinige akustische Bewertung des magnetischen Kreises wird erst auf die beschriebene Weise ermöglicht.

Literatur

1. Fischer-Hinnen, J. (1904): Über das Pfeifen von Maschinen. Z. Elektrotech., 23, 399.
2. Jordan, H. (1950): Geräuscharme Elektromotoren. Essen: Girardet.
3. Yang, S. J. (1981): Low-noise electrical motors. Oxford: Clarendon Press.
4. Timar, P. L., Fazekas, A., Kiss, J., Miklos, A., Yang, J. S. (1989): Noise and vibration of electrical machines. Amsterdam: Elsevier.
5. Gieras, J. F., Wang, C., Cho Lai, J. (2006): Noise of polyphase electric motors. New York: CRC Press (Taylor & Francis Group).
6. Le Besnerais, J., Fasquelle, A., Hecquet, M., Pelle, J., Lanfranchi, V., Harmand, S., Brochet, P., Randria, A. (2010): Multiphysics modeling: electro-vibro-acoustics and heat transfer of PWM-fed induction machines. IEEE Trans. Ind. Electron., 57(4), 1279–1287.
7. Bösing, M. (2014): Acoustic modeling of electrical drives—noise and vibration synthesis based on force response superposition. Ph.D. dissertation, RWTH Aachen University.

8. Herold, T., Franck, D., Böhmer, S., Schröder, M., Hameyer, K. (2015): Transientes Simulationsmodell für lokale Kraftanregungen elektrischer Antriebe. E&I, Elektrotech. Inf.tech., 132(1), 46–54.
9. Kennedy, C. C., Pancu, C. D. P. (1947): Use of vectors in vibration measurement and analysis. J. Aeronaut. Sci., 14(11), 603–625. Available online: <http://arc.aiaa.org/doi/abs/10.2514/8.1474>.
10. Cooley, J. W., Tukey, J. W. (1965): An algorithm for the machine calculation of complex Fourier series. Math. Comput., 19(90), 297–301. Available online: <http://www.jstor.org/stable/2003354>.
11. Ewins, D. J. (2000): Modal testing: theory, practice and application, 2. Aufl. England: Research Studies Press Ltd.
12. Peeters, B., De Roeck, G. (2001): Stochastic system identification for operational modal analysis: a review. J. Dyn. Syst. Meas. Control, 123(4), 659–667. Available online: <http://dx.doi.org/10.1115/1.1410370>.
13. Auweraer, H. V. d., Mas, P., Dom, S., Vecchio, A., Janssens, K., Poonseele, P. V. d. (2007): Transfer path analysis in the critical path of vehicle refinement: the role of fast, hybrid and operational path analysis. SAE International, Warrendale, PA, SAE technical paper 2007-01-2352, May 2007. Available online: <http://papers.sae.org/2007-01-2352/>.
14. Albers, A., Fischer, J., Behrendt, M., Schwarz, A. (2013): Method for measuring and interpreting the surface velocities induced by torsional vibration in the drivetrain of a battery electric vehicle. In Innoise 2013, Innsbruck, Austria, Sep. 2013, CD-ROM.
15. Roivainen, J. (2009): Unit-wave response-based modeling of electromechanical noise and vibration of electrical machines. Ph.D. dissertation, Helsinki University of Technology.
16. Franck, D., Dietrich, P., van der Giet, M., Hameyer, K., Vorländer, M. (2012): Simulation, Abstrahlung und Auralisation von elektrischen Maschinen als Hauptantrieb für die Kraftfahrzeuganwendung. Lärmbekämpfung, Z. Akustik Schallschutz Schwingungstech., 7(2), 81–83.
17. Boughrani, W., Henrotte, F., Benabou, A., Le Menach, Y. (2015): Finite element implementation and experimental validation of 2d/3d magnetic force formulae. In 20th international conference on the computation of electromagnetic fields, COMPUMAG 2015, Montreal, Canada, June 2015. PA5-11.
18. Barre, O., Brochet, P., Hecquet, M. (2006): Experimental validation of magnetic and electric local force formulations associated to energy principle. IEEE Trans. Magn., 42(4), 1475–1478.
19. Farina, A. (2000): Simultaneous measurement of impulse response and distortion with a swept-sine technique. In Audio engineering society convention 108. New York: Audio Engineering Society.
20. Farina, A. (2007): Advancements in impulse response measurements by sine sweeps. In Audio engineering society convention 122. New York: Audio Engineering Society.
21. Holters, M., Corbach, T., Zölzer, U. (2009): Impulse response measurement techniques and their applicability in the real world. In Proc. 12th int. conference on digital audio effects, DAFX (Bd. 9).
22. Gajdatsy, P., Janssens, K., Desmet, W., Van der Auweraer, H. (2010): Application of the transmissibility concept in transfer path analysis. Mech. Syst. Signal Process., 24(7), 1963–1976.
23. Dietrich, P. (2013): Uncertainties in acoustical transfer functions: modeling, measurement and derivation of parameters for airborne and structure-borne sound. Ph.D. dissertation, Berlin, 2013; zugl.: Aachen, Techn. Hochsch., Diss., 2013.
24. Munoz, A., Lipo, T. (1999): On-line dead-time compensation technique for open-loop PWM-VSI drives. IEEE Trans. Power Electron., 14(4), 683–689.
25. Proca, A., Keyhani, A., El-Antably, A., Lu, W., Dai, M. (2003): Analytical model for permanent magnet motors with surface mounted magnets. IEEE Trans. Energy Convers., 18(3), 386–391.
26. Schumann, C., Müller, T., Stein, E., Pacas, M. (2014): Analytical calculation of the induced EMF in PM-machines with arbitrary arranged surface mounted magnets using the winding function theory. In 2014 international conference on electrical machines, ICEM (S. 994–1000).
27. Brackowski, N., Hecquet, M., Brochet, P., Shirinskii, S. V. (2012): Multiphysics modeling of a permanent magnet synchronous machine by using lumped models. IEEE Trans. Ind. Electron., 59(6), 2426–2437.
28. Seilmeier, M., Piepenbreier, B. (2011): Modeling of PMSM with multiple saliencies using a stator-oriented magnetic circuit approach. In 2011 IEEE international electric machines drives conference, IEMDC (S. 131–136).
29. Boughrara, K., Ibtouen, R., Žarko, D., Touhami, O., Rezzoug, A. (2010): Magnetic field analysis of external rotor permanent-magnet synchronous motors using conformal mapping. IEEE Trans. Magn., 46(9), 3684–3693.
30. Hafner, M., Franck, D., Hameyer, K. (2010): Static electromagnetic field computation by conformal mapping in permanent magnet synchronous machines. IEEE Trans. Magn., 46(8), 3105–3108.
31. Schröder, M., Franck, D., Hameyer, K. (2015): Analytical modeling of manufacturing tolerances for surface mounted permanent magnet synchronous machines. In 2015 IEEE international electric machines and drives conference, IEMDC, Coeur d'Alène, Idaho, USA, May 2015 (S. 1138–1144).
32. Moritz, K., Schlittenlacher, J. (2014): Entwicklung der psychoakustischen Analysen von Luftschall und Übertragung auf Körperschallsignale in der Antriebstechnik. In FVA-Infotagung. FVA-Forschungsreport 2014 (Bd. II).

Autoren



Thomas Herold

studierte an der RWTH Aachen University Elektrotechnik und schloss 2007 mit dem Diplom ab. Im Anschluss wurde er wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Elektrische Maschinen der RWTH Aachen University. Seit 2010 ist er ein Oberingenieur des Instituts. Seine Forschungsschwerpunkte liegen im Bereich der Antriebsmodellierung, Simulation, Antriebsregelung und Systemidentifikation sowie Condition Monitoring.



David Franck

studierte an der RWTH Aachen University Elektrotechnik und schloss im März 2008 mit dem Diplom ab. Im Anschluss wurde er wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Elektrische Maschinen der RWTH Aachen University. Seit 2011 ist er ein Oberingenieur des Instituts. Seine Forschungsschwerpunkte liegen im Bereich des akustischen Verhaltens elektrischer Maschinen.



Michael Schröder

studierte an der RWTH Aachen University Elektrotechnik und schloss im Mai 2012 mit dem Diplom ab. Im Anschluss wurde er wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Elektrische Maschinen der RWTH Aachen University. Seit 2014 ist er ein Gruppenleiter des Instituts. Seine Forschungsschwerpunkte liegen im Bereich des akustischen und strukturdynamischen Verhaltens elektrischer Maschinen.



Stefan Böhmer

studierte an der RWTH Aachen University Informatik mit Anwendungsfach Elektrotechnik und schloss im November 2010 mit dem Diplom ab. Nach seinem Studium wurde er wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Elektrische Maschinen der RWTH Aachen University. Seit 2013 ist er ein Gruppenleiter des Instituts. Seine Forschungsschwerpunkte liegen im Bereich der numerischen Feldberechnung elektrischer Maschinen und Energiewandler.

**Kay Hameyer**

erwarb sein Diplom in Elektrotechnik von der Universität Hannover und promovierte an der Technischen Universität Berlin. Nach seinem Studium arbeitete er für die Robert Bosch GmbH in Stuttgart als Entwicklungsingenieur für permanentmagneterregte Servomotoren und Kraftfahrzeugbordnetzkomponenten. Bis 2004 war Dr. Hameyer Professor für Numerische Feldberechnungen und Elektrische Maschinen an der KU Leuven in Belgien. Seit 2004 ist er Professor und Leiter des Instituts für Elektrische Maschinen der RWTH Aachen University. 2006 war er Vizedekan der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der RWTH Aachen University und

von 2007 bis 2009 Dekan der Fakultät. Seine Forschungsschwerpunkte liegen im Bereich der numerischen Feldberechnung und -optimierung, dem Entwurf und der Regelung elektrischer Maschinen, insbesondere von permanentmagneterregten Maschinen und Drehfeldmaschinen sowie der Entwicklung von Methoden für die virtuelle Realität. Seit vielen Jahren beschäftigt sich die Arbeit von Dr. Hameyer mit der Magnetschwebetechnik für Antriebssysteme, der elektromagnetischen Geräuschanregung elektrischer Maschinen und der Charakterisierung ferromagnetischer Materialien. Er ist Autor von mehr als 250 Journal-Publikationen, mehr als 500 internationalen Konferenzveröffentlichungen und Autor von vier Büchern. Dr. Hameyer ist Mitglied im VDE, IEEE Senior Member und Fellow des IET.