

Analyse der Störgrößen einer Synchronmaschine in hybridem PWM-Betrieb und resonanter Grundfrequenztaktung

M.Sc. Jan Loos, Institut für Mess- und Sensortechnik, Hochschule Ruhr West, Deutschland

Prof. Dr.-Ing. Kerstin Siebert, Institut für Mess- und Sensortechnik, Hochschule Ruhr West, Deutschland

M.Eng. Michael Kleinen, EMC Test NRW GmbH, Deutschland

B.Sc. Daniel Imhof, EMC Test NRW GmbH, Deutschland

Dr.-Ing. Sebastian Jeschke, EMC Test NRW GmbH, Deutschland

Die effiziente Energiewandlung im elektrischen Antriebsstrang wird häufig durch die Ansteuerung der Leistungselektronik mit Hilfe einer **pulsweitenmodulierten (PWM)** Spannung realisiert [1]. Durch das schnelle periodische Schalten der Gleichspannung können erhebliche elektromagnetische Störgrößen entstehen [2], [3]. Um diese Störgrößen zu reduzieren kommen u.a. aktive [4] bzw. passive Filter [5], Schirmmaßnahmen [6], oder Gate-Shaping-Techniken [7] zum Einsatz. In diesem Beitrag werden die leitungsgeführten Störgrößen [8] einer neuartigen Invertertopologie zum Betrieb einer permanentmagneterregten Synchronmaschine im PWM- sowie im resonanten Blockbetrieb analysiert. Abbildung 1 zeigt schematisch den Systemaufbau eines Demonstrators, mit dem ein hybrider Inverterbetrieb realisiert wird.

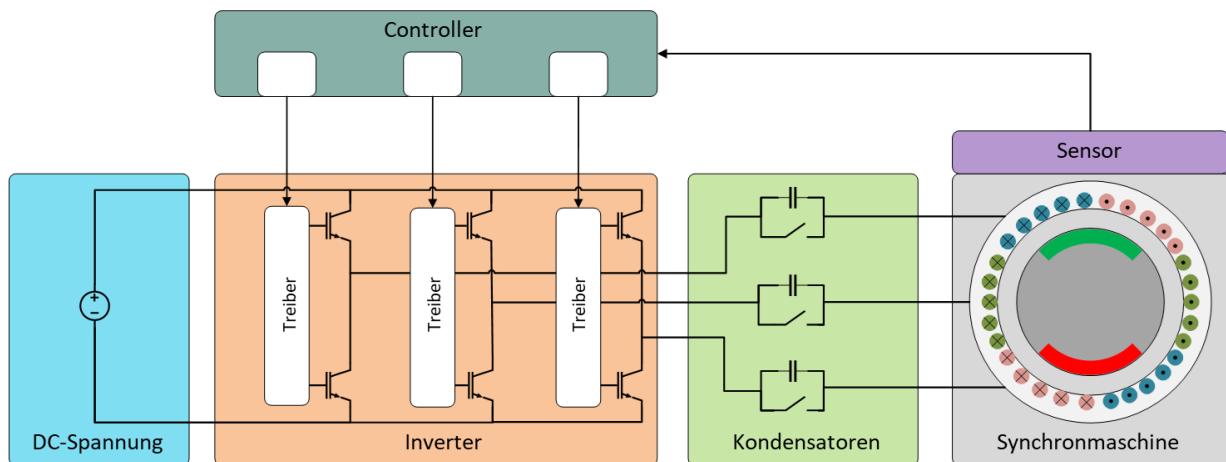


Abbildung 1: Systemübersicht der Synchronmaschine als Teil eines Resonanzinverters

Für den **Sinus-PWM-Betrieb (SPWM)** des Inverters können die dargestellten Kondensatoren im Aufbau kurzgeschlossen werden. Durch Zuschalten der seriellen Kondensatoren, entsteht zusammen mit den Stranginduktivitäten und deren Wicklungswiderständen, ein dreiphasig gekoppelter, statorseitiger Schwingkreis. Der hybride Betrieb des Inverters bedeutet, dass in Abhängigkeit der Maschinendrehzahl bzw. des gewünschten Arbeitspunkts der Maschine die Inverteransteuerung modifiziert wird. In dieser Arbeit wird der Hybridbetrieb einer Synchronmaschine, die als **Brushless-DC (BLDC)** - Motor betrieben wird, hinsichtlich der auftretenden Störgrößen analysiert. Dabei liegt der Fokus auf der Ausgangsspannung des Inverters. Die zu erwartenden Spektralanteile bei der Energiewandlung werden zunächst diskutiert und mit Hilfe eines Demonstrators messtechnisch analysiert.

1- Charakterisierung der Spektren im SPWM-Betrieb und resonanter Grundfrequenztaktung

In diesem Abschnitt werden die Spektralanteile, die bei der Energiewandlung mit Hilfe des spannungsgeführten Inverters entstehen, diskutiert. Abbildung 2 zeigt den Spannungsverlauf der Steuersignale für das Schalten des Inverters im SPWM-Betrieb und resonantem Blockbetrieb.

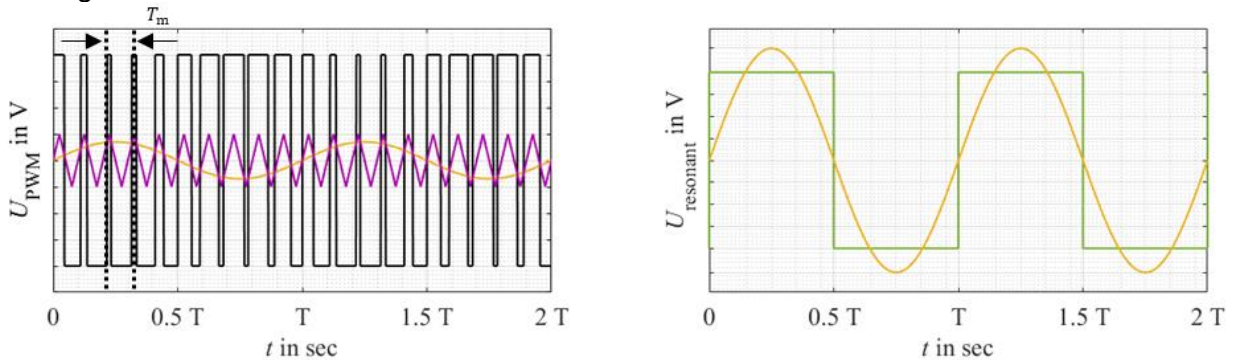


Abbildung 2: SPWM Schaltmuster (links) und Grundfrequenztaktung (rechts)

Das Stellen der Spannungsgrundwelle (gelb) erfordert beim SPWM-Betrieb erheblich mehr Schaltvorgänge, die durch Manipulation des Kurzzeitmittelwerts über eine Pulsperiode T_m die gewünschte Grundwelle im gleitenden Mittel stellen [9]. Die daraus resultierenden Spektralanteile sind in Abbildung 3 dargestellt.

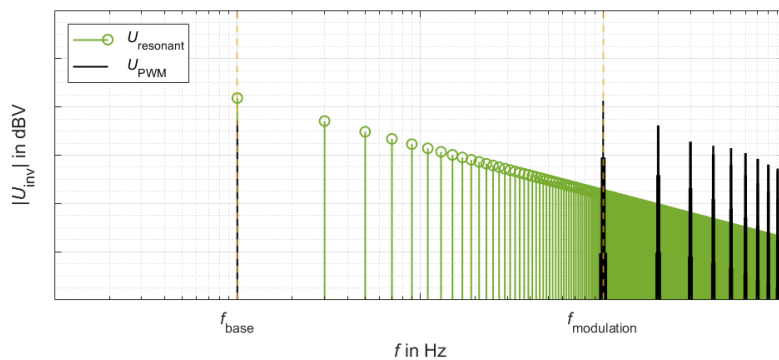


Abbildung 3: Qualitative Spektren des resonanten Blockbetriebs (grün) und des SPWM-Betriebs (schwarz)

Für die Darstellung des Vergleichs zwischen PWM und Grundfrequenztaktung wird angenommen, dass beide Schaltmuster die gleiche und unendlich schnelle Flankensteilheit verwenden, wodurch die zweite Knickfrequenz sehr hoch ist. Der Fokus in dieser Arbeit liegt auf dem Grundfrequenz- und trägerfrequentem Bereich um die Modulationsfrequenz. Durch Grundfrequenztaktung wird die Anzahl der Schaltvorgänge der Leistungshalbleiter reduziert, wodurch die Spektralanteile im Bereich der Modulationsfrequenz $f_{modulation}$ deutlich reduziert werden können [10]. Abbildung 4 zeigt qualitativ die Seitenbandmodulation der PWM um $f_{modulation}$.

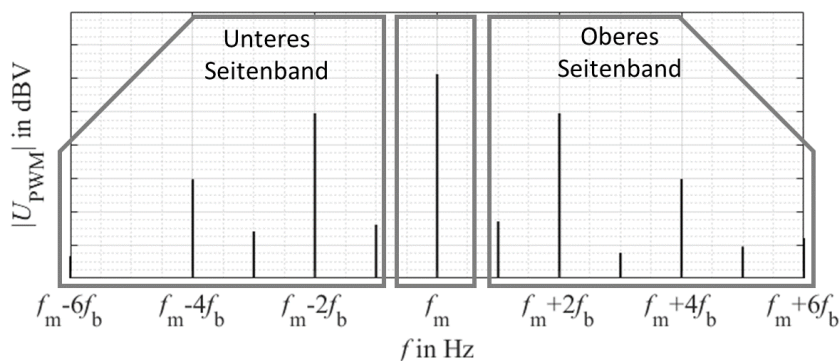


Abbildung 4: Seitenbandmodulation im SPWM-Betrieb

Bei einer synchronen Taktung im PWM-Betrieb sind im Gegensatz zu einer asynchronen Taktung die Amplituden des oberen und unteren Seitenbandes gleich groß. Abbildung 4 zeigt exemplarisch das Spektrum für eine synchrone Taktung, bei der $f_{\text{modulation}}$ ein Vielfaches von f_{base} ist.

2- Testsetup und Messungen

In diesem Kapitel wird das Setup zur Analyse der Störgrößen vorgestellt. Abbildung 5 zeigt den Aufbau des Testsetups links und tabellarisch verwendete Komponenten und Betriebsparameter rechts.

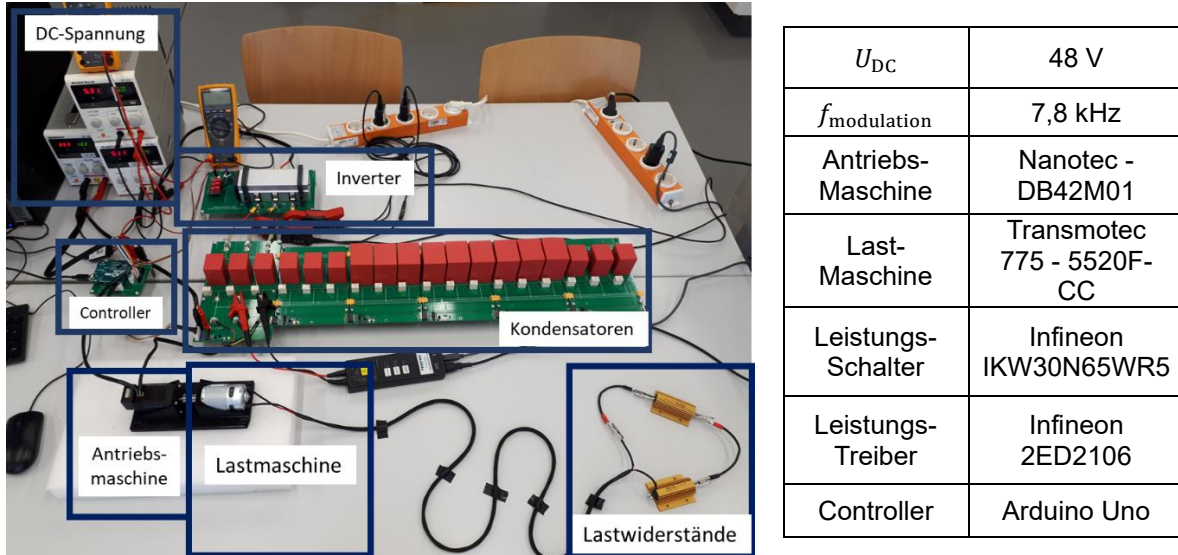


Abbildung 5: Testsetup im Überblick (links) und ausgewählte Betriebsparameter und Komponenten (rechts)

Die DC-Eingangsspannung des Inverters beträgt 48 V. Der Controller stellt die Gate-Signale des B6C-Inverters, sowie die Steuersignale für die modulare Kondensatorkaskade. Beim Übergang von SPWM- zu resonantem Blockbetrieb, werden die seriellen Kondensatoren dreiphasig zugeschaltet. Die Antriebsmaschine ist eine Synchronmaschine, die mit Hilfe von drei Hall-Sensoren kommutiert wird. Der Controller wertet die Hall-Signale aus und schaltet in Abhängigkeit des Sektors, in dem sich der Rotorwinkel befindet, die Gates des Inverters [11]. Für den resonanten Blockbetrieb wird in dieser Arbeit eine 180° -Blockkommutierung gewählt, wodurch zu jedem Zeitpunkt drei Leistungsschalter aktiv eingeschaltet werden [12], [13]. Um definierte Arbeitspunkte für die Antriebsmaschine zu gewährleisten, wird eine Lastmaschine mechanisch gekoppelt. Abbildung 6 zeigt links die ermittelte Last-Drehzahl-Kennlinie für den SPWM- und Resonanzbetrieb.

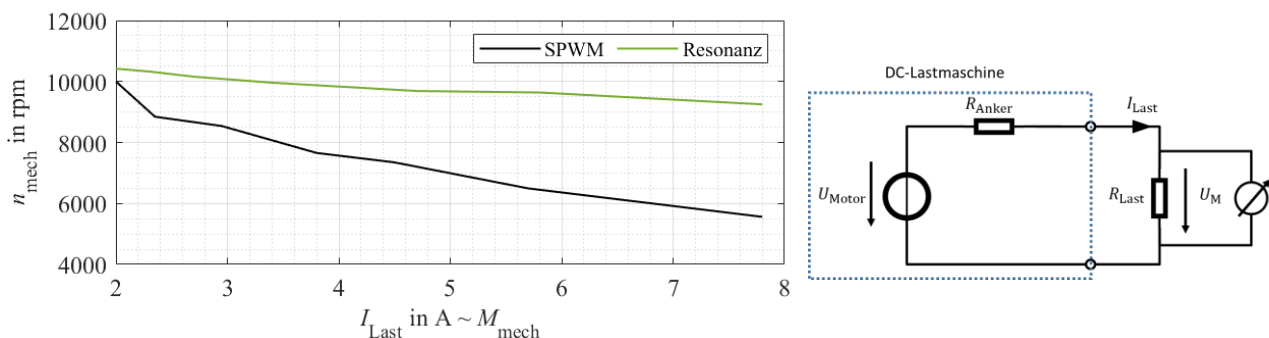


Abbildung 6: Last-Drehzahlkennlinie des SPWM- und Resonanzbetriebs (links) und Ersatzschaltbild der DC-Lastmaschine und der Lastvariation (rechts)

Bei der unregelmäßigen Kommutierung auf Hall-Sensorbasis kann durch den Resonanzbetrieb bei gleichem Laststrom, der proportional zum Drehmoment M_{mech} der Antriebsmaschine ist, eine höhere Drehzahl als im SPWM-Betrieb realisiert werden. Der Laststrom wird durch Variation des Lastwiderstands R_{Last} variiert und mit der gemessenen Spannung U_M berechnet.

Im folgenden Abschnitt wird der Übergang von SPWM- auf den resonanten Blockbetrieb diskutiert. Mit Hilfe der seriellen Kondensatoren soll die Statorimpedanz der Synchronmaschine reduziert und dadurch die benötigte Blindleistung für den Maschinenbetrieb reduziert werden. Abbildung 7 zeigt die messtechnisch ermittelte Strangimpedanz der Synchronmaschine Z_M mit seriell zugeschalteten Kapazitäten.

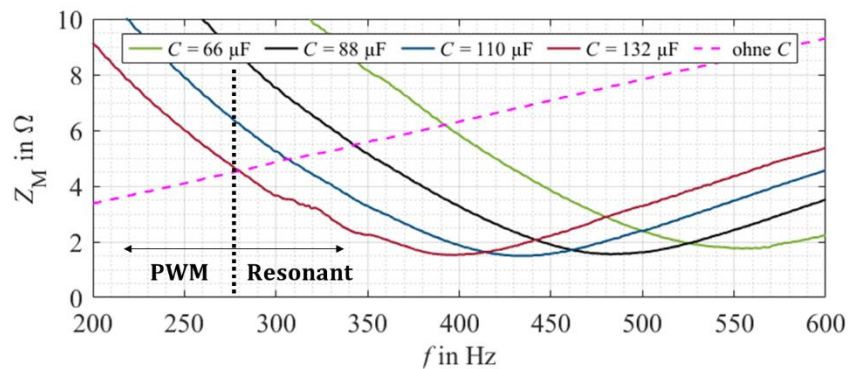


Abbildung 7: Strangimpedanz der Synchronmaschine mit seriellen Kapazitäten

Der resonante Betrieb ist so definiert, dass durch die zugeschalteten Kondensatoren die Statorimpedanz ohne Kondensatoren (magenta, gestrichelt) reduziert wird. In Abhängigkeit der zugeschalteten Kapazität ändert sich die Resonanzfrequenz des jeweiligen Schwingkreises, dessen Impedanzminimum etwa dem Ankerwiderstand der Synchronmaschine entspricht. Als Entscheidungskriterium für die Umschaltfrequenz zwischen PWM- und Resonanzbetrieb kann die Frequenz betrachtet werden, bei der die Impedanz der Maschine ohne Kondensatoren gleich der Impedanz der Maschine mit zugeschalteten Kondensatoren ist.

In dieser Arbeit wird zunächst ein manuelles Umschalten zwischen SPWM und Resonanzbetrieb eingesetzt. Abbildung 8 zeigt den Übergang auf Basis einer gemessenen verketteten Spannung U_{12} am Motor.

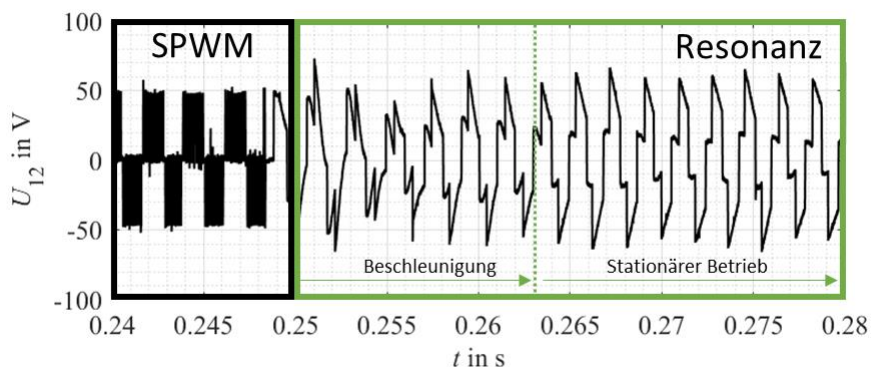


Abbildung 8: Verkettete Spannung am Motor beim Übergang von SPWM- zu resonantem Blockbetrieb

Die Schaltfrequenz wird durch die Grundfrequenztaktung deutlich reduziert und durch die Impedanzreduktion durch die seriellen Kondensatoren wird die Maschine beschleunigt, bis sich ein stationärer Betrieb einstellt. Abbildung 9 zeigt den Phasenstrom I_1 beim Übergang von SPWM- zu resonantem Blockbetrieb.

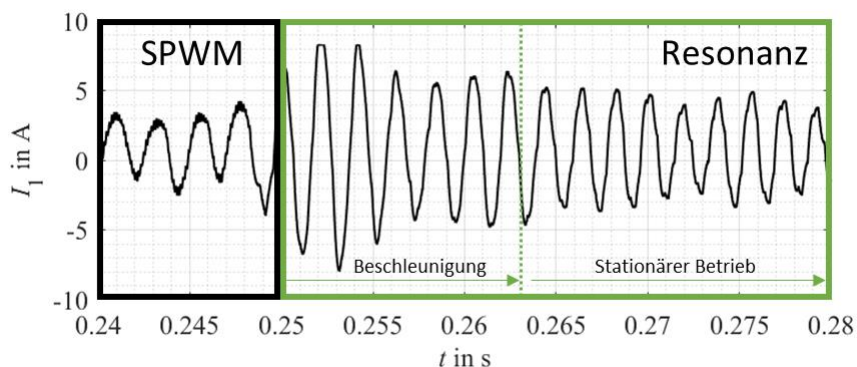


Abbildung 9: Phasenstrom beim Übergang von SPWM- zu resonantem Blockbetrieb

Nach Zuschalten der seriellen Kondensatoren fließt zunächst ein größerer Phasenstrom als im stationären Betrieb. Ursache dafür ist, dass während der Beschleunigung die Gegen-**elektromotorische Kraft** (EMK) steigt und dadurch der Statorstrom während des Beschleunigungsvorgangs reduziert wird.

3- Spektralanalyse der verketteten Spannung am Motor

In diesem Abschnitt wird der Vergleich der Spektren bei SPWM-Betrieb und resonanter Grundfrequenztaktung auf Basis einer verketteten Spannung U_{12} durchgeführt. Abbildung 10 zeigt die berechneten Grundwellen im einseitigen Betragsspektrum bei drei verschiedenen Lastpunkten.

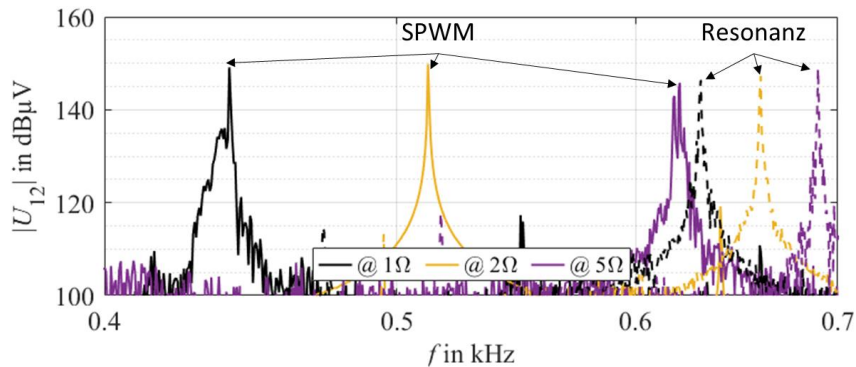


Abbildung 10: Grundwellen in SPWM- und Resonanzbetrieb bei verschiedenen Lasten

Entsprechend der Last-Drehzahl-Kennlinie in Abbildung 6 führt im SPWM-Betrieb eine Änderung der Last zu einer größeren Veränderung der Drehzahl als im resonanten Blockbetrieb. Die dargestellten Grundwellen entsprechen jeweils der Drehfeldfrequenz des Stators des BLDC. Die Drehfeldfrequenz wird als kleinste auftretende Frequenz angenommen. Durch eine Polpaarzahl größer eins rotiert der Rotor der Synchronmaschine mit einer geringeren Frequenz als der Statorfrequenz [14]. Abbildung 11 zeigt den Modulationseffekt der Rotorfrequenz um die Grundwelle der Drehfeldfrequenz im Stator.

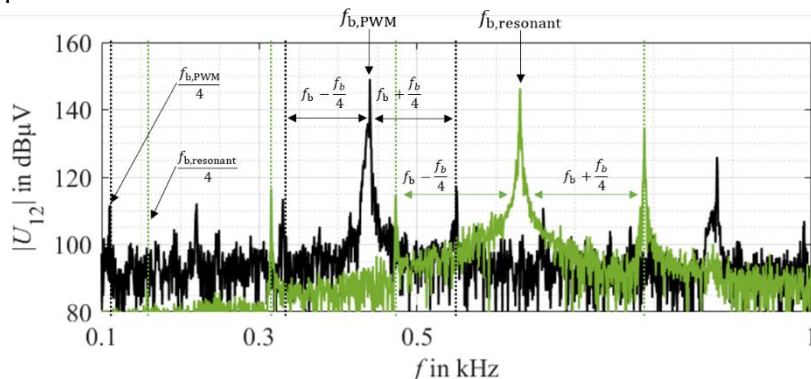


Abbildung 11: Modulation der mechanischen Rotorfrequenz um die Grundwelle der Drehfeldfrequenz des Stators

Entsprechend der Polpaarzahl von vier, entspricht die geringste Frequenz im Spektrum der mechanischen Frequenz des Rotors, die bei $\frac{1}{4}$ der Grundfrequenz f_{base} liegt. Dieser Modulationseffekt entsteht unabhängig von der Betriebsart der Maschine und ist im SPWM-Betrieb und dem resonanten Blockbetrieb sichtbar.

Abbildung 12 zeigt das Betragsspektrum der verketteten Spannung U_{12} im SPWM- und Resonanzbetrieb.

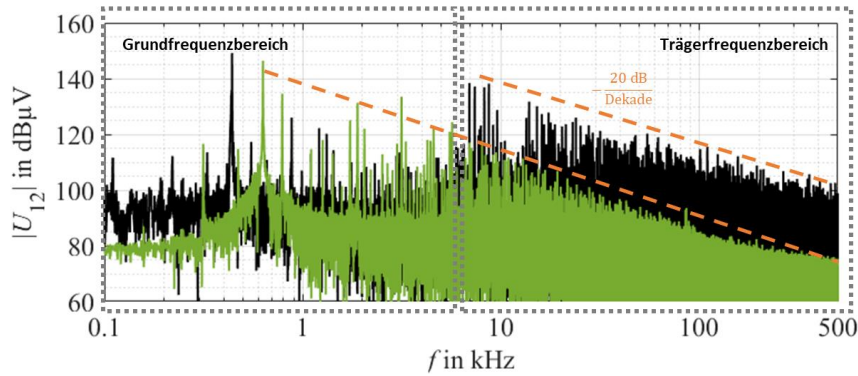


Abbildung 12: Spektrum der verketteten Spannung am Motor im SPWM-Betrieb (schwarz) und resonantem Blockbetrieb (grün)

Im Grundfrequenzbereich, der hier etwa bis zur Modulationsfrequenz der SPWM definiert ist, sind die Spektralanteile im resonanten Blockbetrieb größer als die der SPWM und nehmen ab der Grundfrequenz f_{base} etwa mit 20 dB/Dekade ab. Die relativ großen Vielfachen der Grundfrequenz im SPWM-Betrieb sind auf die verhältnismäßig kleine Modulationsfrequenz $f_{\text{modulation}} = 7,8 \text{ kHz}$ zurückzuführen. Im Trägerfrequenzbereich sind die Amplituden im SPWM-Betrieb größer, da die Spektralanteile erst ab der Modulationsfrequenz mit 20 dB/Dekade abnehmen. Je größer f_{base} im Verhältnis zu $f_{\text{modulation}}$, desto kleiner sind die Amplitudenunterschiede zwischen Grundfrequenztaktung und SPWM-Betrieb im Trägerfrequenzbereich und vice versa [10].

Abbildung 13 zeigt den Trägerfrequenzbereich um $f_{\text{modulation}}$.

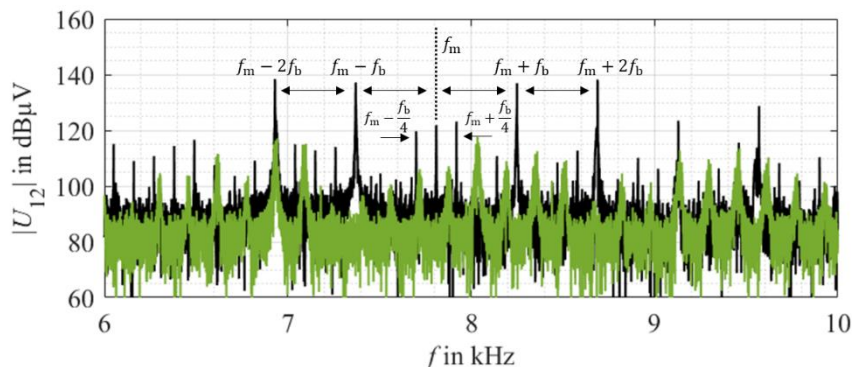


Abbildung 13: Vergleich des Trägerfrequenzbereichs des SPWM-Betriebs (schwarz) und resonantem Blockbetrieb (grün)

Die Seitenbandmodulation durch die SPWM führt zu signifikanten Spektralanteilen um die Modulationsfrequenz im Abstand der Grundwellenfrequenz f_{base} , sowie der mechanischen Frequenz $\frac{f_{\text{base}}}{4}$. Da für den Blockbetrieb keine Modulationsfrequenz benötigt wird, sind die auftretenden Spektralanteile deutlich kleiner.

4- Zusammenfassung und Ausblick

In diesem Beitrag werden die Vorteile des Betriebs einer Synchronmaschine als Teil eines gekoppelten Resonanzkreises in Grundfrequenztaktung im Vergleich zu einem SPWM-Betrieb hinsichtlich der trägerfrequenten Störgrößen herausgearbeitet. Ein hybrider Betrieb zwischen SPWM und resonantem Blockbetrieb wird durch manuelles Umschalten der Betriebsarten ermöglicht. Der Einsatz einer modularen Kondensatorkaskade wird vorgestellt und das Funktionsprinzip nachgewiesen. Bei exemplarisch gewählten Arbeitspunkten wird der Vorteil einer resonanten Grundfrequenztaktung im Hinblick auf die trägerfrequenten Spektralanteile herausgearbeitet. Die bisherige Arbeit [10] wird um einen funktionsfähigen Prüfstand mit einer Synchronmaschine erweitert und die aufgestellten Thesen können im Rahmen dieser Arbeit verifiziert werden.

Basierend auf den erzielten Erkenntnissen soll sowohl der Funktionsumfang des Systems als auch die Analyse der EMV erweitert werden. Die EMV-Analyse soll einen erweiterten Frequenzbereich erfassen, bei dem ggf. unterschiedliche Flankensteilheiten bei der Energiewandlung berücksichtigt werden. Darüber hinaus wird in dieser Arbeit der Fokus auf die Spektralanteile der verketteten Spannung gelegt. Um reproduzierbare Erkenntnisse über die Spektralanteile des Stroms zu erhalten, wird die Ansteuerung der Maschine analysiert und erweitert. Die auftretenden Störgrößen sollen auch auf die Eingangsseite (DC) des Inverters ausgeweitet werden, da angenommen wird, dass im PWM-Betrieb ein anderer Stromripple entsteht als in (resonanter) Grundfrequenztaktung. Darüber hinaus soll das dargestellte Setup näher an normativ beschriebene Setups (z.B. CISPR25) herangeführt werden, um eine größere Vergleichbarkeit der Ergebnisse zu ermöglichen.

Danksagung

Dieser Beitrag entstand im Rahmen des Projekts EVoReso (EMV optimierte Resonanzinvertertopologie im autonomen Elektrofahrzeug) und wurde durch das BMWK (Bundesministerium für Wirtschaft und Klima) unter dem Förderkennzeichen 19I22013E finanziell unterstützt.

Literaturangaben

- [1] S. K. Peddapelli, Pulse width modulation. Analysis and performance in multilevel inverters, Berlin, Boston: De Gruyter., 2017.
- [2] N. Feng, C. Shiran, H. Xiaoyan, Z. Jian, L. Kui und F. Youtong, „Analysis of EMI in Motor System Driven by PWM Inverter,“ in 2018 1st Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications in Asia (WiPDA Asia), Xi'an, China, 2018.
- [3] S. Jeschke, J. Loos und M. Kleinen, „Impact of Highly Efficient Power Electronics on the EMC in Electric Vehicles With Autonomous Driving Functions,“ in AmE 2020 - Automotive meets Electronics; 11th GMM-Symposium, S. Jeschke, J. Loos and M. Kleinen, 2020.
- [4] A. Bendicks, Active Cancellation of Electromagnetic Emissions of Power Electronic Systems by Injecting Synthesized and Synchronized Signals, Dortmund, Germany, 2020.
- [5] C. Khun, W. Khan-ngern und M. Kando, „Passive EMI Filter Performance Improvements with Common Mode Voltage Cancellation Technique for PWM Inverter,“ in 2007 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Bangkok, Thailand, 2007.
- [6] A. Mushtaq, S. Frei, K. Siebert und J. Bärenfänger, „Analysis of Shielding Effectiveness of HV Cable and Connector Systems used for Electric Vehicles,“ in 2013 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe 2013), Brugge, Belgium, 2013.
- [7] C. Krause, A. Bendicks, T. Dörlemann und S. Frei, „Synthesis of an Optimized Control Signal for an Improved EMC Switching Behavior of MOSFETs Using a System Characterization Approach,“ in 2019 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe 2019), Barcelona, Spain., 2019.
- [8] C. i. s. d. p. radioélectriques, CISPR 25 – Radio disturbance characteristics for the protection of receivers used on board vehicles, boats, and on devices – Limits and methods of measurement., 2016.
- [9] J. Specovius, Grundkurs Leistungselektronik, Berlin: Springer Vieweg, 2018, pp. 308-309.
- [10] J. Loos, L. Mariack und K. Siebert, „Analyse der leitungsgeführten Störgrößen einer frequenzvariablen Resonanzinvertertopologie im elektrifizierten Antriebsstrang,“ in EMV Köln 2022, Köln, 2022.
- [11] T. Nama, A. K. Gogoi und P. Tripathy, Application of a Smart Hall Effect Sensor System for 3-phase BLDC Drives, Ottawa, Canada: IEEE International Symposium on Robotics and Intelligent Sensors (IRIS2017), 2017.
- [12] B. Hu, S. Sathiakumar und Y. Shrivastava, 180-Degree Commutation System of Permanent Magnet Brushless, Second International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation, 2009.
- [13] Q. Han, N. Samoylenko, und J. Jatskevich, Comparison of Brushless DC Motor Drives with 180/120-degree Inverter Systems.
- [14] M. Gerten, A. Bendicks und S. Frei, „Active Cancellation of the Electromagnetic Emissions at the Input of a Periodically Operating Motor Inverter by Injecting Synthesized and Synchronized Signals,“ AmE 2021 - Automotive meets Electronics; 12th GMM-Symposi, 2021.