

Schallabstrahlung eines Permanentmagnet-Synchronmotors bei unterschiedlichen Betriebszuständen

Christian Adams, Clarissa Schaal, Joachim Bös, Tobias Melz

TU Darmstadt, Fachgebiet Systemzuverlässigkeit und Maschinenakustik SzM, 64289 Darmstadt

E-Mail: adams@szm.tu-darmstadt.de

Einleitung

Elektromotoren besitzen heute ein breites Anwendungsfeld. Vor allem im Automobilbereich werden immer mehr Funktionen durch elektrische Motoren übernommen. Aber auch in industriellen Anwendungen sowie im Haushalt spielen elektrische Maschinen eine immer wichtigere Rolle. Durch die damit verbundene Nähe zum Menschen werden zunehmend leise Motoren gefordert, so dass mit akustisch optimierten Elektromotoren ein Wettbewerbsvorteil erzielt werden kann. Eine maßgebende Quelle für die Geräusche von Elektromotoren sind Schwingungen der Gehäusestruktur, die durch die Magnetkräfte verursacht werden [1]. Diese Kräfte erzeugen auch das Drehmoment des Motors und lassen sich daher nicht verhindern. Allerdings können die Magnetkräfte so beeinflusst werden, dass die Schwingungsanregung und damit auch die Schallabstrahlung verringert werden. Diese Beeinflussung der Magnetkräfte erfolgt meist durch ein entsprechendes Motor-Design unter Berücksichtigung geometrischer Parameter [2]. Ein weiterer Ansatz ist hingegen die direkte Beeinflussung der Magnetkräfte über die in den Spulen fließenden Ströme [3]. Am Fachgebiet Systemzuverlässigkeit und Maschinenakustik SzM der TU Darmstadt wird dazu ein numerisches Modell eines geregelten Permanentmagnet-Synchronmotors (PMSM) entwickelt, mit dem Parameterstudien durchgeführt werden. In Abhängigkeit von der Drehzahl wird gezeigt, welchen Einfluss verschiedene Pulsweitenmodulationsverfahren (PWM-Verfahren) auf die abgestrahlte Schallleistung haben.

Modellbildung und Modellvalidierung

Der modellierte PMSM ist ein Prototyp, dessen Aufbau schematisch in Abbildung 1 dargestellt ist. Die Rotormagnete sind auf der Oberfläche des Rotors angebracht, wobei die Polpaarzahl $n_p = 7$ beträgt. Die Anzahl der Statorzähne beträgt $n_z = 12$. Im Modell wird der gesamte Regelkreis, bestehend aus Regler, Frequenzumrichter, Motor und Drehzahlsensor, im Zeitbereich abgebildet. Dieses Gesamtmodell ist schematisch in Abbildung 2 dargestellt. Für die Berechnungen müssen zunächst die Induktivitäten, die magnetischen Flussdichten im Luftspalt sowie die Eigenfrequenzen und Eigenmoden der Gehäusestruktur bekannt sein. Dazu werden im Pre-Processing Finite-Elemente-Analysen durchgeführt und die Ergebnisse im Zeitbereichsmodell hinterlegt. Für die Berechnung der Induktivitäten und der magnetischen Flussdichte wird ein 2D-Modell verwendet, wohingegen die numerische Modalanalyse mit einem 3D-Modell des PMSM durchgeführt wird. Wechselwirkungen zwischen der magnetischen Flussdichte und den Schwingungen der Gehäusestruktur werden vernachlässigt. Der Regler des Zeitbereichsmodells gibt die Stellgröße u^* aus, mit der der Frequenzumrichter durch

ein PWM-Verfahren die Phasenspannungen u erzeugt. Über die Ersatzschaltung des PMSM gemäß BINDER [4] werden mit Hilfe der Induktivitäten die Phasenströme i berechnet. Anschließend lassen sich mit den vorab berechneten magnetischen Flussdichten die Kräfte im Luftspalt für den aktuellen Betriebszustand ermitteln. Dieses Verfahren wird als Feldrekonstruktionsmethode bezeichnet [5]. Mit den Magnetkräften wird die Bewegungsgleichung des Rotors gelöst und die Drehzahl n , der Drehwinkel φ sowie das Motormoment M_{Mot} werden berechnet. Über den Sensor wird die Drehzahl im Regelkreis zurückgeführt und dient zusammen mit der Führungsgröße w zur Berechnung der Regelabweichung e . Die Magnetkräfte sind weiterhin die Eingangsgrößen eines Zustandsraum-Modells, mit dem die Schwingschnelle v auf der Gehäuseoberfläche ermittelt wird. Dieses Zustandsraum-Modell ergibt sich mit Hilfe der zuvor berechneten Eigenfrequenzen und Eigenmoden. Im Post-Processing wird aus der Oberflächenschnelle v der Schallleistungspegel $L_W(f)$ berechnet, wobei der Abstrahlgrad eines Kugelstrahlers nullter Ordnung zu Grunde gelegt wird. Weitere Details zur Modellierung können [6] entnommen werden.

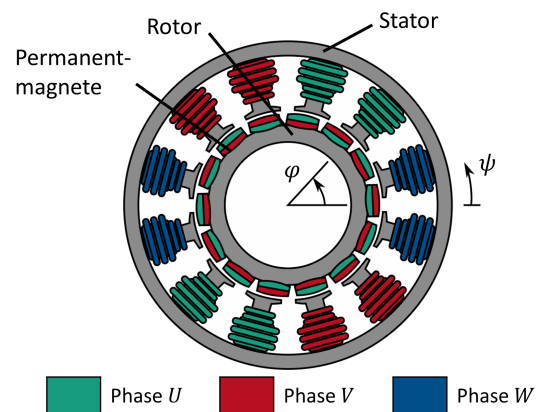


Abbildung 1: schematische Darstellung des modellierten PMSM

Die berechneten magnetischen Flussdichten lassen sich durch Berechnung der in den Statorspulen induzierten Spannungen validieren, indem sie mit Messdaten verglichen werden. Dazu wird der Prototyp des PMSM in einer experimentellen Untersuchung als Generator betrieben, und die in den Statorspulen induzierten Spannungen werden gemessen. Abbildung 3 zeigt, dass die gemessene Spannung kleiner ist als die berechnete Spannung. Dies kann auf dreidimensionale Streuverluste zurückgeführt werden, die im Modell vernachlässigt werden. Diese Streuverluste sind unabhängig von der Drehzahl, so dass eine Anpassung der Simulation an die Messdaten mit

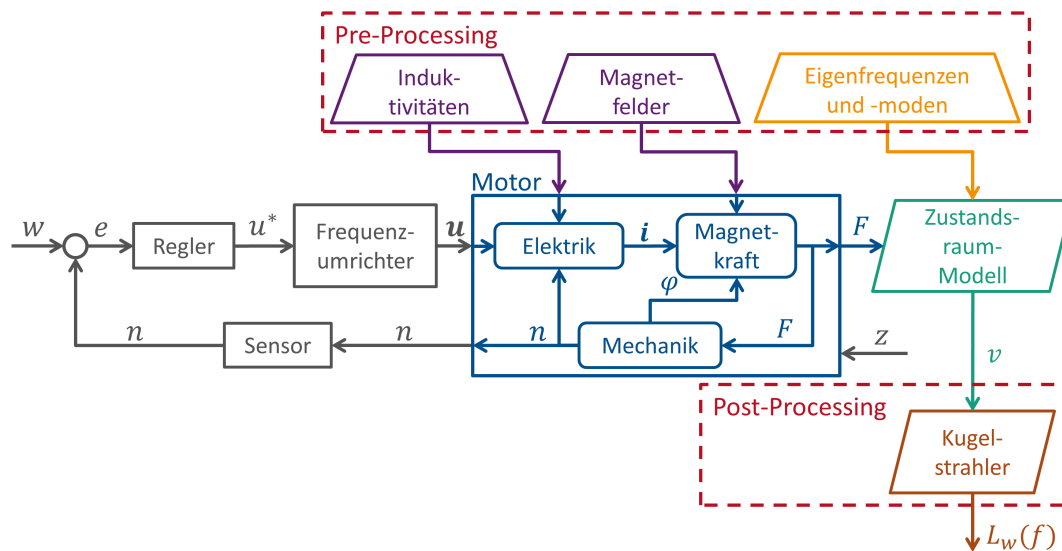


Abbildung 2: schematische Darstellung des Gesamtmodells

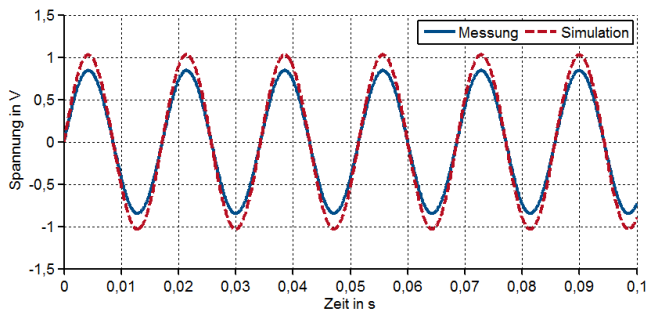


Abbildung 3: induzierte Spannungen in den Statorspulen zwischen den Klemmen u und v

Hilfe eines Verlustfaktors vorgenommen werden kann. Aus dem Verhältnis der Amplituden von Messung und Simulation ergibt sich ein Verlustfaktor von $\eta = 0,82$.

Numerische Untersuchung der Schallabstrahlung

In der numerischen Untersuchung zur Schallabstrahlung wird ein PI-Drehzahlregler verwendet. Als Führungsgröße w dient die Motordrehzahl, wobei drei Drehzahlen ($n_1 = 500 \text{ min}^{-1}$, $n_2 = 1000 \text{ min}^{-1}$ und $n_3 = 1500 \text{ min}^{-1}$) betrachtet werden. Das Lastmoment wird mit $M_{\text{Last}} = 0,5 \text{ Nm}$ angenommen. Der Sensor besitzt ein ideales (d.h. rauschfreies) Übertragungsverhalten und auf den Motor wirken keine weiteren Störgrößen. Der Frequenzumrichter wird bei einer Taktfrequenz von $f_T = 20 \text{ kHz}$ betrieben, wobei als PWM-Verfahren die Raumzeigermodulation und die Sinus-Dreieck-Modulation verwendet werden. Weitere Details zu diesen PWM-Verfahren finden sich in [7]. Zu Beginn der Berechnung erhält der Regler die Drehzahl als Führungsgröße und der Motor läuft auf die vorgegebene Drehzahl hoch. Nach dem Erreichen eines stationären Zustands wird zunächst untersucht, wie sich die PWM-Verfahren auf das Drehmoment und die Drehzahl auswirken. Abbildung 4 zeigt das mittlere Drehmoment und seine Standardabweichung für die beiden PWM-Verfahren bei den untersuchten Drehzahlen. Mit zunehmender

Drehzahl steigt das mittlere Drehmoment bei beiden PWM-Verfahren an. Dies liegt am Dämpfungsmoment des Rotors, für das eine drehzahlproportionale Dämpfung zu Grunde gelegt wird. Bei der Sinus-Dreieck-Modulation ist die Standardabweichung des Drehmoments, d.h. die Drehmomentschwankung, geringer als bei der Raumzeigermodulation. Allerdings steigt bei Sinus-Dreieck-Modulation die Drehmomentschwankung mit zunehmender Drehzahl an, wohingegen die Schwankung bei der Raumzeigermodulation abnimmt. In Tabelle 1 sind die Zahlenwerte der mittleren Drehzahlen und Drehmomente sowie die zugehörigen Standardabweichungen dargestellt. Bei beiden PWM-Verfahren sind die Drehzahlschwankungen sehr gering, sodass eine Darstellung analog zu Abbildung 4 nicht zielführend ist. Weiterhin nehmen die Drehzahlschwankungen bei beiden PWM-Verfahren mit zunehmender Drehzahl ab. Allerdings sind die Absolutwerte der Drehzahlschwankungen bei der Sinus-Dreieck-Modulation geringer und der Mittelwert ist im Rahmen der Rechengenauigkeit mit der vorgegebenen Führungsgröße identisch.

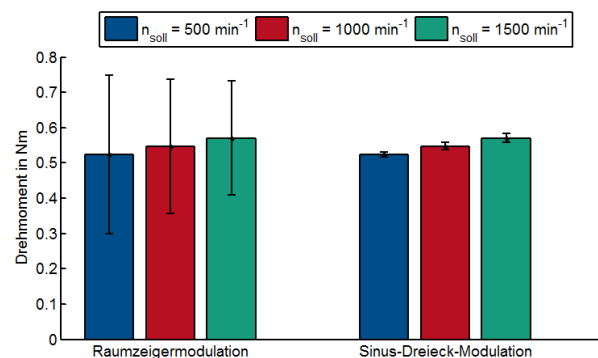


Abbildung 4: mittleres Drehmoment und seine Standardabweichung in Abhängigkeit von der Drehzahl und dem PWM-Verfahren

Abbildung 5 zeigt das berechnete Schalleistungsspektrum des Motors in Abhängigkeit von der Drehzahl bei Raumzeigermodulation. Der erste Peak im Spektrum tritt bei der doppelten elektrischen Drehfrequenz $2f_{el} = 2n_i n_P$ auf, wobei

Tabelle 1: mittlere Drehzahl \bar{n} in min^{-1} und mittleres Drehmoment \bar{M}_{Mot} in Nm sowie ihre Standardabweichungen s_n bzw. s_M bei den untersuchten PWM-Verfahren und den Drehzahlen n_i

n_i	Raumzeigermodulation			
	\bar{n}	s_n	\bar{M}_{Mot}	s_M
500	498,6	2,065	0,524	0,225
1000	999,1	1,646	0,547	0,190
1500	1499	1,340	0,571	0,161
	Sinus-Dreieck-Modulation			
500	500	0,068	0,524	0,007
1000	1000	0,009	0,547	0,010
1500	1500	0,009	0,571	0,012

sich dessen Pegel mit der Drehzahl nur geringfügig ändert. In den Frequenzbereichen unterhalb von 2000 Hz sowie zwischen 3000 Hz und 6000 Hz ist die Schallabstrahlung am höchsten, da dort Eigenmoden des Gehäuses angeregt werden. Bei der Sinus-Dreieck-Modulation (Abbildung 6) steigt der Schalleistungspegel bei $2f_{el}$ von 500 min^{-1} bis 1500 min^{-1} um 40 dB an. Der Summenschalleistungspegel hingegen ist im Vergleich zur Raumzeigermodulation geringer, wobei die Pegelunterschiede bei den Drehzahlen $n_1 = 500 \text{ min}^{-1}$, $n_2 = 1000 \text{ min}^{-1}$ und $n_3 = 1500 \text{ min}^{-1}$ 28 dB, 23 dB bzw. 19 dB betragen. Ein Vergleich der Frequenzspektren beider PWM-Verfahren (Abbildung 7) zeigt, dass die Schallabstrahlung bei Sinus-Dreieck-Modulation oberhalb von $2f_{el}$ deutlich geringer ist als bei Raumzeigermodulation. Bei $2f_{el}$ hingegen ist der Schalleistungspegel um 25 dB höher. Für die Drehzahlen n_1 und n_2 ist die Schallabstrahlung bei Sinus-Dreieck-Modulation oberhalb von $2f_{el}$ ebenfalls geringer. Der Peak bei $2f_{el}$ weist bei 500 min^{-1} einen geringeren und bei 1000 min^{-1} einen vergleichbaren Pegelwert wie bei der Raumzeigermodulation auf.

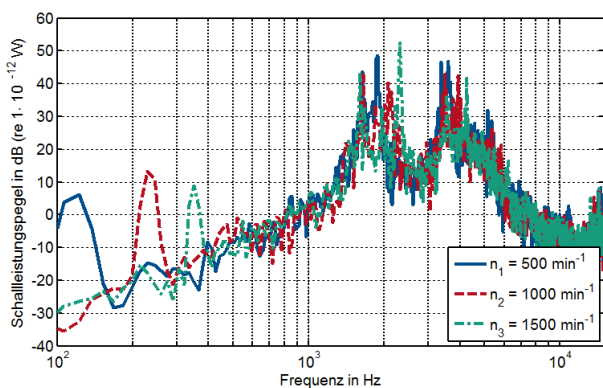


Abbildung 5: Spektrum des Schalleistungspegels in Abhängigkeit von der Drehzahl bei Raumzeigermodulation

Schlussfolgerungen

Die numerischen Untersuchungen zeigen, dass sich der Schalleistungspegel durch ein geeignetes PWM-Verfahren reduzieren lässt. Im untersuchten Drehzahlbereich weist die Sinus-Dreieck-Modulation außerdem ein günstigeres Verhalten hinsichtlich Drehzahlstabilität auf. Allerdings muss bei Sinus-Dreieck-Modulation mit höheren Schaltverlusten im

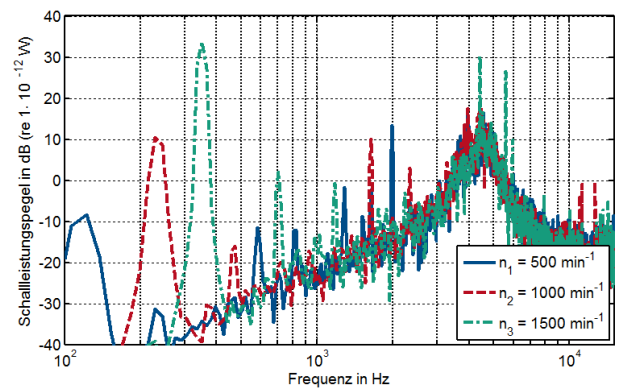


Abbildung 6: Spektrum des Schalleistungspegels in Abhängigkeit von der Drehzahl bei Sinus-Dreieck-Modulation

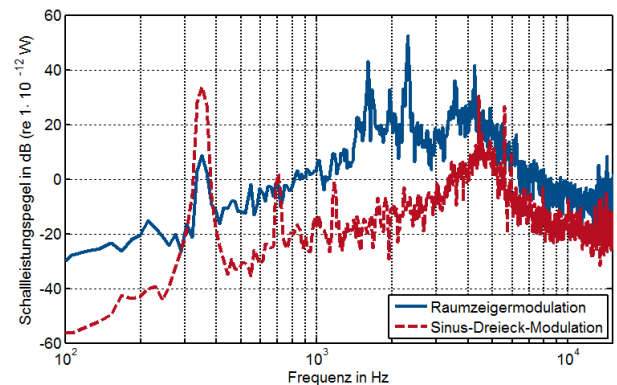


Abbildung 7: Spektrum des Schalleistungspegels in Abhängigkeit vom PWM-Verfahren bei $n_3 = 1500 \text{ min}^{-1}$

Frequenzumrichter gerechnet werden, sodass sich die Raumzeigermodulation in der praktischen Anwendung durchgesetzt hat [7]. Die maßgebende Ursache der Schallabstrahlung ist die Anregung der Gehäusestruktur in den Frequenzbereichen unterhalb von 2000 Hz sowie zwischen 3000 Hz und 6000 Hz. Durch eine geeignete Optimierung der Gehäusestruktur kann die Schallleistung weiter reduziert werden. Daher ist geplant, die Strukturintensität der Gehäusestruktur zu untersuchen und Möglichkeiten zur Optimierung der Gehäusestruktur abzuleiten. Darüber hinaus soll das Gesamtmodell so erweitert werden, dass instationäre Betriebszustände untersucht werden können.

Literatur

- [1] Timar, P.L.: Noise and Vibration of Electrical Machines. Elsevier, New York, 1989
- [2] Huang, S. et al.: Electromagnetic vibration and noise assessment for surface mounted PM machines. Power Engineering Society Summer Meeting (2001), Vancouver, 1417–1426
- [3] Habetler, T. und Divan, D.: Acoustic noise reduction in sinusoidal PWM drives using a randomly modulated carrier. IEEE Transactions on Power Electronics 6 (1991), 356–363
- [4] Binder, A.: Elektrische Maschinen und Antriebe: Grundlagen, Betriebsverhalten. Springer, Berlin, 2012

- [5] Zhu, W. et al.: A field reconstruction method for optimal excitation of permanent magnet synchronous machines, *IEEE Transactions on Energy Conversion* 21 (2006) 366–374
- [6] Adams, C. et al.: Minderung der Schallabstrahlung eines geregelten Permanentmagnet-Synchronmotors. 6. VDI-Fachtagung Maschinenakustik (2014), 13–24
- [7] Schröder, D.: *Elektrische Antriebe — Regelung von Antriebssystemen*. Springer, Berlin, Heidelberg, 2009