

Analyse der leitungsgeführten Störungen einer frequenzvariablen Resonanzinvertertopologie im elektrifizierten Antriebsstrang

M.Sc. Jan Loos, Institut für Mess- und Sensortechnik, Hochschule Ruhr West, Deutschland
B.Sc. Lukas Mariack, Institut für Mess- und Sensortechnik, Hochschule Ruhr West, Deutschland
Prof. Dr.-Ing. Kerstin Siebert, Institut für Mess- und Sensortechnik, Hochschule Ruhr West, Deutschland

1 Einleitung

Die Energiewandlung durch Wechselrichter mit Hilfe von **pulsweitenmodulierten** (PWM) Steuersignalen stellt ein signifikantes elektromagnetisches Störpotential dar. Die Reduktion des Störpotentials von leistungselektronischen Schaltungen stellt eine wichtige Herausforderung, z.B. bei der Entwicklung elektrifizierter Antriebe, dar. Zur Beherrschung der **elektromagnetischen Verträglichkeit** (EMV) werden unterschiedliche Ansätze, wie z.B. (aktives) Filtern [1], [2], Gatedshaping-Techniken [3], [4] oder Schirmung [5] verfolgt. Darüber hinaus bietet die Modifikation der leistungselektronischen Topologie die Möglichkeit, sowohl funktionale Vorteile als auch Vorteile hinsichtlich der EMV zu erzielen. Resonanzinverter arbeiten im Vergleich zu PWM-Invertern mit deutlich geringeren Schaltfrequenzen und werden häufig für kabellose Energieübertragung und in der Metallverarbeitung eingesetzt [6], [7]. In diesem Beitrag werden die leitungsgeführten Störungen eines vereinfachten, frequenzvariablen Resonanzinverters analysiert und mit einem Inverter mit Sinus-PWM-Ansteuerung verglichen. Aufbauend auf einem analytischen Vergleich werden die leitungsgeführten Störungen mit Hilfe eines Demonstrators experimentell ermittelt. Abschließend werden die Ergebnisse diskutiert und im Rahmen eines Ausblicks weitere Untersuchungsansätze abgeleitet.

2 Resonante und PWM basierte Energiewandlung

Im Gegensatz zu PWM-basierter Energiewandlung findet bei resonanter Energiewandlung deutlich weniger Schaltvorgänge statt. Bei letzterer wird eine Blockkommutierung verwendet. Bild 1 zeigt exemplarisch die Signalverläufe einer Sinus PWM (oben) und einer Blockkommutierung zur resonanten Energiewandlung (unten).

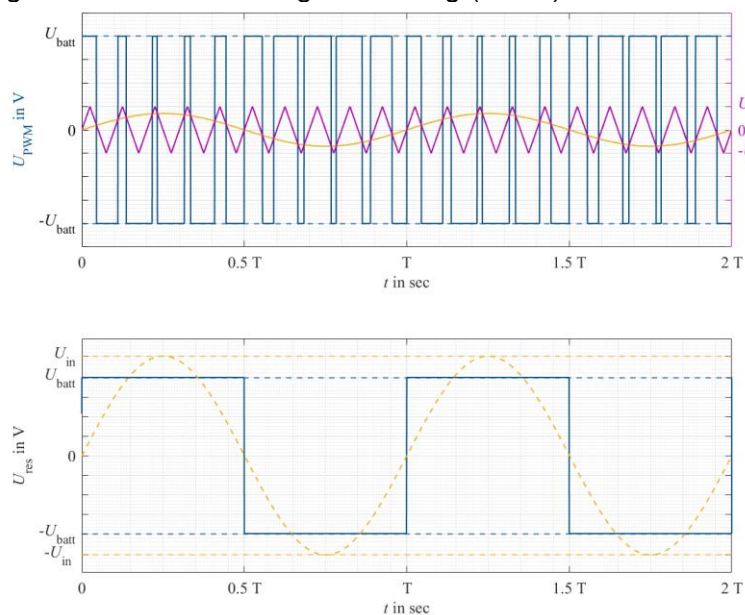


Bild 1: Schaltmuster einer Sinus-PWM (oben) und einer Blockkommutierung (unten)

Um im Mittel eine sinusförmige Ausgangsspannung zu realisieren, wird die Eingangsspannung U_{batt} mit variabler Pulsbreite periodisch umgeschaltet. Dabei wird ein sinusförmiges Referenzsignal (gelb) mit einem höherfrequenten Trägersignal U_t verglichen. Die Schaltzeitpunkte sind durch die Schnittpunkte von Referenz- und Trägersignal gegeben. Im Gegensatz dazu wird bei Blockkommutierung U_{batt} mit konstanter Pulsbreite periodisch umgeschaltet. Bei resonanter Energiewandlung kann die Frequenz der Grundwelle (gelb) genutzt werden, um einen sinusförmigen Phasenstrom zu generieren. Bild 2 zeigt qualitativ die berechneten Spektren der Sinus-PWM und der Blockkommutierung.

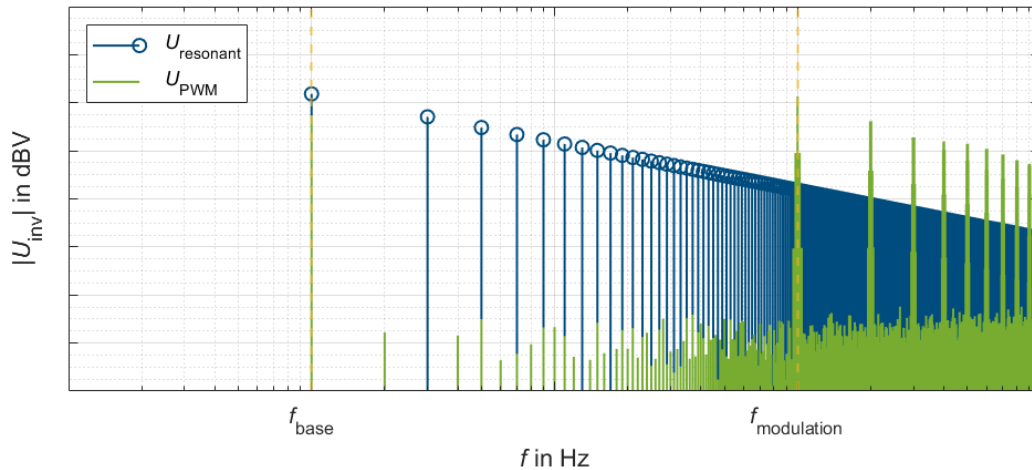


Bild 2: Berechnete Spektren einer Sinus-PWM (grün) und einer Blockkommutierung (blau)

Die Grundwelle der Frequenz f_{base} weist bei beiden Schaltmustern den größten Spektralanteil auf. Die Spektralanteile bei resonanter Energiewandlung U_{resonant} weisen bis zum unteren Seitenband der Modulationsfrequenz im Vergleich zu den Spektralanteilen der Sinus-PWM U_{PWM} höhere Amplituden auf. Um die Modulationsfrequenz $f_{\text{modulation}}$ sind die Spektralanteile von U_{PWM} höher als die von U_{resonant} . Bild 3 zeigt exemplarisch das Spektrum um die Modulationsfrequenz der Sinus-PWM.

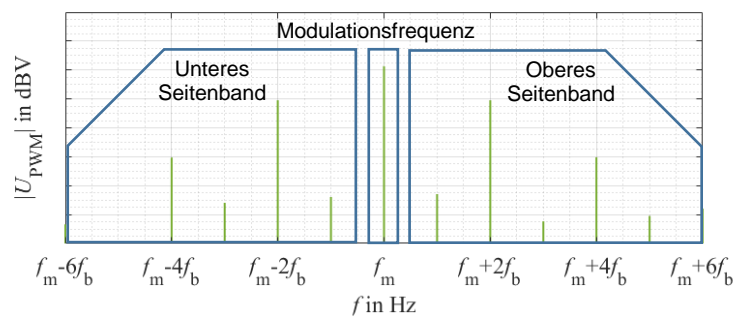


Bild 3: Seitenbandmodulation der Sinus-PWM

Um die Modulationsfrequenz f_m bilden sich Seitenbänder aus, deren Spektralanteile bei Vielfachen der Grundfrequenz f_{base} liegen. Die Spektralanteile der Blockkommutierung liegen im trägerfrequenten Bereich deutlich unterhalb derer der PWM, wodurch ein vorteilhaftes Emissionsverhalten unterstellt wird.

3 Eigenschaften des Resonanzkreises

In diesem Kapitel werden die Anforderungen an den Resonanzkreis des Resonanzinverters diskutiert. Um bei Blockkommutierung einen sinusförmigen Phasenstrom zu generieren, wird ein

Resonanzkreis angeregt, dessen Resonanzfrequenz f_{res} möglichst mit der Grundfrequenz der Blocktaktung übereinstimmt. Für Antriebszwecke kann die Stranginduktivität je Phase der elektrischen Maschine als Teil des Resonanzkreises genutzt werden. Bild 4 zeigt eine exemplarische Resonanzinvertertopologie mit elektrischer Maschine als vereinfachtes Ersatzschaltbild.

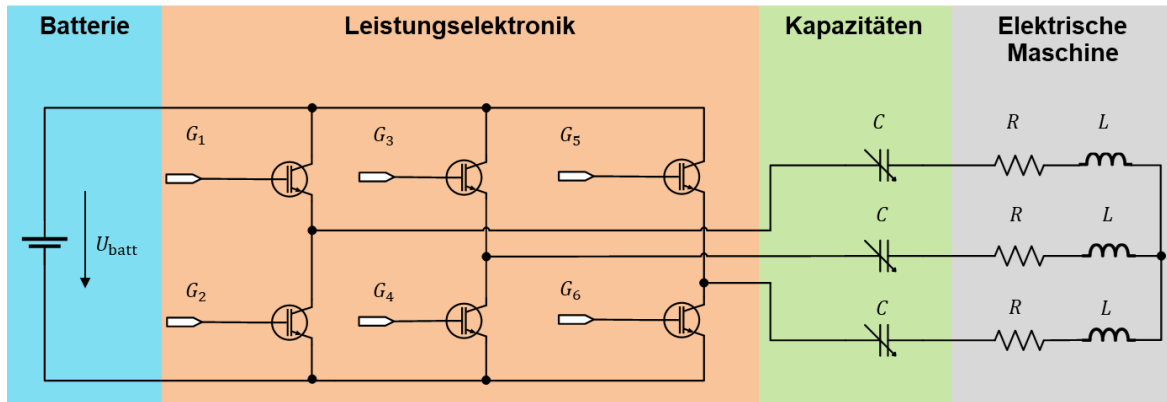


Bild 4: Generische Resonanzinvertertopologie mit elektrischer Maschine

Der spannungsgeschaltete Wechselrichter schaltet die Eingangsspannung U_{batt} blockkommutiert, wodurch der gedämpfte Serienschwingkreis bestehend aus den Kapazitäten und Induktivitäten je Phase angeregt wird. Im vereinfachten Ersatzschaltbild wird die elektromotorische Kraft der elektrischen Maschine im Stator vernachlässigt. Durch periodisches Anregen des Schwingkreises wird eine konstante Phasenstromamplitude realisiert [8]. Die Frequenz der dadurch erzwungenen Schwingung entspricht der Resonanzfrequenz nach Gleichung (1).

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1)$$

Die Motorinduktivität L je Phase wird als gegeben und konstant betrachtet. Um abseits eines stationären Betriebs des Motors die Energie resonant wandeln zu können, müssen die jeweiligen Kapazitäten pro Phase angepasst werden. Für die benötigte Resonanzfrequenz f_{res} wird die Kapazität C entsprechend Gleichung (2) benötigt

$$C = \frac{1}{(2\pi f_{\text{res}})^2 L} \quad (2)$$

Im Weiteren wird das dreiphasige System für grundlegende Betrachtungen vereinfacht und einphasig betrachtet. Bild 5 zeigt das Ersatzschaltbild des Serienschwingkreises einer Phase mit serieller Kapazität zur elektrischen Maschine (ohmsch – induktive Last).

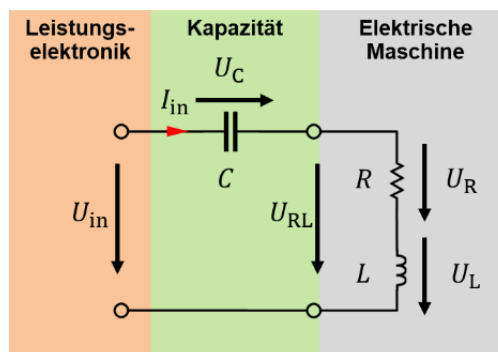


Bild 5: Serienschwingkreis der Resonanzinvertertopologie

Die Impedanz $Z_{\text{res}}(f)$ des Schwingkreises wird mit Gleichung (3) berechnet

$$Z_{\text{res}}(f) = R + \frac{1}{j2\pi fC} + j2\pi fL \quad (3)$$

Bei der Resonanzfrequenz f_{res} wird $Z_{\text{res}}(f)$ minimal und entspricht dem ohmschen Anteil R . Der Phasenstrom $I_{\text{in}}(f)$ nach Gleichung (4) wird dabei maximal für eine gegebene Eingangsspannung U_{in} , die der Amplitude der Grundwelle der geschalteten Spannung entspricht.

$$I_{\text{in}}(f) = \frac{U_{\text{in}}}{Z_{\text{res}}(f)} \quad (4)$$

Bild 6 zeigt die Impedanzverläufe für exemplarisch ausgewählte Resonanzfrequenzen. R ist mit 3Ω und L mit $5,9 \text{ mH}$ angenommen.

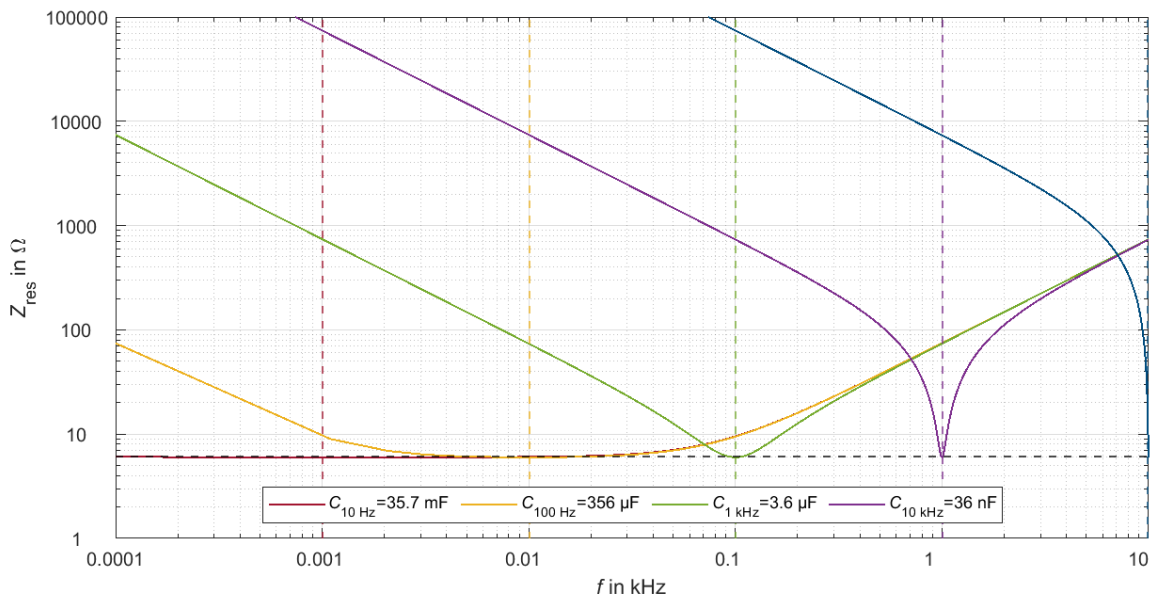


Bild 6: Impedanzverläufe für exemplarische Resonanzfrequenzen im Serienschwingkreis

Für niedrige Resonanzfrequenzen zeigt sich, dass die benötigten Kapazitäten in der gewählten Resonanzkreiskonfiguration unpraktikabel groß werden. Daraus lässt sich ableiten, dass entweder eine deutlich größere Induktivität benötigt wird, oder eine resonante Energiewandlung für niedrige Frequenzen unpraktikabel zu sein scheint. Neben der Resonanzfrequenz ist die Güte Q_{res} des Serienschwingkreises nach Gleichung (5) eine wichtige charakteristische Größe. Bei konstanter Induktivität L und konstantem parasitären Widerstand R , ist die Güte [9] eine Funktion der Kapazität C nach Gleichung (5).

$$Q_{\text{res}}(C) = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (5)$$

Bild 7 zeigt die resultierende Güte $Q_{\text{res}}(C)$ und die variierte Kapazität über der jeweiligen Resonanzfrequenz des Serienschwingkreises.

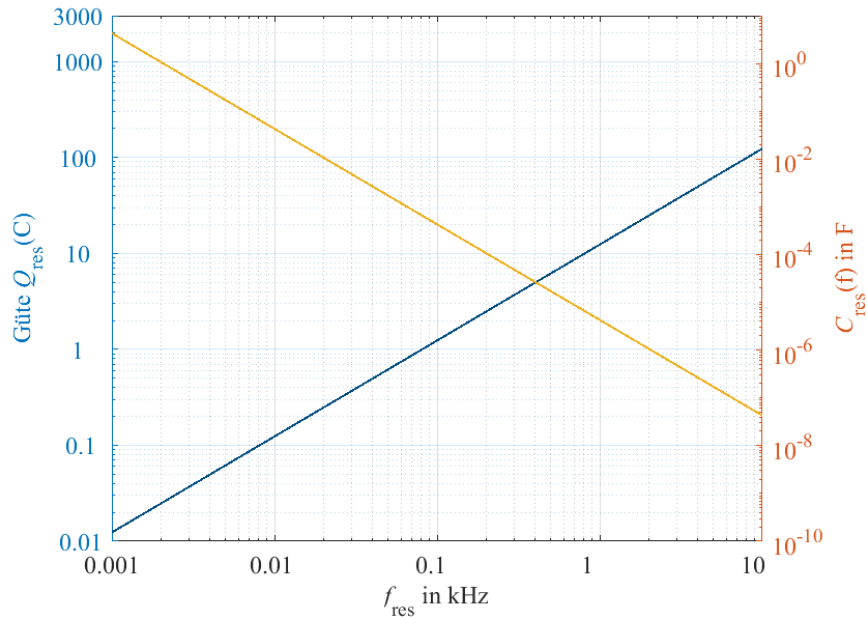


Bild 7: Güte und Variation der Kapazität im Serienschwingkreis

Durch Variation der Kapazität ändert sich die Güte Schwingkreises. Für niedrige Frequenzen und große Kapazitäten wird die Güte tendenziell klein. Mit zunehmender Frequenz und kleinerer Kapazität steigt die Güte. Da die Güte die Spannungsüberhöhung an den Energiespeichern im Schwingkreis anzeigt, muss die Güte für die Spannungsfestigkeit der Energiespeicher berücksichtigt werden. Die Spannung an Induktivität und Kapazität des Serienschwingkreises wird mit Gleichung (6) berechnet, wobei U_{in} die Amplitude der Grundschwingung der geschalteten Eingangsspannung ist.

$$V_{\text{C,L}} = Q_{\text{res}}(C)U_{\text{in}} \quad (6)$$

In diesem Kapitel werden elementare Charakteristika eines Resonanzkreises in Verbindung mit einer elektrischen Maschine diskutiert und exemplarisch berechnet. Für niedrige Frequenzen werden die benötigten Kapazitäten tendenziell unpraktikabel groß. Neben der Resonanzfrequenz ist die Güte eine maßgebliche Größe für Resonanzkreise, die für höhere Frequenzen größer wird mit abnehmender Kapazität. Die resultierende Spannungsüberhöhung an Kapazität und Induktivität stellt einen weiteren limitierenden Faktor für frequenzvariable Resonanzkreise dar. Daraus wird für diesen Beitrag ein praktikabler Frequenzbereich abgeleitet und die Resonanzfrequenz zwischen 100 Hz und 1 kHz variiert. Im nächsten Kapitel wird der Demonstrator dargestellt, mit dessen Hilfe die leitungsgeführten Störungen untersucht werden.

4 Untersuchung der leitungsgeführten Störgrößen

Um die leitungsgeführten Störgrößen eines PWM-Inverters und einer Resonanzinvertoptologie vergleichen zu können, wird in diesem Kapitel ein Hardwaresetup präsentiert. Um den Hardwareaufwand zu reduzieren wird ein einphasiger Aufbau realisiert mit dem die Untersuchungen umgesetzt werden. Für den resonanten Betrieb wird eine serielle Kapazität hinzugefügt, die für den Betrieb der Last mit Sinus-PWM entfernt wird. Dadurch ist gewährleistet, dass beide Betriebsarten des Inverters mit einem vergleichbaren Aufbau realisiert werden. Die Leistungselektronik wird von einem Signalgenerator angesteuert. Die Gatesignale werden mit Hilfe einer dedizierten Treiberschaltung aufbereitet. Für die Energiewandlung kommen IGBT-

Leistungshalbleiter (Infineon, IKW30N65WR5), sowie eine Gatetreiberschaltung (Infineon, 2ED2106) zum Einsatz. Der Ausgangsstrom und die Ausgangsspannung des Inverters werden im Zeitbereich gemessen und die zugehörigen Spektren mit Hilfe einer **Fast Fourier Transformation (FFT)** ermittelt. Bild 8 zeigt den Testaufbau fotografisch.

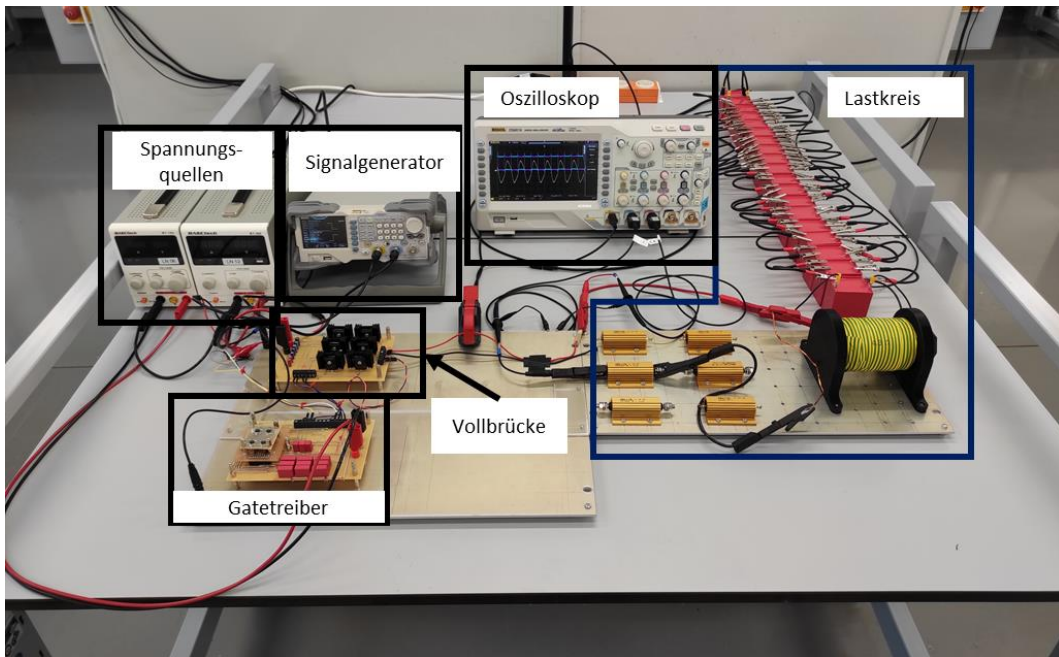


Bild 8: Foto des Test Setups

Der Lastkreis wird durch Lastwiderstände, eine Spule und eine Kondensatorkaskade realisiert. Zur Anpassung der Resonanzfrequenz werden die Kapazitäten manuell angepasst. Um die Spannungsüberhöhung im Schwingkreis zu begrenzen wird der Lastkreis für die betrachteten Resonanzfrequenzen entsprechend Tabelle 1 angepasst.

R [Ω]	L [mH]	C [μF]	f_{res} [kHz]	Q_{res}
3	5,9	429	0,1	1,28
3	2,5	10.13	1	5,24

Tabelle 1: Lastkreiskonfiguration

Im nächsten Schritt werden die Störgrößen des Resonanz- und Sinus-PWM-Inverters miteinander verglichen und analysiert. Die Trägerfrequenz zur Erzeugung der Sinus-PWM wird auf 16 kHz festgelegt.

5 Ergebnisse

In diesem Kapitel werden die Spektren der ermittelten Spannungen und Ströme für exemplarische Grundfrequenzen von 100 Hz und 1 kHz ermittelt. Die leitungsgeführten Störgrößen werden bis 250 kHz berechnet, wodurch Basisband und trägerfrequentes Band sichtbar werden. Bild 9 zeigt die berechneten Spannungen U_{inv} (links) und Ströme I_{inv} (rechts) für eine Grundfrequenz von 100 Hz.

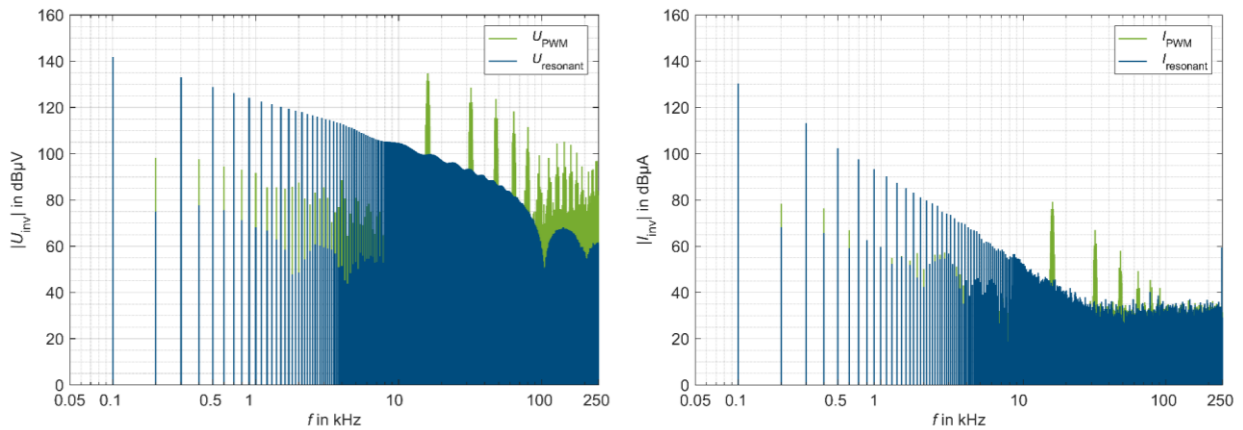


Bild 9: Spannungs- und Stromspektren bei 100 Hz Grundfrequenz

Die ungeraden vielfachen Harmonischen des Spektrums U_{resonant} durch resonante Energiewandlung fallen mit etwa 20 dB/Dekade ab. Im Vergleich dazu weisen die Spektralanteile des Spannungsspektrums der Sinus-PWM unterhalb der Modulationsfrequenz geringere Amplituden auf. Im Bereich der Modulationsfrequenz, sowie deren Vielfachen, weist U_{PWM} etwa 30 dB höhere Spektralanteile auf. zeigt das Stromspektrum der Ausgangsströme I_{inv} bei 100 Hz Grundfrequenz im resonanten Betrieb I_{resonant} und Sinus-PWM Betrieb I_{PWM} . Der Serienschwingkreis erreicht im resonanten Betrieb ein Impedanzminimum, wodurch die Grundwelle des Stroms I_{resonant} größer wird als bei Sinus-PWM basierter Ansteuerung I_{PWM} , da ohne Kapazität die Impedanz der Induktivität nicht kompensiert wird. Da das Drehmoment einer elektrischen Maschine proportional zum Strom durch die Induktivität ist, könnte sich dadurch eine Effizienzsteigerung im resonanten Betrieb ergeben. Der Einfluss der Modulationsfrequenz wird im trägerfrequenten Bereich analog zu den berechneten Störspannungen sichtbar. I_{PWM} weist gegenüber I_{resonant} bei der Modulationsfrequenz etwa 30 dB höhere Spektralanteile auf. Im nächsten Schritt wird die Grundfrequenz erhöht und die Spektren exemplarisch bei 1 kHz verglichen. Bild 10 zeigt die berechneten Spannungen U_{inv} und Ströme I_{inv} für eine Grundwellenfrequenz von 1 kHz.

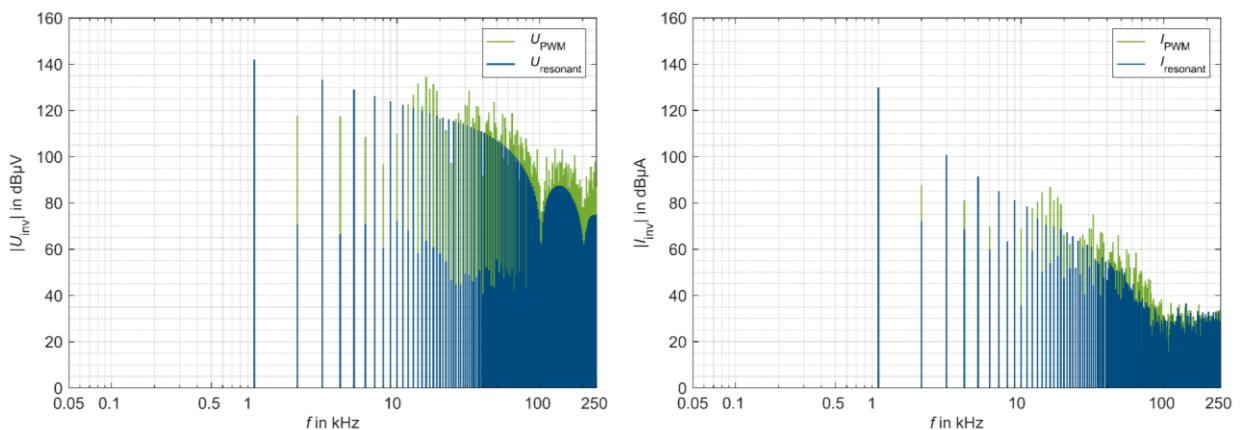


Bild 10: Spannungs- und Stromspektren bei 1 kHz Grundfrequenz

Die Erhöhung der Grundwellenfrequenz führt dazu, dass die Spektralanteile bei resonanter Wandlung im Bereich der Modulationsfrequenz der Sinus-PWM höher sind. Im Vergleich zur Grundfrequenz von 100 Hz weisen die Vielfachen der Modulationsfrequenz U_{PWM} gegenüber U_{resonant} etwa 10 dB höhere Amplituden auf. Durch das geringere Verhältnis der Trägerfrequenz zur Grundwellenfrequenz steigt der Oberwellenanteil bei der Sinus-PWM basierten Wandlung.

Dadurch sind die Amplituden von U_{PWM} im Basisband deutlich höher als bei 100 Hz Grundfrequenz. Der Resonanzinverter weist prinzipiell ein vorteilhaftes Emissionsverhalten im Bereich der Trägerfrequenz der Sinus-PWM auf. Je kleiner das Verhältnis von Trägerfrequenz und Grundfrequenz ist, desto geringer fällt der Unterschied der leitungsgeführten Störungen im trägerfrequenten Band der Sinus-PWM aus.

6 Schlussfolgerung und Ausblick

Der Vergleich der leitungsgeführten Störungen einer vereinfachten Resonanzinvertertopologie, dessen Resonanzfrequenz verändert wird und eines Sinus-PWM-Inverters bestätigt die forschungsleitende Hypothese: Durch resonante Wandlung können im Bereich der PWM-Trägerfrequenz die Spektralanteile der geschalteten Spannung und des Stroms reduziert werden. Gleichzeitig wird durch resonante Energiewandlung ein sinusförmiger Phasenstrom generiert, der eine höhere Grundwellenamplitude aufweist als bei PWM-basierter Ansteuerung. Für eine dynamische Anpassung der Resonanzfrequenz, z.B. zur Variation der Drehzahl einer angeschlossenen elektrischen Maschine, wird eine veränderbare und serielle Kapazität benötigt. Für niedrige Resonanzfrequenzen scheint ein resonanter Betrieb sehr aufwändig, da unpraktikabel große Kapazitäten benötigt werden. In diesem Beitrag wird ein einphasiger Aufbau gewählt. Für den Einsatz zur Ansteuerung einer elektrischen Maschine wird ein dreiphasiger Aufbau benötigt, der für zukünftige Untersuchungen realisiert werden soll. Darüber hinaus stellt ein hybrides Konzept von PWM- und resonantem Betrieb eine Alternative dar, mit der z.B. ein Motoranlauf realisiert werden kann.

Literaturangaben

- [1] 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.
- [2] 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,“ in *Automotive meets Electronics*, online, 2021.
- [3] 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 *International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe 2019)*, Barcelona, Spain, 2019.
- [4] E.-C. Chang, C.-H. Chang, H.-L. Cheng und T.-C. Yeh, Common-Mode EMI Suppression in a Unipolar PWM Inverter using Genetic-Based Gating Signals Tuning, 1st International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC), 2013.
- [5] A. Mushtaq, S. Frei, K. Siebert und J. Bärenfänger, „Analysis of Shielding Effectiveness of HV Cable and Connector Systems used for Electric Vehicles,“ in *International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe 2013)*, Brugge, Belgium, 2013.
- [6] Y. Su, C. Tang, S. Wu und Y. Sun, Research of LCL Resonant Inverter in Wireless Power Transfer System, International Conference on Power System Technology, 2006.
- [7] J.-E. Yeon, K.-M. Cho und H.-J. Kim, A 3.6kW single-ended resonant inverter for induction heating applications, 17th European Conference on Power Electronics and Applications, 2015.
- [8] J. Specovius, Grundkurs Leistungselektronik, 2018.
- [9] T. Harriehausen und D. Schwarzenau, Moeller Grundlagen der Elektrotechnik, 24. Auflage.