

Aktive Dämpfung von Gleichtaktstörungen in elektrischen Antriebssystemen

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades
Doktoringenieur (Dr.-Ing.)

vorgelegt der

Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Ilmenau

von

Maximilian Schmitt, M. Eng.

Tag der Einreichung: 28. Juni 2019

Tag der wissenschaftlichen Aussprache: 9. März 2020

1. Gutachter: Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. Jürgen Petzoldt (*TU Ilmenau*)
2. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Ansgar Ackva (*HAW Würzburg-Schweinfurt*)
3. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Alexander Stadler (*HAW Coburg*)

urn:nbn:de:gbv:ilm1-2020000067



Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am In-Institut *Technologietransferzentrum für Elektromobilität* (TTZ-EMO) der Hochschule für angewandte Wissenschaften Würzburg-Schweinfurt unter der Leitung von Herrn Prof. Dr.-Ing. Ansgar Ackva. Ihm gilt mein besonderer Dank. Er ermöglichte mir, meine Forschungsarbeit als Teil der Arbeitsgruppe *Leistungselektronik* durchführen zu können. Des Weiteren danke ich ihm für die hervorragende Betreuung und den regen Fachgesprächen wodurch ich stets meinen wissenschaftlichen Horizont erweitern konnte.

Eine Hochschule für angewandte Wissenschaften wird in erster Linie mit dem Lehrbetrieb statt wissenschaftlicher Forschungsarbeit verbunden. Daher freut es mich umso mehr, dass ich meine Promotion als kooperative Promotion zusammen mit der Technischen Universität Ilmenau am Institut TTZ-EMO der Hochschule Würzburg-Schweinfurt durchführen durfte. Hier gilt besonderer Dank Herrn Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. Jürgen Petzoldt für die Annahme und Betreuung meiner Arbeit seitens der TU Ilmenau. Auf Basis der vielen Gespräche und Diskussionen entstanden stets neue Anregungen für die Gestaltung und letztendlich der Fertigstellung der Arbeit. Herrn Prof. Dr.-Ing. Alexander Stadler danke ich für das Interesse an meinem Forschungsthema und für die Übernahme des Drittgutachtens. Bei Herrn Univ.-Prof. Dr.-Ing. Frank Berger bedanke ich mich, dass er die Funktion des Vorsitzes in der Promotionskommission übernahm. Ebenso danke ich den Herren apl. Prof. Dr.-Ing. Andreas Möckel und Univ.-Prof. Dr.-Ing. Tobias Reimann dafür, dass sie sich als weitere Mitglieder der Kommission bereit erklärt haben. Zudem danke ich Herrn Reimann für die Übernahme meines zweiten Prüfungsgebiets im nichtöffentlichen Teil der wissenschaftlichen Aussprache.

Allen meinen Kolleginnen und Kollegen am Institut, sowie den Professoren der Fakultät Elektrotechnik danke ich für das tolle Arbeitsklima und deren Hilfe, welche zum Fortschritt meiner Arbeit beigetragen haben. Weiterhin danke ich Herrn Bernd Dreßel für die stetigen Gespräche und Anmerkungen, die oft während unseres langjährigen gemeinsamen Arbeitsweges geführt worden sind. Herrn Andreas Wist danke ich für die tolle Zuarbeit während seiner Zeit als Masterand und später als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut.

Besonderer Dank gilt meiner Familie, Eltern und Freunde für die Unterstützung, Verständnis und Zuspruch in den vergangenen Jahren. Allen voran danke ich meiner Frau Christiane, die gerade in der Schlussphase oft zurückstecken musste und mir dennoch stets neuen Mut zusprach. Nicht zuletzt danke ich allen Kameradinnen und Kameraden der Freiwilligen Feuerwehr Stadt Eltmann, für die Verkörperung des Grundsatzes *Füreinander Einstehen* sowie dem gelebten Zusammenhalt einer Gemeinschaft. Ohne derer Unterstützung und Rückhalt wäre diese Arbeit nicht möglich gewesen.

Eltmann im März 2020

Maximilian Schmitt

Kurzfassung

Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich mit der Entstehung und Wirkung von Gleichtaktstörungen in elektrischen Antriebssystemen. Parasitäre Gleichtaktimpedanzen bilden zusammen mit Gegentaktimpedanzen des Antriebssystems parasitäre Resonanzschwingkreise aus, welche von den Schalthandlungen der eingesetzten Umrichter im Antriebssystem zum Schwingen angeregt werden.

Einer der beiden Schwerpunkte befasst sich mit der Entwicklung einer analytischen Berechnungsmethode, um die vorhandenen parasitären Gleichtaktpfade sowie deren Resonanzfrequenzen zu ermitteln. Der zweite Schwerpunkt behandelt die Möglichkeit der aktiven Dämpfung von Gleichtaktstörungen. Hierzu analysiert ein Algorithmus jede einzelne Schaltflanke im Umrichter auf deren Wirkung im Gleichtaktssystem. Anschließend kann diese zeitlich derart verschoben werden, dass die Schaltflanke eine bestmögliche Dämpfung im Gleichtaktssystem erzielt.

Um die Problem- und Fragestellungen dieser Arbeit beantworten zu können, werden einleitend die notwendigen Grundlagen zur Umrichtertechnik sowie der Ausbildung und Anregung von Resonanzschwingkreisen am Beispiel eines RLC-Reihenschwingkreises erklärt, der stellvertretend für das stark reduzierte Gleichtaktmodell eines modernen Antriebssystems steht. Die durchgeführte Literaturrecherche gibt einen detaillierten Einblick über aktuelle Methoden der Reduktion von Gleichtaktstörungen wieder. Passive Filtertopologien entsprechen hierbei der gängigsten Möglichkeit, Störeinflüsse zu reduzieren und so einen normgerechten Betrieb eines elektrischen Antriebssystems zu gewährleisten. Daneben behandeln viele wissenschaftliche Veröffentlichungen modifizierte Ansteuerverfahren für die eingesetzten Umrichter, welche gezielt die Gleichtaktspannungen eines jeden Spannungsraumzeigers ausnutzen. Zu dieser Kategorie zählt das vorgestellte neue Steuerverfahren in der vorliegenden Arbeit, welches auf Basis eines direkten Stromregelverfahrens aufbaut.

Die Theorie und Funktionsweise des neuen Steuerverfahrens HCad, was Hysteresis Control with Active Damping bedeutet, wird zunächst mathematisch hergeleitet und anhand eines idealen Simulationsmodells untersucht. Die Auswertung der Simulationsergebnisse ermöglicht es bereits, die dämpfende Wirkung des neuen Steuerverfahrens unter idealen Bedingungen zu quantifizieren. Die Umsetzung eines praxisnahen Laborprüfstands dient der

Verifikation und dem Vergleich realer Messungen mit den in der Simulation gewonnen Erkenntnissen der aktiven Dämpfungsmethode. So bestätigen die durchgeführten Messreihen die Möglichkeit des neuen Steuerverfahrens, Gleichtaktstörungen mithilfe einer zeitlichen Flankenverschiebung im Umrichter zu bedämpfen. Des Weiteren ist gezeigt, dass die Anwendung der aktiven Gleichtaktdämpfung neben der eigentlichen Aufgabe eines Steuerverfahrens in vollem Umfang und über den kompletten Modulationsbereich eines Umrichters möglich ist. Die primäre Aufgabe eines Steuerverfahrens ist die Nutzsignalregelung, welche anwendungsspezifisch die Netzstrom- bzw. Motorstromregelung ist. Die Voraussetzungen für die gleichtaktdämpfende Flankenverschiebung bestehen in der dreiphasigen Stromerfassung im Umrichter und entsprechenden Anforderungen an die Genauigkeit und der Bandbreite des eingesetzten Messsystems.

Abstract

This thesis investigates the formation and effect of common mode oscillation in electric drive systems. Parasitic impedances are forming resonant circuits in combination with the impedances of the drive system. Each inverter switching operation is stimulating common mode oscillation in system resonant circuits.

One focus is the development of an analytical calculation method to determine the existing parasitic common mode paths and their resonance frequencies. The other main focus is the possibility of an active damping method of common mode oscillation. For this purpose, an algorithm analyzes each individual switching edge of the inverter for its effect in the common mode system. Subsequently, the timing of the switching edge is optimized so that it achieves the best possible damping in the common mode system.

As an introduction, the necessary fundamentals of inverter technology and their control algorithm are shown. As well as the formation and excitation of resonant circuits are explained using the example of an RLC series resonant circuit. The literature research provides a detailed insight into current methods of reducing common mode oscillation. Passive filter topologies are the most common way to reduce interference and thus guarantee the operation conforming to standards of an electric drive system. In addition, many scientific publications deal with modified control methods, which specifically exploit the common mode voltages of each space vector. The introduced new control algorithm among to the category of modified control methods, is based on a direct current control method.

The theory and operation of the mentioned control method is first mathematically described and examined using an ideal simulation model. The evaluation of these signals already serves to quantify the damping effect of shifting the switching edge. A test bench is used to verify the active damping method in a practical application of an electrical drive system. Therefore, the measurement results confirm the possibility of damping common mode oscillation by slightly shifting each switching edge in the inverter. In addition, it is shown that it is fully possible to control the demanded current alongside the control algorithm of the active damping method. The requirement for shifting individual switching edge consists in the single current measurement each phase in the inverter. The special requirements are regard to the accuracy and the bandwidth of the measuring system.

Inhaltsverzeichnis

| | |
|---|-----------|
| Symbol- und Abkürzungsverzeichnis | ix |
| 1. Einleitung | 1 |
| 2. Grundlagen | 9 |
| 2.1. Umrichter | 9 |
| 2.2. Steuerverfahren für Umrichter | 13 |
| 2.2.1. Indirekte Stromregelverfahren | 13 |
| 2.2.2. Direkte Stromregelverfahren | 15 |
| 2.3. RLC-Reihenschwingkreis | 23 |
| 3. Stand der Technik | 31 |
| 3.1. Filtertopologien | 32 |
| 3.2. Modifizierte Steuerverfahren | 37 |
| 3.3. Systemanpassung | 42 |
| 3.4. Zusammenfassung | 49 |
| 4. Analyse der Gleichtaktpfade | 51 |
| 4.1. Einphasiges Ersatzschaltbild | 51 |
| 4.2. Impedanzmessung für Gleich- und Gegentakt | 55 |
| 4.3. Betrachtung der Ersatzimpedanz | 59 |
| 4.4. Analyse frequenzselektiver Gleichtaktpfade | 66 |
| 4.5. Zusammenfassung | 72 |
| 5. Aktive Gleichtaktdämpfung | 75 |
| 5.1. Theoretische Betrachtung | 76 |
| 5.1.1. Betragsminimum | 76 |
| 5.1.2. Flankenverschiebung | 81 |
| 5.1.3. Randbedingungen | 85 |
| 5.2. Technische Umsetzung | 90 |
| 5.2.1. Der Gleichtaktstrom | 91 |

| | |
|--|------------|
| 5.2.2. Die Gleichtaktspannung | 94 |
| 5.2.3. Freiheitsgrad - Hysteresegrenze | 95 |
| 5.3. Zusammenfassung | 98 |
| 6. Simulation | 101 |
| 6.1. Simulationsmodell | 101 |
| 6.2. Simulationsergebnisse | 103 |
| 6.2.1. Funktion der aktiven Dämpfung | 103 |
| 6.2.2. Vergleiche | 107 |
| 6.3. Zusammenfassung | 114 |
| 7. Messung | 117 |
| 7.1. Aufbau Prüfstand | 117 |
| 7.2. Messergebnisse | 120 |
| 7.2.1. Funktion der aktiven Dämpfung | 120 |
| 7.2.2. Vergleichsmessung | 122 |
| 7.3. Zusammenfassung | 137 |
| 8. Zusammenfassung und Ausblick | 139 |
| Anhang | 143 |
| A. Fourier-Reihe | 143 |
| B. RLC-Reihenschwingkreis | 146 |
| Literaturverzeichnis | 149 |

Symbol- und Abkürzungsverzeichnis

Lateinische Notifikation

| | |
|-----------------------------------|---|
| Δh | max. zulässige Überschwingweite |
| Δi | Regelabweichung, $\Delta i = -i_{VZ}$ |
| Δu_γ | Differenz der Gleichtaktspannung |
| $2L, 3L, 5L$ | Umrichtertopologie (Zwei-Level, Drei-Level und Fünf-Level) |
| \underline{a} | komplexer Drehoperator |
| a_0, a_k, b_k | Koeffizienten der Fourier-Reihe |
| A_k | Amplitude der Fourier-Reihe |
| c_0 | Lichtgeschwindigkeit |
| C | Kapazität, allgemein |
| C' | Kapazitätsbelag |
| f_{cm} | Resonanzfrequenz des Gleichtaktsystems |
| f_s | Taktfrequenz |
| G | elektrischer Leitwert, allgemein |
| G' | Leitwertsbelag |
| h | Hüllkurve |
| $H(s)$ | Laplace-Übertragungsfunktion |
| i_{cm} | Gleichtaktstrom, Summenstrom |
| i_{VZ} | Verzerrungsstrom, $i_{VZ} = -\Delta i$ |
| I_h | Hysteresegrenze, allgemein |
| $I_{h,\alpha}, I_{h,\beta}$ | Hysteresegrenze in α - bzw. β -Richtung |
| $I_{h,\alpha,lo}, I_{h,\beta,lo}$ | innere Hysteresegrenze in α - bzw. β -Richtung |
| $I_{h,\alpha,hi}, I_{h,\beta,hi}$ | äußere Hysteresegrenze in α - bzw. β -Richtung |
| I_N | Nenn-Effektivstrom |
| I_{PN} | Nenn-Effektivstrom der Primärseite |
| j | imaginäre Einheit, $j^2 = -1$ |
| k, m, n | Laufvariable, allgemein |
| l | Leitungslänge |
| L | Induktivität, allgemein |

| | |
|----------------------------------|--|
| L' | Induktivitätsbelag |
| m_a | Modulationsgrad |
| M | mutual inductance, Gegeninduktivität, allgemein |
| M' | Gegeninduktivitätsbelag |
| p | komplexes Polpaar |
| Q_1 | Grundswingungskomponente |
| Q_h | Komponente der h -ten Harmonischen |
| R | Widerstand, allgemein |
| R' | Widerstandsbelag |
| $\vec{RZ}_0 \dots \vec{RZ}_7$ | Spannungsraumzeiger einer Zwei-Level-Topologie in der $\alpha\beta$ -Ebene |
| $\vec{RZ}_0 \dots \vec{RZ}_{26}$ | Spannungsraumzeiger einer Drei-Level-Topologie in der $\alpha\beta$ -Ebene |
| s | Laplace-Operator |
| s | Schaltzustand des Umrichters |
| t | kontinuierliche Zeitvariable |
| t_{BM} | Zeitpunkt des Betragsminimums |
| t_f | Abfallzeit der Schaltflanke |
| t_i | Einzeit des Schaltpulses |
| t_r | Anstiegszeit der Schaltflanke |
| t_s | Schaltzeit der Schaltflanke, allgemein |
| T | Periodendauer |
| T_a | Anschwingzeit |
| T_{max}, T_{min} | maximale bzw. minimale Verschiebungszeit |
| T_p | Pulsperiode der Raumzeigermodulation |
| T_{tot} | Totzeit |
| u_{cm}, u_γ, u_0 | Gleichtaktspannung |
| \underline{u}_{Last} | Lastspannungszeiger |
| $u_{\gamma,x}$ | Gleichtaktspannung im aktuellen Schaltzeitpunkt x |
| $u_{\gamma,(x+1)}$ | Gleichtaktspannung im nachfolgenden Schaltzeitpunkt $(x + 1)$ |
| $U_{Anr.}$ | Störspannung im Gleichtaktsystem |
| U_N | Nennspannung |
| w_{ad} | Schaltfenster der aktiven Gleichtaktdämpfung |
| X | Accuracy, Genauigkeit eines Stromwandlers |
| z | Ausgang eines Hystereseglieds |
| \underline{Z} | komplexe Impedanz, allgemein |
| \underline{Z}' | komplexer Impedanzbelag |

Griechische Notifikation

| | |
|---|--|
| $\alpha\beta$ | $\alpha\beta$ -Ebene von SDHC (Ausrichtung an Phase U) |
| $\alpha'\beta'$ | $\alpha\beta$ -Ebene von SDHC (Ausrichtung an Phase W) |
| $\alpha''\beta''$ | $\alpha\beta$ -Ebene von SDHC (Ausrichtung an Phase V) |
| $\alpha_{\text{state}}, \beta_{\text{state}}$ | Ausgangssignal Hystereseglied in α - bzw. β -Richtung |
| ζ | Dämpfungskonstante |
| λ | Wellenlänge |
| ν | Verschiebungskonstante |
| $\sigma(t)$ | Sprungfunktion, Sigmafunktion |
| σ_γ | Vorzeichen der Gleichtaktspannung |
| φ | Phasenwinkel |
| ω | Kreisfrequenz, $\omega = 2\pi f$ |
| ω_0 | Eigenfrequenz |
| ω_m | mechanische Winkelgeschwindigkeit |

Häufig verwendete Indizes

| | |
|-------------------------|---|
| ac | Wechselgröße |
| cm, γ | Gleichtakt, Common-Mode |
| dc | Gleichgröße |
| dm | Gegentakt, Differential-Mode |
| max | Maximal-Wert |
| α, β, γ | Komponenten in der $\alpha\beta\gamma$ -Darstellung |
| L1, L2, L3 | einzelne Phasen des Dreiphasensystems (netzseitig) |
| U, V, W | einzelne Phasen des Dreiphasensystems (motorseitig) |

Darstellung von Spannungen und Strömen

| | |
|--------------------------------|------------------------------------|
| u, i | Ist-Werte |
| u^*, i^* | Soll-Werte |
| \hat{u}, \hat{i} | Amplituden |
| $\underline{u}, \underline{i}$ | Zeiger in der $\alpha\beta$ -Ebene |
| U, I | Effektivwerte |
| \hat{U}, \hat{I} | Spitzenwerte |

Mathematische Ausdrücke

| | |
|-------------------|----------------------------------|
| Δx | differentielle Änderung von x |
| \dot{x} | erste Ableitung von x |
| \ddot{x} | zweite Ableitung von x |
| x^* | konjugiert komplexe Größe |
| \underline{x} | komplexer Wert |
| $ \underline{x} $ | Betrag von \underline{x} |
| $\text{Re}\{x\}$ | Realteil von \underline{x} |
| $\text{Im}\{x\}$ | Imaginärteil von \underline{x} |
| \mathcal{L} | Laplace-Transformation |

Abkürzungen

| | |
|---------|---|
| AF | Aktives Filter |
| AFE | Active Front End |
| ASM | Asynchronmaschine |
| AZS-PWM | Active Zero State - Pulsewidthmodulation |
| BM | Betragsminimum |
| BW | Frequenzbandweite |
| DCN | Minus-Schiene des DC-Zwischenkreises |
| DCP | Plus-Schiene des DC-Zwischenkreises |
| DIN | Deutsches Institut für Normung |
| EDM | Electric Discharge Machining |
| EMV | Elektromagnetische Verträglichkeit |
| EN | Europäische Norm |
| Ers | Ersatz (Z_{Ers} : Ersatzimpedanz) |
| FFT | Fast Fourier Transformation |
| FPGA | Field Programmable Gate Array |
| GaN | Galliumnitrid (Halbleitermaterial) |
| HCad | Hysteresis Control with Active Damping |
| IEEE | Institute of Electrical and Electronics Engineers |
| IGBT | Insulated Gate Bipolar Transistor |
| NPC | Neutral Point Clamped |
| NS-PWM | Near State - Pulsewidthmodulation |

| | |
|----------|---|
| PCC | Point of Common Coupling, Netzanschlusspunkt |
| PE | Protective Earth, Schutzleiter |
| PWM | Pulsewidthmodulation, Pulsweitenmodulation |
| RCMV-PWM | Reduced Common-Mode Voltage - PWM |
| RZ | Spannungsraumzeiger |
| SDHC | Switched Diamond Hysteresis Control |
| SHC | Scalar Hysteresis Control |
| Si | Silizium (Halbleitermaterial) |
| SiC | Siliziumkarbid (Halbleitermaterial) |
| SIP | Sequentielle Impulsplatzierung |
| SM | Synchronmaschine |
| SV-PWM | Space Vector Pulsewidthmodulation, raumzeigerbasierte PWM |
| THD | Total Harmonic Distortion |
| VDE | Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e. V. |

1. Einleitung

Elektrische Antriebssysteme dienen der elektromechanischen Energieumwandlung und sind in Anwendungen weniger Milliwatt bis hin in den mittleren und hohen Megawatt-Bereich vertreten [71]. Sie finden sich in elektrifizierten Fahrzeugen für den Untertagebau, Hafenkränen, Schifffahrt oder in großen Fertigungsstraßen, wie Papiermaschinen, bis hin zum klassischen Industriesektor wieder. Wurden in den Anfangsjahren noch zentrale Ein-Motorenantriebe verwendet, so sind diese inzwischen durch dezentrale Mehrachs-Antriebssysteme ersetzt worden.

Ein bedeutender Fortschritt für Antriebssysteme war die Entwicklung von leistungsfähigen elektronischen Stellgliedern [53]. Die Leistungselektronik ist in elektrischen Antriebssystemen eine unverzichtbare Schlüsselkomponente. Zum Einsatz kommt diese, wenn die elektrische Energieform in Frequenz und Amplitude verändert werden soll [67]. Moderne Leistungselektronik überzeugt hierbei mit einer sehr hohen Energieeffizienz, kompakten Bauformen und der Fähigkeit des bidirektionalen Energieflusses. Gerade hierdurch steigt die Gesamteffizienz eines Antriebssystems, da überschüssige Energie in das Versorgungsnetz zurück gespeist wird und nicht über Bremswiderstände abgeführt werden muss.

Der Aufbau eines bidirektionalen elektrischen Antriebssystems ist in Abbildung 1.1 dargestellt. Netzseitig besteht das System aus einem Umrichter (AFE, Active Front End), welcher über ein Filter am Netz angekoppelt ist und den Zwischenkreis für den elektrischen Antrieb bereitstellt. Der Netzanschlusspunkt ist in der Abbildung mit PCC (Point of Common Coupling [28]) bezeichnet. Der Antrieb besteht des Weiteren aus einem motorseitigen Umrichter und einer elektrischen Maschine. Die Komplexität des Systems steigt, wenn am Zwischenkreis n Umrichter angeschlossen sind.

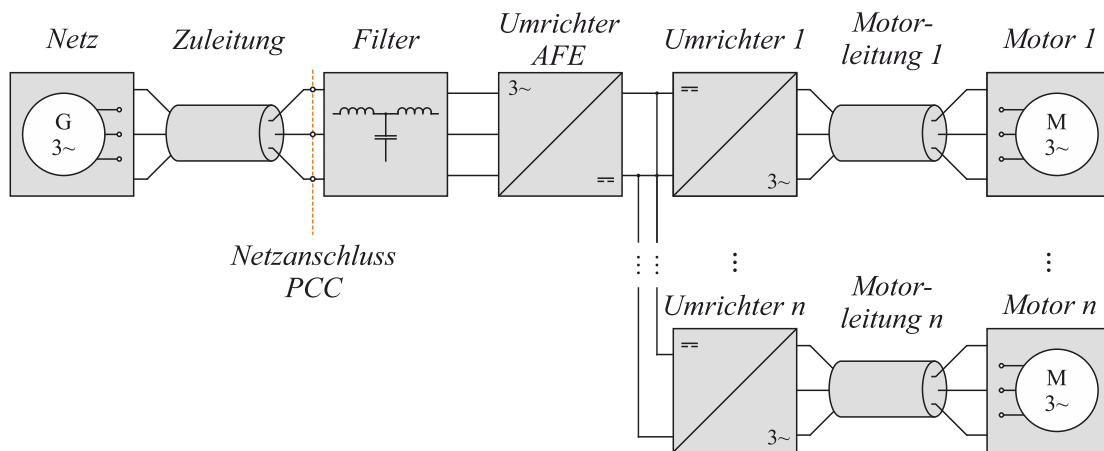


Abb. 1.1.: Blockschaltbild eines elektrischen Antriebssystems am Netz

Jede einzelne Komponente eines elektrischen Antriebssystems weist parasitäre Impedanzen im Gleichtakt- und Gegentaktsystem auf, welche mit Systeminduktivitäten und -kapazitäten (z. B. des Netzfilters) parasitäre Resonanzschwingkreise bilden. Abbildung 1.2 zeigt beispielhaft die parasitäre Impedanz $Z_{U,cm}$ zwischen einer Phase und Erde, welche im Gleichtakt (Common-Mode, cm) wirkt. Die Impedanz $Z_{UV,dm}$ zwischen zwei Phasen wirkt im Gegentaktsystem (Differential-Mode, dm). Aus Gründen der besseren Übersicht beschränkt sich die Darstellung auf nur eine von drei gleichen Impedanzen im Gleich- und Gegentaktsystem. In den meisten Fällen wirken die Impedanzen als parasitäre Kapazitäten.

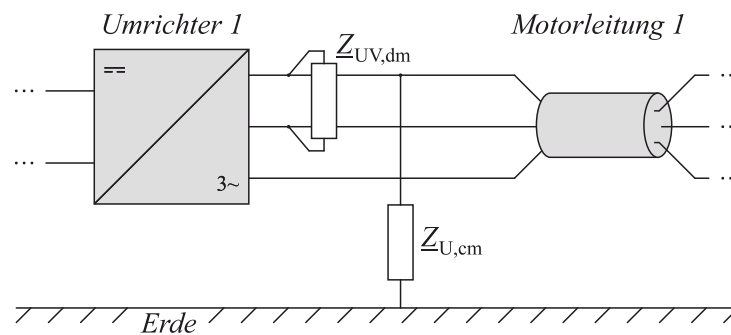


Abb. 1.2.: Parasitäre Impedanzen im Gleichtakt- und Gegentaktsystem

Die entstehenden parasitären Schwingkreise werden durch Schalthandlungen der eingesetzten Umrichter angeregt. Systembedingt können sich zwischen „Umrichter 1 (bzw. n)“ und „Motor 1 (bzw. n)“ große Leitungslängen ergeben. Aus EMV¹-Gründen finden oft geschirmte Leitungen Verwendung [16], deren parasitäre Impedanzen im Gleichtaktsystem für diesen

¹Elektromagnetische Verträglichkeit

Fall dominieren und so kritische Resonanzfrequenzen von 10 kHz bis 40 kHz erzeugen [21, 80] können. Aufgrund der Funktionsweise eines klassischen Zwei-Level-Umrichters ergeben sich einige Nachteile, welche negative Auswirkungen auf der Netz- bzw. Motorseite haben. Um der Maschine eine im Mittel sinusförmige Spannung variabel in Frequenz und Amplitude am Umrichterausgang bereitzustellen, wird diese durch eine gepulste Rechteckspannung erzeugt. Dabei besitzt diese Spannung typische Anstiegszeiten² von $10 \frac{\text{kV}}{\mu\text{s}}$ bis $20 \frac{\text{kV}}{\mu\text{s}}$, welche Netzurückwirkungen und somit Oberschwingungen auf der Eingangsseite verursachen [15]. D. h., in elektrischen Antriebssystemen müssen netzseitige Eingangsfilter vorgesehen werden, um normgerechte Grenzwerte einzuhalten. Wichtige Normen sind hierbei die DIN EN 61000-3-2 [9], die DIN EN 61800-3 [10] bzw. der IEEE Standard 519 [28], welche EMV-Anforderungen und somit Grenzwerte der einzelnen Harmonischen sowie für hochfrequente Störspannungen (150 kHz bis 30 MHz) festlegen. Durch Umschaltungen im Umrichter entstehen neben den Oberschwingungen weitere Nachteile. Bei jeder Schalthandlung ändert sich in der betreffenden Phase der Motorleitung das Potential gegenüber Erdpotential, so dass deren parasitäre Impedanz Z_{cm} umgeladen wird und ein Strom über das Erdpotential abfließt. Des Weiteren sind parasitäre Impedanzen der elektrischen Maschine Ursache für Lagerschäden und Motorgeräusche [54, 87]. Betrachtet man das Gesamtsystem, so gibt es verschiedene Auswirkungen der Ableitströme, welche sich in zusätzlichen Problemen, wie EMV-Störungen oder ungewolltem Ansprechen von Fehlerstromschutzeinrichtungen, zeigen. Befinden sich Resonanzfrequenzen des parasitären Schwingkreises im Bereich der Schaltfrequenz des Umrichters oder deren Vielfachen, so können kritische Überspannungen an den Motoranschlussklemmen entstehen. Die Spannungsüberhöhungen können Teilentladungen im Isolationssystem der Motorwicklung erzeugen und so zu einem vorzeitigen Ausfall der elektrischen Maschine führen [8, 15, 41].

Die Anregung des parasitären Schwingkreises ist prinzipiell von drei Mechanismen der Ausgangsspannung des Umrichters abhängig. Diese sind zum einen die Potentialänderung des Gleichtaktanteils der Ausgangsspannung nach einer Umschaltung. Zum anderen beeinflusst die Flankensteilheit der Ausgangsspannung die resultierende Spannungsüberhöhung. Der dritte Mechanismus wirkt sich im Zeitpunkt der Umschaltung aus. Wird wiederholt zu ungünstigen Zeitpunkten im Umrichter umgeschaltet, begünstigt das ein Aufschwingen des Systems.

Nach aktuellem Stand der Technik lassen sich Abhilfemaßnahmen grob in drei Kategorien gliedern, um den Entstehungsmechanismen entgegenwirken. Diese sind netz- und motorseitige Filterlösungen, modifizierte Steuerverfahren für den Umrichter, sowie eine Anpassung im Gesamtsystem. Eine verbreitete Methode besteht in passiven Filterlösungen. So kann

²Anstiegszeit eines Si-IGBTs (Si: Silizium, IGBT: Insulated-Gate Bipolar Transistor)

beispielsweise ein du/dt - oder Sinusfilter die Flankensteilheit der Umrichterausgangsspannung reduzieren. Neben passiven Filtern kommen auch aktive Filtertopologien zum Einsatz [8, 17, 37, 40, 59, 67]. Weitere Abhilfemaßnahmen beschäftigen sich mit Änderungen am Steuerverfahren für den Umrichter. Ziel ist hierbei, den Gleichtaktanteil der geschalteten Spannungsraumzeiger zu reduzieren. Das Schalten eines Nullspannungszeigers bewirkt den größtmöglichen Betrag der Gleichtaktspannung. Daher verzichten die Arbeiten [7, 33, 48] und [73] auf diesen und erzeugen das Niveau des Nullspannungszeigers durch zwei komplementäre aktive Spannungsraumzeiger. Die Arbeiten [5, 20] und [32] beschäftigen sich damit, nur solche Spannungsraumzeiger zu verwenden, welche dieselbe Gleichtaktspannung besitzen. Die dritte Kategorie der Abhilfemaßnahmen besteht aus der Betrachtung und Modifikation der einzelnen Komponenten im Gesamtsystem. So gibt es eine Vielzahl an wissenschaftlichen Arbeiten, welche die Probleme von Lagerströmen untersuchen. Gängige Maßnahmen sind hier Keramiklager und Wellenerdungen [41, 52, 70, 72, 80]. Eine Wellenerdung schließt hier unerwünschte Lagerspannungen kurz, hingegen wirkt ein Keramiklager für den Gleichtaktstrom als höhere Impedanz im niederfrequenten Bereich. Durch Änderung der Umrichter-Topologie, weg von Zwei-Level- hin zu Multi-Level-Systemen, reduziert sich das Potential der anregenden Gleichtaktspannung [13, 23, 56, 68]. Durch Verwendung von ungeschirmten Motorleitungen reduzieren sich parasitäre Impedanzen und die kritische Resonanzfrequenz lässt sich in einen höherfrequenten, unkritischen Frequenzbereich verschieben. Die Lebensdauer der elektrischen Maschine verlängert sich durch Einbringung hochwertiger Isoliersysteme. Die beiden letztgenannten Möglichkeiten sind zwar keine Abhilfemaßnahme gegen den Entstehungsmechanismus im eigentlichen Sinn, jedoch wird hierdurch die Auswirkung der Gleichtaktstörung auf Funktion und Lebensdauer verringert.

Definition Gleichtaktstörung

Der Begriff „Gleichtaktstörung“ kann für diese Arbeit als Sammelbegriff für verschiedene Vorgänge im Antriebssystem verstanden werden. Sie beschreiben die Phänomene und Probleme beim Abfließen eines Störstromes über parasitäre Impedanzen im System. Da parasitäre Schwingkreise mit Impedanzen im Gleichtaktsystem entstehen, können diese als asymmetrische, Gleichtakt- oder Common-Mode Schwingungen bezeichnet werden [80]. Betrachtet man diese Vorgänge im kompletten System findet man Begriffe wie „Erdableitströme“, „Systemschwingungen“ oder „Umladeströme parasitärer Kapazitäten“ [8, 22, 64]. Zur Beschreibung der Problematik in der Maschine bezeichnet man die Störströme oft als Lagerströme [41]. Die Norm DIN EN 61800-3 definiert unter anderem Anforderungen an Störaussendungen im Bereich von 150 kHz bis 30 MHz, wobei zwischen leitungsgebundener und gestrahlter Störaussendung unterschieden wird [10, 62]. Die vorliegende Arbeit zählt hierbei die leitungs-

gebundenen Störaussendungen zur Begrifflichkeit der Gleichtaktstörungen. In der Literatur findet man den Begriff der Systemschwingung auch im Zusammenhang mit den entstehenden Überspannungen an der Isolation der Motorwicklung [8]. Bezeichnungen, wie Gleichtakt- oder Common-Mode Spannung sind hier verwendet [41]. Neben den Gleichtaktstörungen existieren Gegentaktstörungen, welche auch als symmetrische oder Differential-Mode Störungen bezeichnet werden.

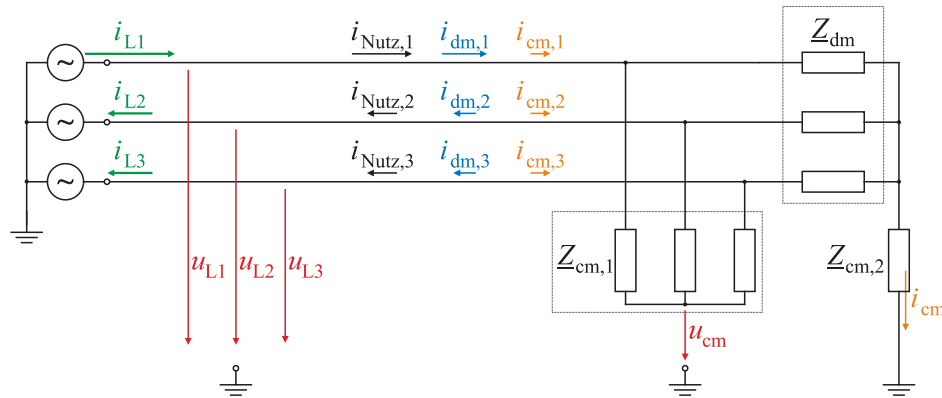


Abb. 1.3.: Definition Gleichtakt- und Gegentaktstrom sowie Gleichtaktspannung

Abbildung 1.3 veranschaulicht die Definition der Begriffe Gleichtakt und Gegentakt, wie sie in dieser Arbeit verwendet werden. Es ist ein Zeitpunkt dargestellt, in dem sich ein Stromfluss aus Phase L1 als Hinleiter und den Phasen L2 und L3 als Rückleiter ergibt. Der Gleichtaktstrom $i_{cm,k}$ und Gegentaktstrom $i_{dm,k}$ sind Störgrößen, welche dem Nutzsignal überlagert sind. Ein Phasenstrom berechnet sich somit aus dessen Einzelkomponenten zu

$$i_{Lk} = i_{Nutz,k} + i_{dm,k} + i_{cm,k} \quad \text{mit} \quad k \in \mathbb{N} = \{1, 2, 3\}. \quad (1.1)$$

Hierbei wirkt der Gegentaktstrom gleichsinnig dem Nutzsignal. Der Gleichtaktstrom ist hingegen ein Strom, welcher in allen Leitern in gleicher Richtung zur Last (hier: Z_{dm}) über die parasitäre Impedanz $Z_{cm,2}$ sowie dem Erdpotential zurück zur Quelle fließt. In symmetrischen Systemen ist die Summe der Ströme im Hin- und Rückleiter gleich groß. Fließt ein Gleichtaktstrom über eine parasitäre Impedanz ab, hier nur über $Z_{cm,2}$, so ist diese Bedingung nicht mehr erfüllt. Daher lässt sich die Gleichtaktkomponente aus Addition der einzelnen Phasenströme mit

$$\begin{aligned} i_{cm} &= i_{L1} + i_{L2} + i_{L3} \\ &= \underbrace{i_{Nutz,1} + i_{Nutz,2} + i_{Nutz,3}}_{=0} + \underbrace{i_{dm,1} + i_{dm,2} + i_{dm,3}}_{=0} + i_{cm,1} + i_{cm,2} + i_{cm,3} \end{aligned} \quad (1.2)$$

berechnen. Die Gleichtaktkomponente der Spannung ist als Mittelwert der einzelnen Phasen gemessen gegen Erdpotential definiert [35, 59, 80] und berechnet sich mit

$$u_{\text{cm}} = \frac{u_{\text{L1}} + u_{\text{L2}} + u_{\text{L3}}}{3}. \quad (1.3)$$

In dieser Arbeit werden alle Sachverhalte bezogen auf den Gegentakt mit dem Index „dm“ und das Gleichtaktsystem mit „cm“ bezeichnet.

Aktive Dämpfung der Gleichtaktstörung mittels Flankenverschiebung

Ziel der vorliegenden Arbeit ist die Untersuchung einer aktiven Dämpfung der Gleichtaktstörung. Hierzu soll eine zeitliche Verschiebung einer jeden Schaltflanke des Umrichters die schwingungsanregende Gleichtaktspannung möglichst gering halten und so Gleichtaktstörungen dämpfen. Diese Maßnahme ist somit den modifizierten Steuersätzen für die Reduktion der Gleichtaktstörungen zuzuordnen und grundsätzlich unabhängig vom eingesetzten Steuerungsverfahren (indirekt³ bzw. direkt) eines Umrichters.

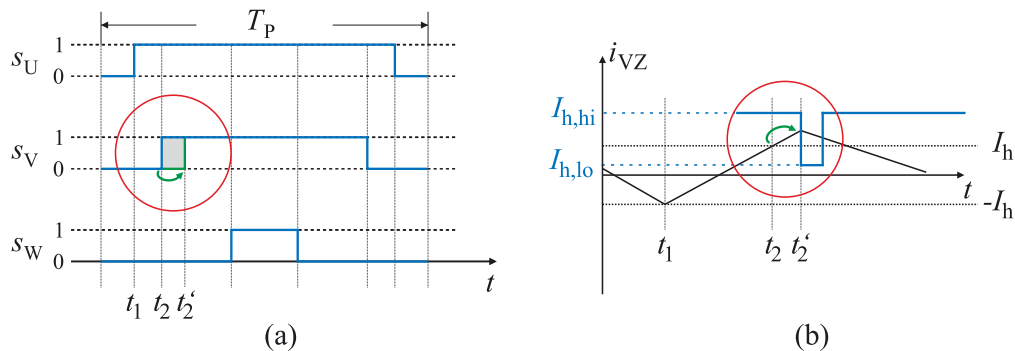


Abb. 1.4.: Verschiebung einer Schaltflanke eines Umrichter-Steuersatzes mit a) indirekten und b) direkten Steuerungsverfahren

In Abbildung 1.4a ist das Pulsmuster eines indirekten Steuerungsverfahrens gezeigt. Im Zeitpunkt t_2 würde eine reguläre Umschaltung in Phase V des Umrichters stattfinden. Diese wird aufgrund der Flankenverschiebung in Zeitpunkt t'_2 verzögert. Phase U bzw. W werden weder im Zeitpunkt t_2 noch in t'_2 geschaltet. Bild 1.4b stellt hingegen die Umsetzung mittels eines direkten Steuerungsverfahrens dar. Das Regelverfahren arbeitet in einfachster Form als Zwei-Punkt-Regler mit festen Hysteresegrenzen I_h um den Verzerrungsstrom ($i_{\text{VZ}} = i - i^*$). Eine Umschaltung im Umrichter wird ausgeführt, wenn der Verzerrungsstrom die Hysteresegrenze berührt, siehe t_2 im regulären Fall. Diese Schaltflanke kann ebenso zeitlich verschoben

³klassischer Stromregler mit nachfolgendem Modulator

werden, wenn anstelle der festen Hysteresegrenzen eine äußere ($I_{h,hi}$) und eine innere ($I_{h,lo}$) zur Anwendung kommen. Im Zeitpunkt t'_2 springt die Hysteresegrenze von $I_{h,hi}$ auf $I_{h,lo}$. Der Verzerrungsstrom läuft nun gegen diese Grenze, was eine sofortige Umschaltung im Umrichter bewirkt. Im Rahmen dieser Arbeit ergeben sich mit Blick auf Gleichtaktstörungen, deren Entstehung und Dämpfungsmöglichkeiten folgende Fragen:

Allgemeine Fragestellung

- *Entstehung:* Was versteht man unter Gleichtaktstörungen in netzgespeisten elektrischen Antriebssystemen und wie entstehen diese?
- *Systemanalyse:* Wie bilden sich Gleichtaktpfade im elektrischen Antriebssystem aus?
- *Maßnahmen:* Welche Möglichkeiten bestehen, Gleichtaktstörungen zu verringern?
- *Messung:* Wie können Gleichtaktstörungen messtechnisch im System erfasst werden?

Zentrale Fragestellungen zur aktiven Dämpfung

- Können Gleichtaktstörungen mittels zeitlicher Verschiebung einzelner Schaltflanken des Umrichters aktiv beeinflusst werden?
- Unter welcher Bedingung kann eine Flankenverschiebung erfolgen?
- Welche Auswirkungen ergeben sich aufgrund der Flankenverschiebung?
- Welche Einsatzgrenzen sind mit der aktiven Verschiebung von Schaltflanken verbunden?

2. Grundlagen

Das Kapitel gibt relevante Grundlagen, Erklärungen und Zusammenhänge für diese Arbeit wieder. Dies sind Grundlagen zur Umrichtertechnik und deren Steuerverfahren. Das Verständnis zu schwingungsfähigen Systemen und deren Anregungsmechanismen ist anhand eines RLC-Reihenschwingkreises erläutert, auf den sich die Systemtopologie frequenzspezifisch reduzieren lässt.

2.1. Umrichter

Ein Umrichter kommt zum Einsatz, um elektrische Energie durch Veränderung von Amplitude und Frequenz der beteiligten Ströme und Spannungen zu übertragen. Mit Hilfe von Leistungshalbleitern formt dieser eine gleichförmige Eingangsspannung derart um, dass als Nutzsignal eine im Mittel sinusförmige Ausgangsspannung generiert wird.

Für die Ansteuerung der Leistungshalbleiter werden verschiedene Steuerverfahren verwendet, welche in indirekte und direkte Verfahren eingeteilt sind. Auf die Unterschiede sowie deren Funktionsweise geht der nachfolgende Abschnitt ein. Die Umrichtertechnik beinhaltet ein breites Spektrum an Schaltungstopologien, Materialien der Leistungshalbleiter und Steuerverfahren, um nur ein paar von ihnen zu nennen. Im Prüfstand dieser Arbeit kommt ein Zwei-Level-Umrichter mit Spannungszwischenkreis und IGBT-Halbleitern aus Silizium zur Anwendung. Als Steuerverfahren wird ein direktes Stromregelverfahren eingesetzt.

Abbildung 2.1 zeigt den grundlegenden Aufbau eines Umrichters. Dieser besteht aus drei Zweigpaaren, welche aus je zwei Leistungshalbleitern und zwei Freilaufdioden bestehen. Die beiden IGBTs pro Phase werden komplementär zueinander angesteuert. Dabei steht das Steuersignal 1 für einen eingeschalteten oberen IGBT und einen ausgeschalteten unteren IGBT. Eine 0 bedeutet, dass der untere IGBT ein- und der obere ausgeschaltet ist. Aus den zwei schaltbaren Zuständen entstehen bei drei Phasen insgesamt acht mögliche Schaltzustände des Umrichters. Diese entsprechen acht Spannungsraumzeigern in der komplexen $\alpha\beta$ -Ebene.

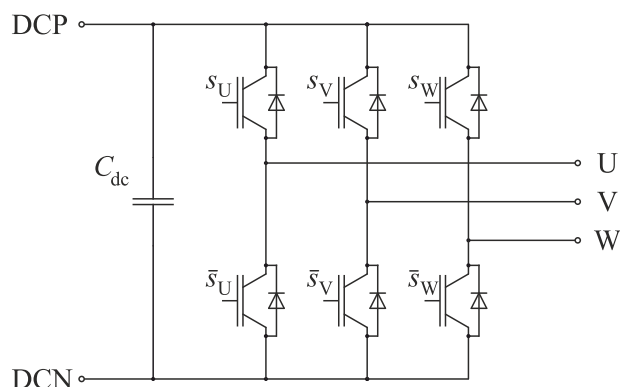


Abb. 2.1.: Dreiphasiger Umrichter bestehend aus sechs IGBT-Leistungsschaltern mit sechs Freilaufdiolen und dem Zwischenkreiskondensator C_{dc}

Raumzeigerdarstellung

Die Raumzeigerdarstellung ist eine Darstellungsart, ein Dreiphasensystem als Zeiger in der komplexen Ebene¹ bestehend aus Real- und Imaginärteil wiederzugeben. Hierbei kann das Dreiphasensystem mithilfe der Clarke-Transformation (Gleichung 2.1) in ein $\alpha\beta$ -Koordinatensystem überführt werden, wobei die α -Achse in der reellen Achse liegt und die imaginäre Achse mit β bezeichnet wird. Voraussetzung für die Transformation ist eine gleichmäßige räumliche Verteilung der drei Phasen, sowie ein symmetrisch aufgebautes System, dessen Sternpunkt nicht angeschlossen ist [4].

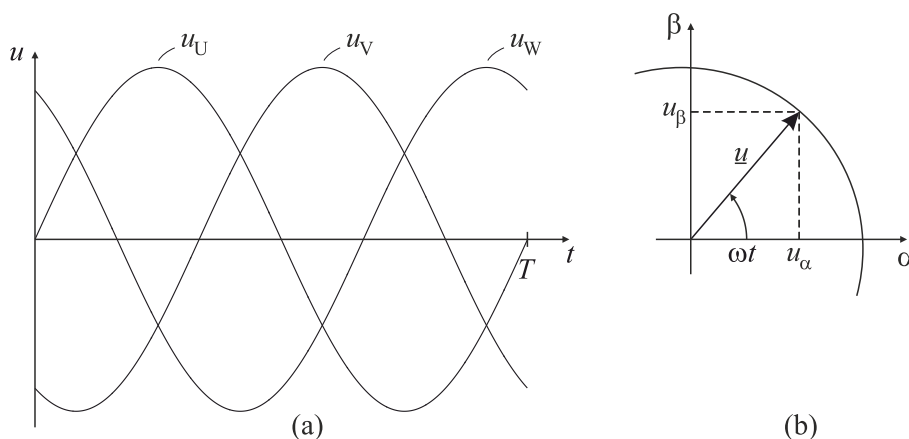


Abb. 2.2.: a) Zeitlicher Verlauf der Spannungen eines symmetrischen Dreiphasensystems und b) Spannungszeiger \underline{u} in der $\alpha\beta$ -Ebene nach Clarke

¹Gaußsche Zahlenebene [49], in der Elektrotechnik auch als $\alpha\beta$ -Ebene bekannt

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_U \\ u_V \\ u_W \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

In Abbildung 2.2a ist der zeitliche, symmetrische Spannungsverlauf eines Dreiphasensystems zu sehen. Mittels der Clarke-Transformation werden die Größen aus dem Dreiphasensystem in das orthogonale $\alpha\beta$ -Koordinatensystem (Abb. 2.2b) überführt. Die Länge des entstehenden Spannungszeigers \underline{u} entspricht der Amplitude aus dem Dreiphasensystem und kann mit den beiden Komponenten u_α und u_β in α - und β -Achse beschrieben werden. Die Berechnung des umlaufenden Spannungszeigers ist in [67] mit der Gleichung

$$\underline{u} = \frac{2}{3} \cdot [\underline{a}^0 \cdot u_U + \underline{a}^1 \cdot u_V + \underline{a}^2 \cdot u_W] \quad (2.2)$$

und dem Drehoperator \underline{a}

$$\underline{a} = e^{j\frac{2}{3}\pi} = \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \quad (2.3)$$

beschrieben. Die Clarke-Transformation gilt nicht nur für symmetrische Systeme. Durch Erweiterung der Transformation um eine γ -Komponente lassen sich auch Gleichtaktgrößen abbilden. Gleichung 2.4 zeigt die um den γ -Anteil erweiterte Clarke-Transformation. Die γ -Komponente wird in der Literatur auch als Null-Komponente (u_0) bezeichnet [4, 12, 13, 31].

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_\gamma \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_U \\ u_V \\ u_W \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Die Betrachtung der Spannung u_γ aus Gleichung 2.4 ist identisch mit der Definition der Gleichtaktspannung u_{cm} nach Gleichung 1.3 aus dem einleitenden Kapitel. Somit stehen die Bezeichnungen der Gleichtaktspannung u_{cm} , der Null-Komponente u_0 oder der γ -Anteil einer Spannung (u_γ) für den selben Sachverhalt. Diese Arbeit verwendet vorzugsweise die Bezeichnung u_{cm} sowie u_γ .

Stellbereich des Umrichters

Ein Zwei-Level-Umrichter besitzt sechs aktive Spannungsraumzeiger und zwei Nullspannungszeiger. Tabelle 2.1 zeigt diese mit deren Schaltzuständen für jedes Zweigpaar des Umrichters. Zusätzlich ist die jeweilige Spannung für die α -, β - und γ -Richtung dargestellt. Ein Nullspannungszeiger besitzt dabei betragsmäßig die größte Gleichtaktspannung. Die angegebenen Spannungen sind auf die Zwischenkreisspannung U_{dc} normiert.

| | s_U | s_V | s_W | u_α/U_{dc} | u_β/U_{dc} | u_γ/U_{dc} |
|--------------|-------|-------|-------|-------------------|------------------|-------------------|
| \vec{RZ}_0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | -1/2 |
| \vec{RZ}_1 | 1 | 0 | 0 | 2/3 | 0 | -1/6 |
| \vec{RZ}_2 | 1 | 1 | 0 | 1/3 | 1/√3 | 1/6 |
| \vec{RZ}_3 | 0 | 1 | 0 | -1/3 | 1/√3 | -1/6 |
| \vec{RZ}_4 | 0 | 1 | 1 | -2/3 | 0 | 1/6 |
| \vec{RZ}_5 | 0 | 0 | 1 | -1/3 | -1/√3 | -1/6 |
| \vec{RZ}_6 | 1 | 0 | 1 | 1/3 | -1/√3 | 1/6 |
| \vec{RZ}_7 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1/2 |

Tab. 2.1.: Spannungsraumzeiger mit zugehörigen Schaltzuständen und den Spannungen in α -, β - und γ -Richtung, normiert auf U_{dc}

Die Spannungsraumzeiger aus Tabelle 2.1 lassen sich nun in der komplexen Zahlenebene ($\alpha\beta$ -Koordinatensystem) nach Abbildung 2.2b darstellen, siehe Abbildung 2.3. Die Länge des umlaufenden Spannungszeigers berechnet sich mit $|u| = \sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}$ und beträgt maximal $2/3U_{dc}$. Das Verhältnis der Zeigerlänge zur halben Zwischenkreisspannung ist als Modulationsgrad m_a definiert und berechnet sich zu

$$m_a = 2 \cdot \frac{\sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}}{U_{dc}}. \quad (2.5)$$

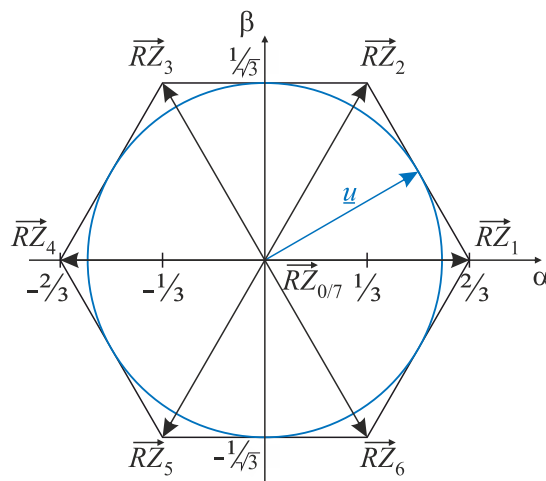


Abb. 2.3.: Stellbereich des Umrichters

Der maximale Stellbereich des Umrichters ist als gleichseitiges Sechseck dargestellt, dessen Eckpunkte sich aus den Spannungsraumzeigern ergeben. Zusätzlich ist in Abbildung 2.3 der Inkreis des Sechsecks gezeigt. Dieser repräsentiert die größtmögliche Bahnkurve des umlaufenden Spannungszeigers für einen noch sinusförmigen Spannungsverlauf mit der Zeigerlänge von

$$|u_{\max}| = \frac{2}{3}U_{\text{dc}} \cos(30^\circ) = \frac{1}{\sqrt{3}}U_{\text{dc}}.$$

Für sinusförmige Spannungen ergibt sich nach Gleichung 2.5 als maximaler linearer Modulationsgrad ein Wert von $m_a = 1,155$ [4].

2.2. Steuerverfahren für Umrichter

Prinzipiell lassen sich Stromregelverfahren in zwei Kategorien einteilen. Bei indirekten Verfahren erzeugt eine Referenzspannung u^* (Spannungssollwert) mithilfe eines Modulationsverfahrens die Steuersignale für den Umrichter. Dem gegenüber stehen direkte Regelverfahren. Hier werden direkt aus der Regelabweichung des Stromverlaufes die Ansteuersignale generiert.

2.2.1. Indirekte Stromregelverfahren

Bei indirekten Regelverfahren wird die Regelabweichung mithilfe eines Stromreglers ausgeglichen, welche sich als Differenz des Stroms zum Soll-Strom zu

$$\Delta i = i^* - i \tag{2.6}$$

berechnet. Ausgangsgröße des Reglers ist die Spannung u^* , welche einem Modulator zugeführt wird. Das Modulationsverfahren generiert die Ansteuersignale des Umrichters. Gängige Modulationsverfahren sind trägerbasierte und raumzeigerbasierte Pulsweitenmodulationsverfahren, siehe hierzu Abbildung 2.4 [63]. Eine grundlegende Eigenschaft von indirekten Verfahren besteht in der fest definierten Schaltfrequenz [52].

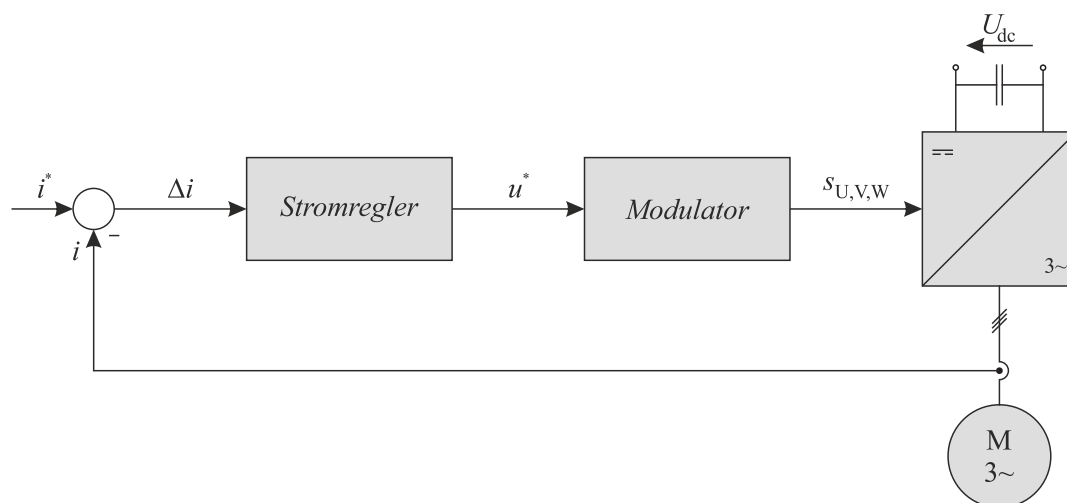


Abb. 2.4.: Prinzipbild einer indirekten Stromregelung

Abbildung 2.5a zeigt die Grundfunktion eines Trägerverfahrens und Abbildung 2.5b einer Raumzeigermodulation [81]. Beim ersten Verfahren wird das Sollsignal u^* (blauer Sinusverlauf) mit einem höherfrequenten Trägersignal $u_{\text{Träger}}$ verglichen, siehe Abbildung 2.5a. Ist das Dreieckssignal (rot) größer als der Sollwert, so wird der untere IGBT eines Zweigpaares geschaltet, andernfalls der obere IGBT. Daraus ergibt sich das Ansteuersignal des jeweiligen Zweigpaares, welches in Abbildung 2.5a im unteren Teil anhand der Phase U (s_U) dargestellt ist.

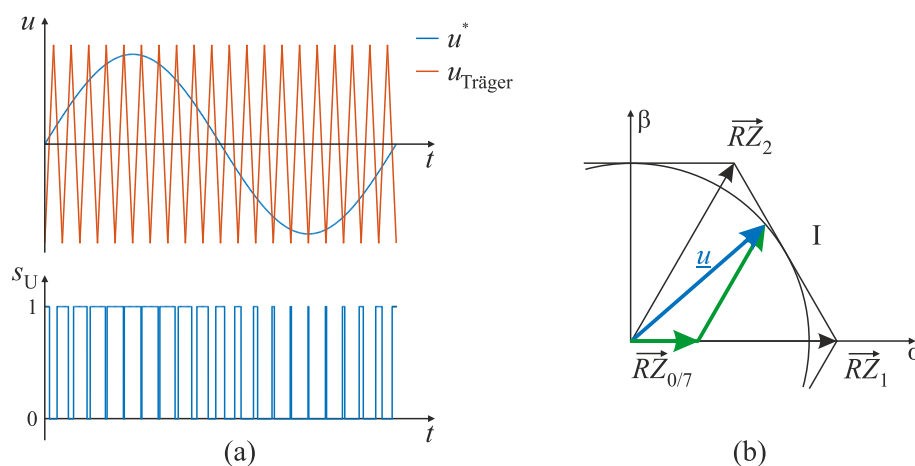


Abb. 2.5.: Prinzip einer a) trägerbasierten und b) raumzeigerbasierten Pulsweitenmodulation

In Abbildung 2.5b ist das Prinzip einer Raumzeigermodulation zu sehen. Hier wird das

Sollsignal mithilfe der acht diskreten Spannungsraumzeiger abgebildet. Der umlaufende, blaue Spannungszeiger \underline{u} kann so durch eine zeitlich gewichtete Abfolge der Spannungsraumzeiger aus dem aktiven Sektor (hier: Sektor I) nachgebildet werden. So eine Sequenz startet und endet in der Regel mit einem Nullspannungszeiger [81]. Im Beispiel ergibt sich eine Sequenz von $\vec{RZ}_0 \rightarrow \vec{RZ}_1 \rightarrow \vec{RZ}_2 \rightarrow \vec{RZ}_7 \rightarrow \vec{RZ}_2 \rightarrow \vec{RZ}_1 \rightarrow \vec{RZ}_0$. Hierbei bestimmt das zeitliche Verhältnis der aktiven Spannungsraumzeiger den Winkel des Spannungszeigers \underline{u} in der $\alpha\beta$ -Ebene. Das zeitliche Verhältnis zwischen den aktiven Spannungsraumzeigern zu den Nullspannungszeigern beeinflusst die Zeigerlänge der Spannung.

In [4, 63] und [81] sind weitere Modifikationen dieser gezeigten Grundideen eines Trägerverfahrens bzw. einer Raumzeigermodulation mit deren unterschiedlichen Eigenschaften beschrieben. Die vorliegende Arbeit verzichtet auf eine genauere Beschreibung und verweist auf genannte Literaturstellen, da hier ein direktes Stromregelverfahren zum Einsatz kommt.

2.2.2. Direkte Stromregelverfahren

Anders als bei indirekten Verfahren werden bei direkten Regelverfahren die Ansteuersignale im einfachsten Fall direkt aus der Stromregelabweichung bestimmt, siehe Abbildung 2.6. Aufwendigere Verfahren nutzen für die Generierung der Ansteuersignale zusätzliche Größen, wie z. B. die innere Maschinenspannung für die Regelung eines elektrischen Motors. Ein mitlaufendes Maschinenmodell berechnet dann diese Spannung [63].

Indirekte Verfahren erhalten in der Regel einmal pro Taktperiode neue Strommesswerte, woraus die Berechnung einer neuen Schaltsequenz folgt. Im Gegenzug reagieren direkte Verfahren sofort auf die Stromabweichung, woraus ebenfalls ein neuer Spannungsraumzeiger geschaltet wird. Das heißt, eine Umschaltung bei einem direkten Stromregelverfahren ist nicht an die Abfolge vorher berechneter Spannungsraumzeiger gebunden. Daraus ergibt sich einer der Hauptvorteile von direkten Stromregelverfahren, nämlich eine hohe Dynamik im Vergleich zu indirekten Verfahren, wohingegen der Vorteil der festen Schaltfrequenz bei PWM²-basierter Verfahren verloren geht [52, 84].

²PWM: Pulsweitenmodulation

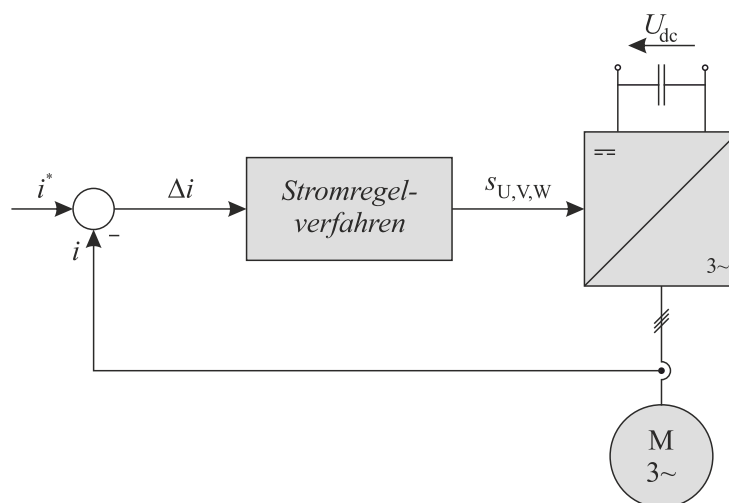


Abb. 2.6.: Prinzipbild einer direkten Stromregelung

Das in dieser Arbeit verwendete Stromregelverfahren basiert auf dem SDHC³-Regelverfahren. Daher ist nachfolgend ein einleitender Abschnitt zum Hysterese-Stromregler und darauf aufbauend die Weiterentwicklung bis zum SDHC-Stromregelverfahren gegeben.

Dreiphasiger Hysterese-Stromregler

Ein dreiphasiger Hysterese-Stromregler nutzt für alle drei Phasen je ein separates Hysterese-glied. Als Eingangssignal für ein solches Glied wird die Regelabweichung der jeweiligen Phase Δi_U , Δi_V und Δi_W verwendet [82]. Die Schaltzustände des Umrichters s_U , s_V und s_W sind die direkten Ausgangssignale des Hysterese-glieds der jeweiligen Phase, siehe Abbildung 2.7. Somit kann der Stromverlauf jeder Phase in einem Hystereseband um den Soll-Stromverlauf geführt werden. In Abbildung 2.8 ist in rot der Soll-Strom dargestellt. Um diesen wird ein Hystereseband gelegt, dessen Größe mithilfe der Grenzwerte des Hysterese-glieds eingestellt wird. Berührt nun der Strom (in Abb. 2.8 blau) das Hystereseband, verursacht dies ein Umschalten des Hysterese-glieds. Somit schaltet die entsprechende Phase des Umrichters um, folglich wird der Stromverlauf zurück ins Hystereseband geführt.

³SDHC: Switched Diamond Hysteresis Control

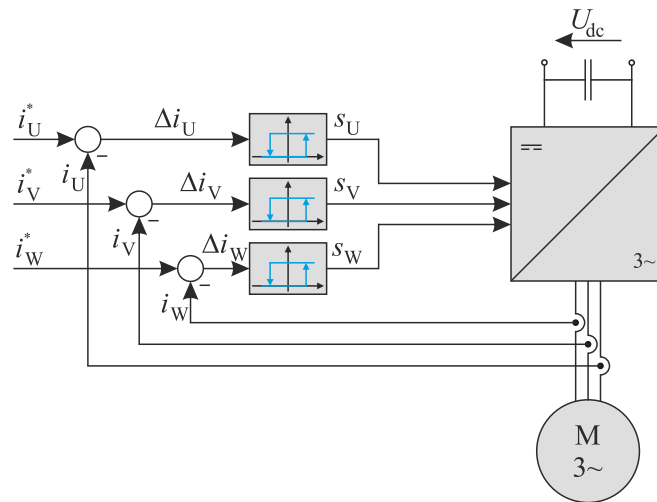


Abb. 2.7.: Prinzipbild eines dreiphasigen Hysteresestromreglers

Ein Problem beim dreiphasigen Hystereseregler besteht darin, dass die Schaltsignale unabhängig voneinander ermittelt werden. Jede Umschaltung einer Phase hat eine Auswirkung in den anderen Phasen. Dadurch wird die sich einstellende Schaltfrequenz unnötig erhöht, und es können Fehlerfälle entstehen. In Abbildung 2.8 ist ein solcher gezeigt. Hier läuft der Strom über das Hystereseband hinaus [63].

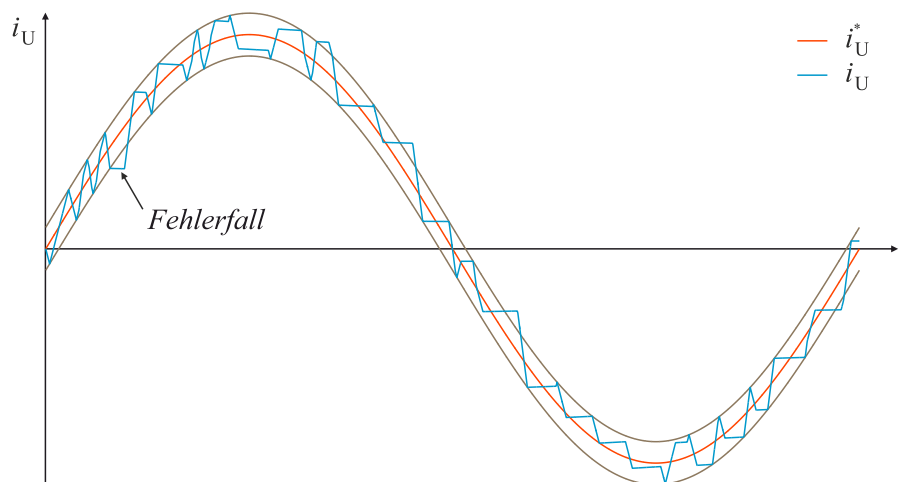


Abb. 2.8.: Stromverlauf der Phase U mit Soll-Strom (rot) und Strom (blau)

Als Abhilfemaßnahme empfiehlt sich die Einzelspeisung der drei Statorwicklungen mit getrennten Stellgliedern. Eine weitere Möglichkeit besteht in der Betrachtung im statorfesten $\alpha\beta$ -Koordinatensystem. Die Regelung der α - und β -Komponente des Stroms berücksichtigt

die Schalthandlungen der einzelnen Phasen.

$\alpha\beta$ -Hysteresestromregler

Auch hier soll der Stromzeiger innerhalb einer Hystereseffläche um den Soll-Stromzeiger geführt werden. Durch Transformation in das zweiphasige $\alpha\beta$ -Koordinatensystem wird die Kopplung der drei Phasen berücksichtigt [81]. Die Regelabweichung wird in die beiden Komponenten der α - und β -Achse (Δi_α und Δi_β) aufgeteilt und je auf ein mehrstufiges Hystereseglied geschaltet, siehe Abbildung 2.9 [39, 82].

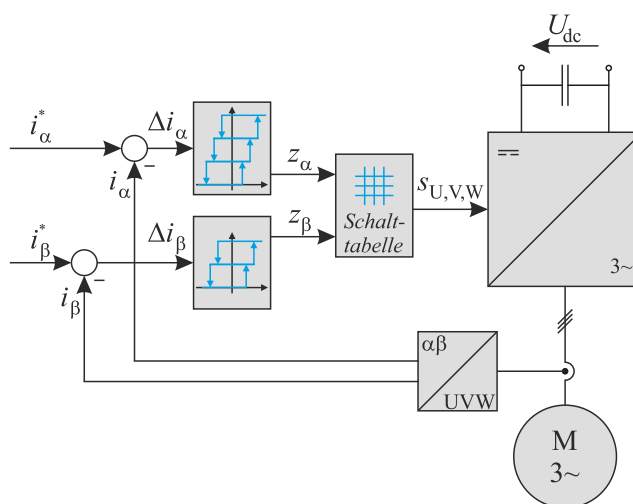


Abb. 2.9.: Prinzipbild eines $\alpha\beta$ -Hysteresestromreglers

Das vierstufige Hystereseglied für die α -Achse, sowie das dreistufige Hystereseglied der β -Achse sind in Abbildung 2.10a dargestellt. Die innerste Schleife der Hystereseffläche entsteht durch den Schaltschwellen $I_{h,\alpha}$ und $I_{h,\beta}$. Die zweite bzw. dritte Schaltschwelle der Hystereseglieder lassen sich mit I_h einstellen. Die Schaltschwellen finden dann Verwendung, wenn ein Übertritt in einen anderen Sektor im Raumzeigerdiagramm stattfindet. Das Bild 2.10b zeigt die so aufgespannte Hystereseffläche um den Soll-Stromzeiger. Berührt nun der Stromzeiger eine Grenze der Hystereseffläche, so bewirkt dies eine Umschaltung des jeweiligen Hysterese-glieds. Kann durch Umschaltung des Spannungsraumzeigers der Stromzeiger nicht zurück in die Hystereseffläche geführt werden, so läuft der Stromzeiger gegen die zweite (oder dritte) Hysterese-grenze. Dies geschieht dann, wenn die Lage der Gegenspannung in einen anderen Sektor läuft und in Folge die verwendeten Spannungsraumzeiger nicht mehr den Stromzeiger innerhalb der Hystereseffläche halten können.

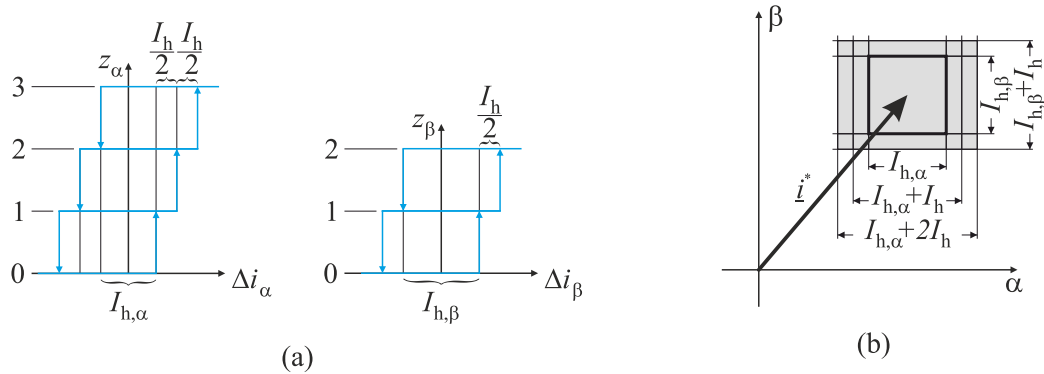


Abb. 2.10.: a) Drei- und vierstufiger Komparator, b) Hystereseffläche um Soll-Stromzeiger

Die sechs vorhandenen Sektoren werden in Abbildung 2.11a gezeigt. Die Ausgänge der beiden Hystereseglieder z_α und z_β ergeben zwölf mögliche Kombinationen, woraus die Schalttafel nach Abbildung 2.11b entsteht. Je Sektor werden zwei aktive Spannungsraumzeiger sowie die Nullspannungszeiger verwendet. Für Sektor I wären das die Spannungsraumzeiger \vec{RZ}_1 und \vec{RZ}_2 , sowie $\vec{RZ}_{0/7}$. Diese sind in Bild 2.11b grau hinterlegt.

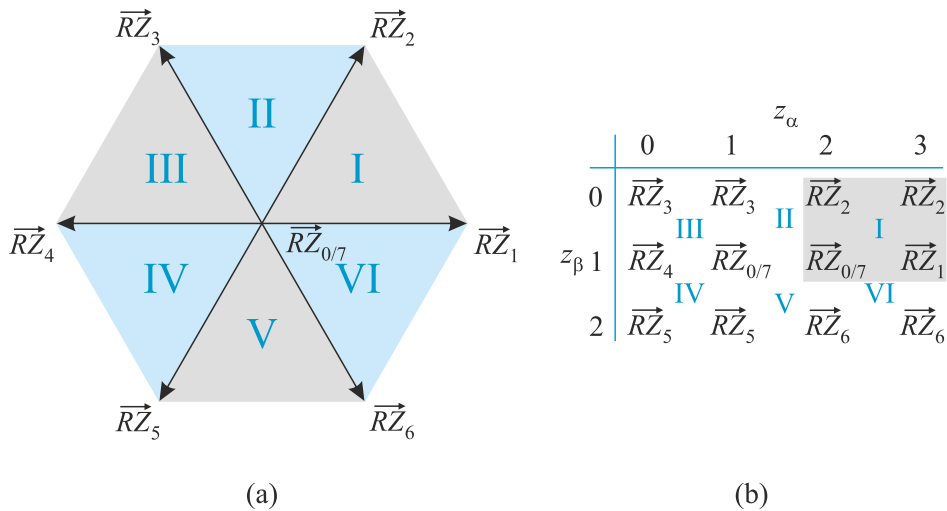


Abb. 2.11.: a) Sektor-Aufteilung des Stellbereichs des Umrichters und b) resultierende Schalttafel des $\alpha\beta$ -Hystereseestromreglers

Ein Nachteil des Regelverfahrens zeigt sich auch hier in einer ungleichmäßigen Schaltfrequenz der einzelnen Phasen. Schalthandlungen in der α -Richtung werden alleine vom Schaltzustand der Phase U ausgeführt. Daraus ergibt sich eine höhere Schaltfrequenz von 20% bis 30% im Vergleich zum Mittelwert über die drei Phasen [81]. Weiterhin kann die Auswahl des Nullspannungszeigers zu unnötigen Umschaltungen führen. Ein vorheriger akti-

ver Spannungsraumzeiger bestimmt zwar eindeutig die Wahl des Nullspannungszeigers \vec{RZ}_0 oder \vec{RZ}_7 , jedoch ist der nach dem Nullspannungszeiger zu schaltende aktive Spannungsraumzeiger unbekannt. Dies kann dann zu einer Umschaltung in zwei Zweigen führen [82].

SDHC - Switched Diamond Hysteresis Control

Das SDHC-Verfahren baut auf dem Prinzip des $\alpha\beta$ -Hysteresestromreglers auf und ist ausführlich in [82] beschrieben. Auch hier wird der Stromzeiger in einer Hystereseffläche geführt, welche durch zwei einfache Hystereseglieder und deren Schwellwert $I_{h,\alpha}$ und $I_{h,\beta}$ aufgespannt ist. Die bisher gezeigten Verfahren arbeiten mit der Regelabweichung. Das SDHC-Verfahren verwendet hingegen den Verzerrungsanteil, welcher als inverse Regelabweichung zu verstehen ist und sich mit

$$i_{VZ} = i - i^* = -\Delta i \quad (2.7)$$

berechnen lässt. Abbildung 2.12a zeigt die zwei separaten Hystereseglieder für den Verzerrungsstrom in α - und β -Richtung. Mithilfe der Ausgänge z_α und z_β der Hystereseglieder wird aus einer Schalttabelle der Spannungsraumzeiger ausgewählt, welcher den Stromzeiger zurück in die Hystereseffläche führt. Dabei nehmen die Ausgänge Werte von 0 oder 1 an. Anders als herkömmliche Regler verwendet SDHC vier anstelle von drei benachbarten Spannungsraumzeigern in einer Schalttabelle. Diese vier Spannungsraumzeiger bilden eine Raute (*engl.: Diamond*). Abbildung 2.12b zeigt eine der möglichen Schaltrauten für das $\alpha\beta$ -Koordinatensystem, sowie die Hystereseffläche um den Soll-Stromzeiger.

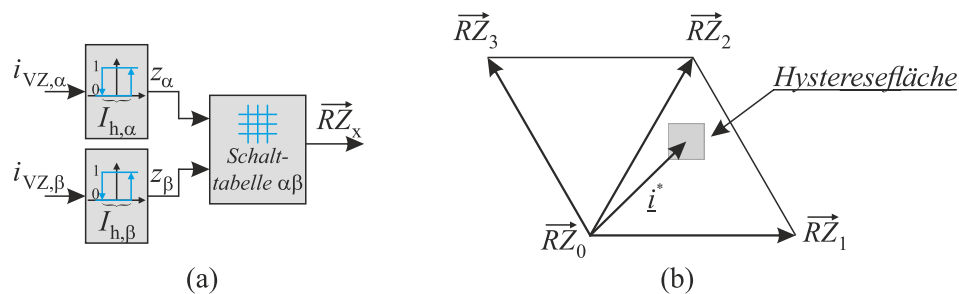


Abb. 2.12.: a) Hystereseglieder mit nachgeschalteter Schalttabelle und b) aufgespannte Schaltraute mit zugehörigen Spannungsraumzeiger

Welche Schalttabelle und somit Schaltraute für die Regelung des Stromzeigers verwendet wird, ist abhängig von der Lage des Lastspannungszeigers⁴ u_{Last} , siehe Abbildung 2.13a. In Abbildung 2.13b sind die vier Schalttabellen mit den zugehörigen Spannungsraumzeigern

⁴zu verstehen als Zeiger der Netz- bzw. Gegenspannung in der $\alpha\beta$ -Ebene, abhängig davon, ob Netz- bzw. Motoranwendung

dargestellt. Befindet sich beispielsweise der Lastspannungszeiger in Rechteck I (Abb. 2.13a), so sind für die Regelung des Stroms die Spannungsraumzeiger der Schaltraute I \vec{RZ}_0 , \vec{RZ}_1 , \vec{RZ}_2 und \vec{RZ}_3 aus Abbildung 2.13b aktiv. Wandert der Lastspannungszeiger im Beispiel über die β -Achse in das Rechteck II, so wechselt die Schaltraute von I nach II. Nun sind Spannungsraumzeiger \vec{RZ}_2 , \vec{RZ}_3 , \vec{RZ}_4 und \vec{RZ}_7 aktiv. Die Spannungsraumzeiger \vec{RZ}_2 , \vec{RZ}_3 , \vec{RZ}_5 und \vec{RZ}_6 spannen den Arbeitsbereich des Umrichters auf. Solange der Lastspannungszeiger sich innerhalb dieser vier Rechtecke bewegt, arbeitet der Stromregler problemlos. Ist jedoch der Lastspannungszeiger außerhalb dieses aufgespannten Bereiches, so stehen keine vier unterschiedlichen Spannungsraumzeiger zur Verfügung, welche den Stromzeiger immer korrekt in α - und β -Richtung stellen können [83].

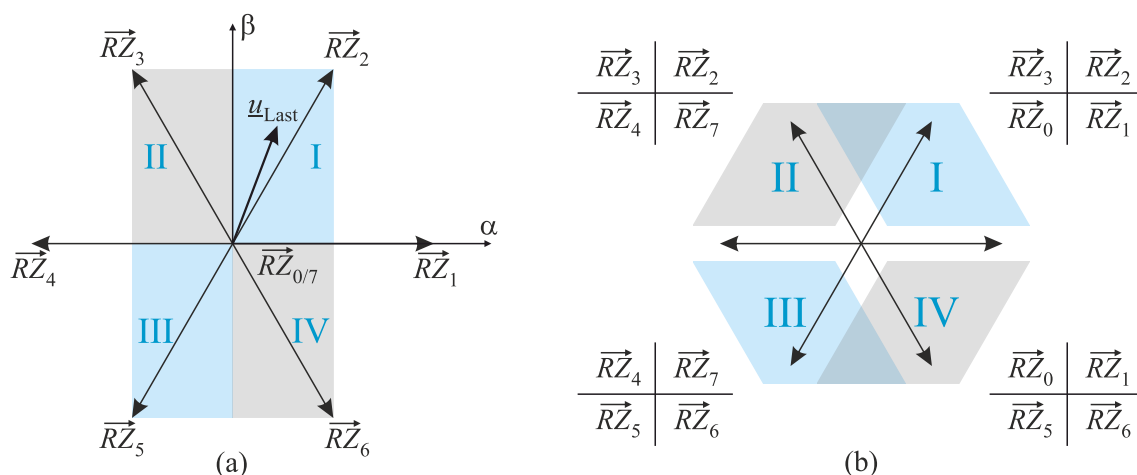


Abb. 2.13.: a) Arbeitsbereich im $\alpha\beta$ -Koordinatensystem und b) zugehörige vier Schaltrauten mit entsprechenden Schalttabellen

Abbildung 2.14a zeigt den eingeschränkten Arbeitsbereich, wenn der Lastspannungszeiger außerhalb des beschriebenen Rechtecks liegt. Um dennoch den vollen Arbeitsbereich eines Umrichters ausnutzen zu können, werden zwei weitere $\alpha\beta$ -Koordinatensysteme eingeführt. Die Festlegung, dass die α -Achse in der Phase U liegt, ist willkürlich. Daher dreht man das Koordinatensystem um -120° , sodass das neue System $\alpha'\beta'$ in der Phase W liegt. Mit einer weiteren Drehung um -120° erhält man Koordinatensystem $\alpha''\beta''$, welches nun in Phase V liegt. Diese Vorgehensweise ermöglicht es, den vollen Arbeitsbereich des Umrichters von kleinen Modulationsgraden bis hin in den Vollblockbetrieb auszunutzen. Die Drehung der Koordinatensysteme mit jeweils gültigen Arbeitsbereich ist in Abbildung 2.14b dargestellt.

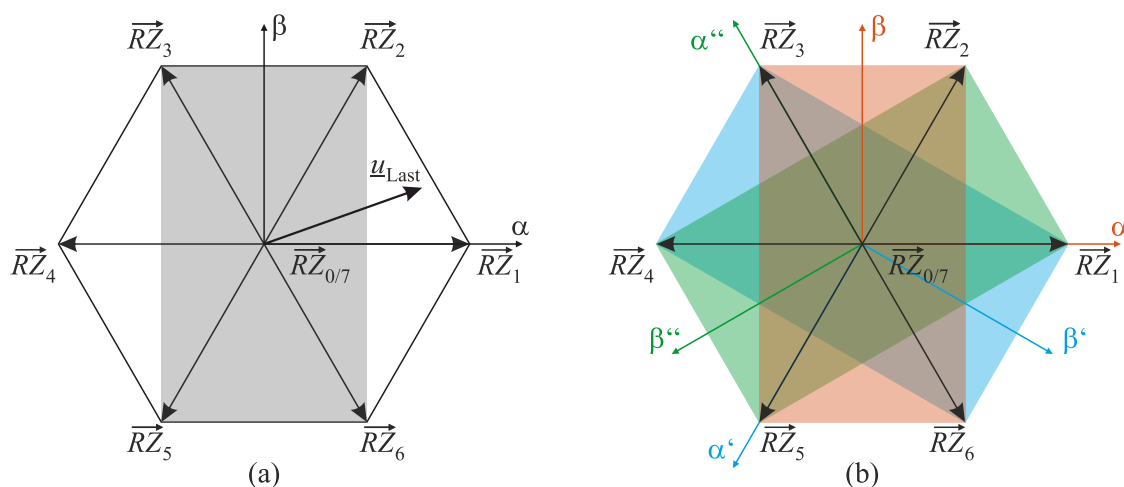


Abb. 2.14.: a) Eingeschränkter Arbeitsbereich des $\alpha\beta$ -Koordinatensystems, b) Ausnutzung des vollen Arbeitsbereichs durch Drehung des Koordinatensystems

Tabelle 2.2 zeigt das aktive Koordinatensystem abhängig vom Winkelbereich des Lastspannungszeigers. Die Ermittlung der Lage des Lastspannungszeigers kann durch einfache Messung der Spannung erfolgen. Ist eine Spannungsmessung nicht vorgesehen, so ist die Ermittlung des Lastwinkels durch Auswertung der Ansteuersignale des Umrichters möglich [61].

| Winkelbereich von $\underline{u}_{\text{Last}}$ | Koordinaten- system |
|--|------------------------|
| 0° bis 60° | $\alpha''\beta''$ |
| 60° bis 120° | $\alpha\beta$ |
| 120° bis 180° | $\alpha'\beta'$ |
| 180° bis 240° | $\alpha''\beta''$ |
| 240° bis 300° | $\alpha\beta$ |
| 300° bis 360° | $\alpha'\beta'$ |

Aufgrund der Drehungen des $\alpha\beta$ -Koordinatensystems ergibt sich ein Prinzipbild nach Abbildung 2.15. Die Verzerrungsströme werden direkt im $\alpha\beta$ -System gebildet und auf drei jeweils um -120° gedrehte Koordinatensysteme gegeben. Die α - und β -Komponente des Verzerrungsstroms werden in den drei Koordinatensystemen $\alpha\beta$, $\alpha'\beta'$ und $\alpha''\beta''$ mit je einem separaten Hystereseglied geregelt. Mit deren Hilfe werden anhand von Schalttabellen die richtigen Spannungsraumzeiger bestimmt, welche den Stromzeiger in der Hystereseffläche führen können. Der Winkel des Lastspannungszeigers entscheidet letztendlich, welches der drei $\alpha\beta$ -Koordinatensysteme und somit welcher Spannungsraumzeiger für die Generierung der Ansteuersignale verwendet wird.

Tab. 2.2.: Aktives Koordinatensystem abhängig vom Lastspannungszeiger

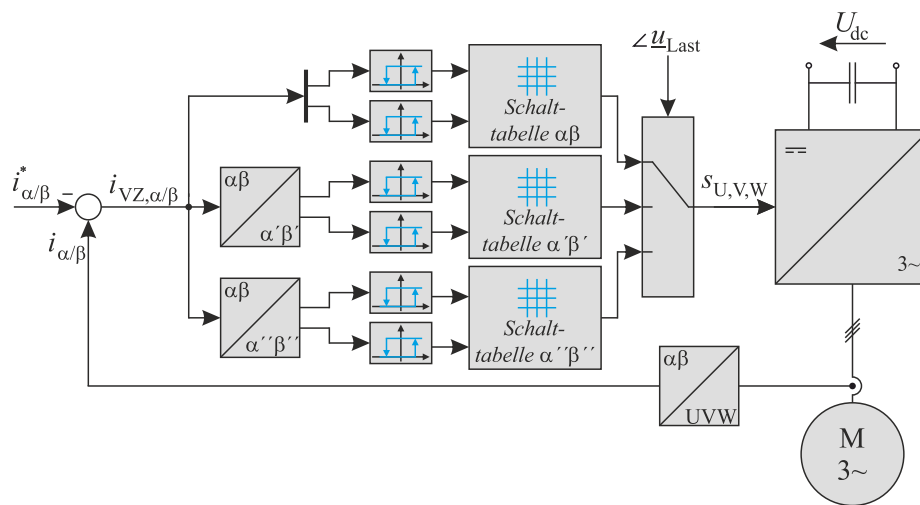


Abb. 2.15.: Prinzipbild des SDHC-Hysteresestromreglers

2.3. RLC-Reihenschwingkreis

In elektrischen Antriebssystemen bilden mindestens eine Systeminduktivität (z. B. Netzfilter) zusammen mit verteilten parasitären Kapazitäten (z. B. Motorleitung oder elektrische Maschine) einen Resonanzschwingkreis, welcher vereinfacht anhand eines RLC-Glieds untersucht werden kann [8, 30, 45]. Der Reihenschwingkreis und dessen Anregung durch Schalt-handlungen des Umrichters sind in Abbildung 2.16 dargestellt. Auf die Analyse des gesamten Netzwerks geht Kapitel 4 ein. Der im Bild gezeigte unbelastete Reihenschwingkreis besitzt die Übertragungsfunktion nach Gleichung 2.8.

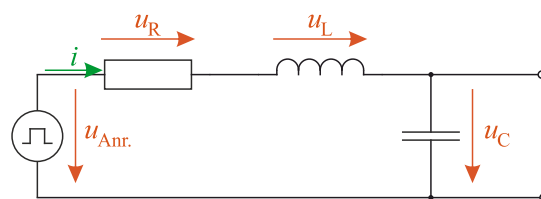


Abb. 2.16.: Schaltbild eines RLC-Reihenschwingkreises

$$H(s) = \frac{U_C(s)}{U_{Anr.}(s)} = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{R}{L} \cdot s + \frac{1}{LC}} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\omega_0\zeta \cdot s + \omega_0^2} \quad (2.8)$$

Der Schwingkreis wird nun mit den Schaltflanken des Umrichters angeregt, im Beispiel mit Spannung $u_{\text{Anr.}}$. Hierbei gibt es drei verschiedene Mechanismen, welche die Anregung und somit auch die resultierende Spannung (hier: u_C) beeinflussen.

1. Amplitude der anregenden Spannung
2. Flankensteilheit der Amplitudenänderung
3. Zeitpunkt der Schaltflanke

Einfluss der Amplitude

Bei jeder Schalthandlung des Umrichters schaltet dieser einen neuen Spannungsraumzeiger, welcher einen Gleichtaktspannungsanteil nach Tabelle 2.1 besitzt. Idealisiert betrachtet ergibt sich bei einem Zwei-Level-Umrichter somit eine anregende Spannung $u_{\text{Anr.}} = \Delta u_\gamma$, deren Betrag sich zu $|1/3U_{\text{dc}}|$ bei Einfach-, $|2/3U_{\text{dc}}|$ bei Doppelt- bzw. $|U_{\text{dc}}|$ bei Dreifach-Umschaltungen ergibt und sich mit

$$\Delta u_\gamma = u_{\gamma,(x+1)} - u_{\gamma,x} \quad (2.9)$$

berechnen lässt. Dabei ist die Spannung $u_{\gamma,x}$ die Gleichtaktspannung des aktuell noch geschalteten Spannungsraumzeigers und $u_{\gamma,(x+1)}$ die des neu zu schaltenden Spannungsraumzeigers. Die Spannung u_C aus Abbildung 2.16 steht für die resultierende Spannung u_γ nach einer sprungförmigen Anregung. Zur Untersuchung ihrer Wirkung sei die Sprungantwort

$$u_\gamma = \mathcal{L}^{-1} \left(H(s) \cdot \frac{1}{s} \right)$$

bzw.

$$u_\gamma = \Delta u_\gamma \left\{ \sigma(t) - e^{-\omega_0 \zeta t} \left[\cos \left(\sqrt{1 - \zeta^2} \cdot \omega_0 t \right) + \frac{\zeta}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \sin \left(\sqrt{1 - \zeta^2} \cdot \omega_0 t \right) \right] \right\}, t \geq 0 \quad (2.10)$$

betrachtet, deren Verlauf in Abbildung 2.17a gezeigt ist. Die Betrachtung ist auf den gedämpften Fall beschränkt, es gilt $0 < \zeta < 1$. Die Herleitung der Übertragungsfunktion und die der Sprungantwort ist im Anhang B beigefügt. Die maximale Amplitude der einschwingenden Spannung u_{max} ist abhängig von der anregenden Spannung Δu_γ sowie der Dämpfungskonstanten ζ und berechnet sich mit

$$u_{\text{max}} = \Delta u_\gamma + \Delta u_\gamma \cdot e^{\left(-\frac{\pi \zeta}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \right)}. \quad (2.11)$$

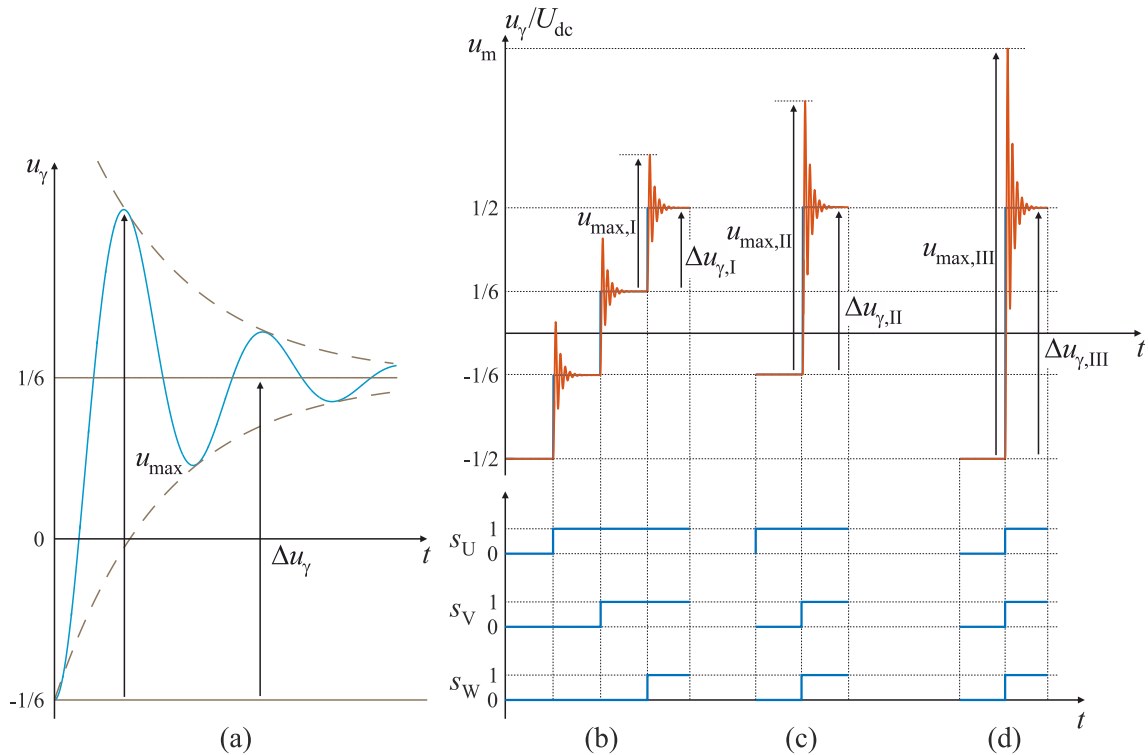


Abb. 2.17.: a) Sprungantwort des RLC-Reihenschwingkreises, sowie die Gleichtaktspannung bei einer b) Einfach-, c) Doppelt- und d) Dreifach-Umschaltung des Umrichters

Abbildung 2.17b zeigt einen Ausschnitt der Sequenz einer klassischen SV-PWM⁵, ($\vec{RZ}_0 \rightarrow \vec{RZ}_1 \rightarrow \vec{RZ}_2 \rightarrow \vec{RZ}_7$). Hierbei wechselt in jeder Umschaltung eine Halbbrücke des Umrichters ihren Zustand. Im zweiten Fall (Abbildung 2.17c) findet ein Wechsel der Spannungsraumzeiger von \vec{RZ}_1 auf \vec{RZ}_7 statt. Dabei werden gleichzeitig zwei Halbbrücken des Umrichters umgeschaltet, wodurch nun die anregende Spannung $\Delta u_{\gamma,II}$, sowie der Maximalwert der einschwingenden Spannung $u_{\max,II}$ doppelt so groß ist wie im Fall I. Im Fall III wechseln alle drei Halbbrücken ihren Zustand. So findet in Abbildung 2.17d ein Wechsel des Nullspannungszeigers \vec{RZ}_0 auf \vec{RZ}_7 statt. Bezogen auf Fall I ist nun die anregende, sowie der maximale Wert der einschwingenden Spannung $u_{\max,III}$ dreimal so groß. Der ungünstigste Fall besteht im Wechsel zwischen den beiden Nullspannungszeigern (Fall III), dann nimmt die Gleichtaktspannung einen maximalen Wert von

$$u_m = \frac{1}{2}U_{dc} + U_{dc} \cdot e^{\left(-\frac{\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\right)} \quad (2.12)$$

an. Daraus folgt eine Reduzierung der Gleichtaktspannung zum einen durch die Vermeidung

⁵SV-PWM: Space Vector Pulsewidthmodulation, raumzeigerbasierte Pulsweitenmodulation

von Doppelt- und Dreifach-Umschaltungen. Zum anderen kann die Gleichtaktspannung weiter reduziert werden, wenn auf die Nullspannungszeiger grundsätzlich verzichtet wird.

Einfluss der Flankensteilheit

Die Ausgangsspannung eines Umrichters wird in erster Näherung als rechteckige Spannung beschrieben. Diese Annahme ist nur idealisiert betrachtet richtig. Als Näherung der eigentlichen Spannungsform dient ein trapezförmiger Puls. Um den Einfluss der Flankensteilheit der Umrichterausgangsspannung zu analysieren, ist in Abbildung 2.18a ein idealer Rechteckpuls und in 2.18b ein Trapezpuls dargestellt. Die Zeit t_i , sowie die Pulsperiode T_p seien für beide Signalverläufe gleich gewählt. Zudem sollen beim Trapezpuls die Anstiegszeit t_r und Abfallzeit t_f der Schaltflanke gleich groß sein, es gilt $t_s = t_r = t_f$.

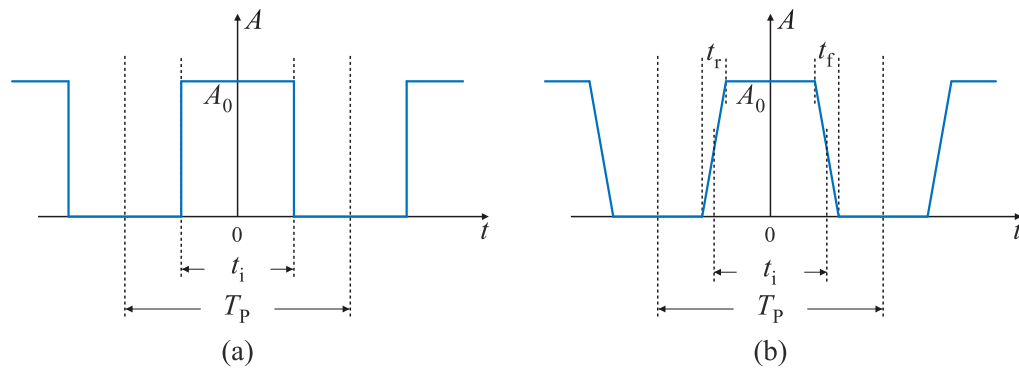


Abb. 2.18.: Signalform eines a) Rechteck- und b) Trapezpulses

Nach der Fourier-Reihe ergibt sich für den Rechteckpuls eine Amplitude von

$$A_k = \left| \frac{2A_0}{k\pi} \sin \left(k \frac{\pi}{T_p} t_i \right) \right| \quad \text{mit } k \in \mathbb{N} = \{1, 2, 3, \dots\}, \quad (2.13)$$

sowie für den trapezförmigen Signalverlauf eine Amplitude von

$$A_k = \left| \frac{2A_0 T_p}{k^2 \pi^2 t_s} \sin \left(\frac{k\pi}{T_p} (t_s + t_i) \right) \sin \left(\frac{k\pi t_s}{T_p} \right) \right| \quad \text{mit } k \in \mathbb{N} = \{1, 2, 3, \dots\}. \quad (2.14)$$

Die Herleitung beider Amplituden ist in Anhang A gezeigt. In Abbildung 2.19 ist links das Amplitudenspektrum des idealen Rechteckpulses dargestellt. Der rechte Bildteil zeigt zwei Spektren der Amplitude eines trapezförmigen Verlaufes. Für beide Plots gilt $T_p = 100 \mu\text{s}$ sowie $t_i = 0,1 \cdot T_p$. Die typische Flankensteilheit eines IGBT beträgt ca. $10 \frac{\text{kV}}{\mu\text{s}}$, weshalb das rechte blaue Spektrum einen trapezförmigen Signalverlauf mit einer Anstiegszeit von

$t_s = 0,0006 \cdot T_p$ zeigt. Für das rote Spektrum wurde die Anstiegszeit um Faktor 10 auf $t_s = 0,006 \cdot T_p$ vergrößert, was einer Verkleinerung der Flankensteilheit auf $1 \frac{\text{kV}}{\mu\text{s}}$ gleichkommt.

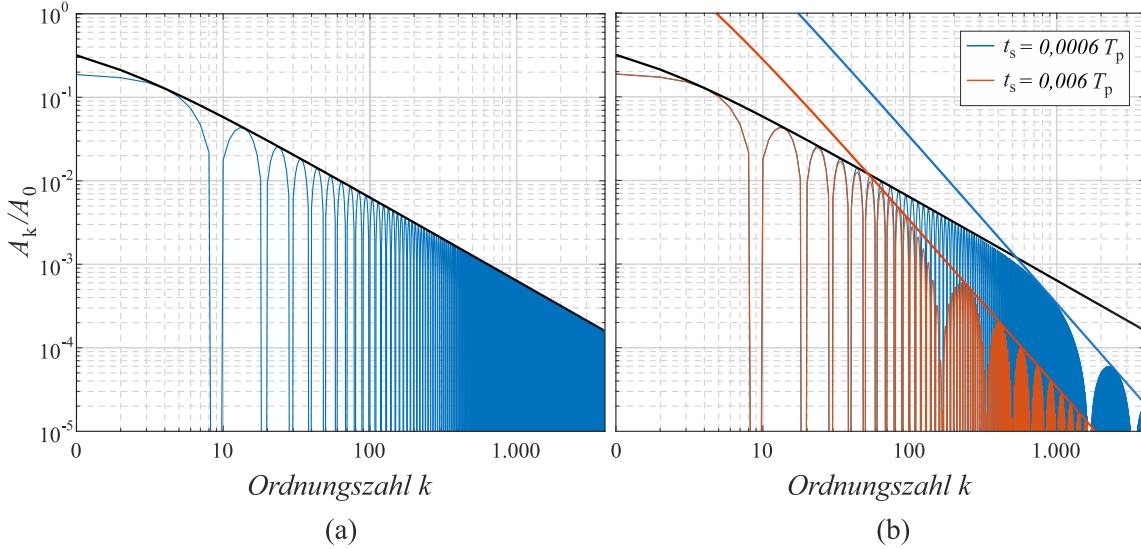


Abb. 2.19.: Amplitudenspektrum eines a) Rechteckpulses sowie b) Trapezpulses (blau) mit $10 \frac{\text{kV}}{\mu\text{s}}$ und eines Trapezpulses (rot) mit $1 \frac{\text{kV}}{\mu\text{s}}$

Für die Analyse der Störwirkung sind die Maximalwerte der Amplituden ausschlaggebend [24]. Die Amplitude ist dann maximal, wenn der trigonometrische Term der Gleichung 2.13 bzw. 2.14 gleich 1 ist. Die schwarze Hüllkurve aus Abbildung 2.19 berechnet sich zu

$$A_{k,\max 1} = \frac{2A_0}{k\pi}. \quad (2.15)$$

Aufgrund des Faktors $1/k$ fällt das Spektrum mit 20 dB pro Dekade ab. Im rechten Bild berechnet sich analog dazu die Einhüllende (blau bzw. rot) zu

$$A_{k,\max 2} = \frac{2A_0 T_p}{k^2 \pi^2 t_s}. \quad (2.16)$$

Hier geht k quadratisch im Nenner ein, woraus eine Dämpfung von 40 dB pro Dekade folgt. Der Schnittpunkt beider Einhüllenden ergibt sich durch Gleichsetzen der Gleichungen 2.15 und 2.16 zu

$$\frac{2A_0}{k\pi} \stackrel{!}{=} \frac{2A_0 T_p}{k^2 \pi^2 t_s} \quad \text{bzw.} \quad k = \frac{T_p}{\pi t_s}. \quad (2.17)$$

Durch Vergrößerung der Anstiegs- bzw. Abfallzeit (t_r bzw. t_f) kann so das Amplitudenspektrum der anregenden Spannung beeinflusst werden. Der Einfluss einer reduzierten Flan-

kensteilheit wirkt sich erst oberhalb der Schnittpunkte nach Gleichung 2.17 aus und kann so höherfrequente Störungen dämpfen. Unterhalb der Schnittpunkte ist der Einfluss vernachlässigbar klein. Im konkreten Beispiel liegt der Schnittpunkt der roten und schwarzen Hüllkurve in Abbildung 2.19b bei $k = 53$. Folglich hat die Veränderung der Flankensteilheit eine Wirkung ab einer Frequenz von 530 kHz. Gerade passive Filterlösungen, wie du/dt -Filter nutzen diese Wirkung, um die Flankensteilheit zu reduzieren [15, 52].

Einfluss des Schaltzeitpunktes

Eine weitere Möglichkeit, die Anregung eines Schwingkreises zu beeinflussen, besteht unter manchen Bedingungen auch im Schaltzeitpunkt des Spannungsraumzeigerwechsels [80]. In Abbildung 2.20a ist die Resonanzfrequenz so groß, dass bei einer neuen Umschaltung der Einschwingvorgang der vorherigen Umschaltung bereits abgeklungen ist. Daher ist in diesem Fall eine Beeinflussung durch zeitliches Verschieben der neuen Umschaltung nicht möglich. Ist jedoch die Resonanzfrequenz des Schwingkreises so gering, dass eine neue Umschaltung während des Einschwingvorgangs der vorherigen Umschaltung stattfindet (linksgerichteter Pfeil in Abb. 2.20a), so kann durch ein minimales, zeitliches Verschieben der neuen Umschaltung die anregende Spannung beeinflusst werden.

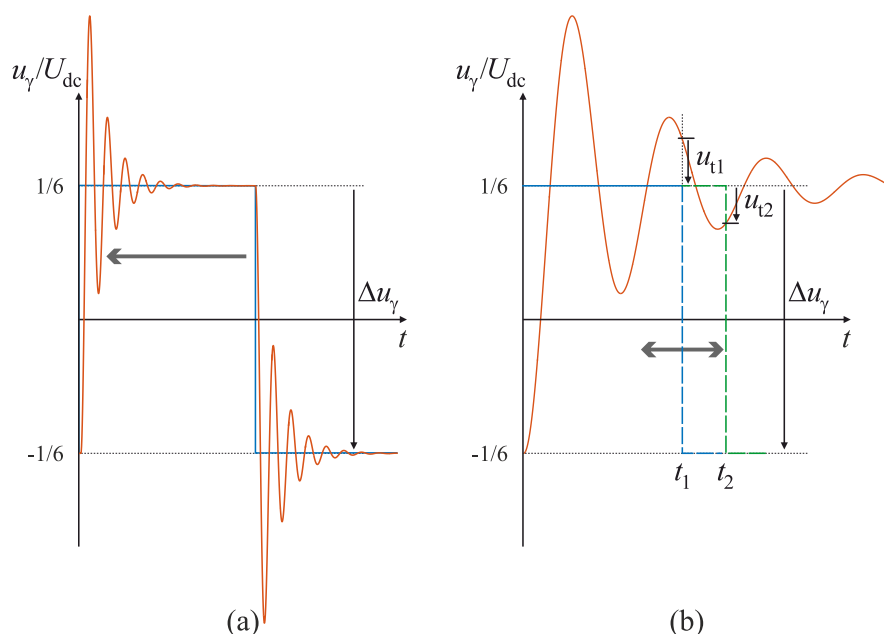


Abb. 2.20.: Schalthandlung im a) eingeschwungenen Zustand und b) noch nicht eingeschwungenen Zustand der Gleichtaktspannung u_γ

Abbildung 2.20b zeigt zwei mögliche Umschaltungen im Einschwingvorgang der vorherigen

Umschaltung bei t_1 und t_2 . Nach Gleichung 2.9 beträgt für diesen Zeitpunkt die anregende Spannung Δu_γ im eingeschwungenen Zustand $-1/3U_{dc}$. Im Zeitpunkt t_1 ist die Gleichtaktspannung größer als im eingeschwungenen Zustand ($1/6U_{dc} + u_{t1}$). Aufgrund der größeren anregenden Spannung erhöht sich, wenn bei t_1 geschaltet wird, nun auch die resultierende Gleichtaktspannung. Folgen viele solcher ungünstigen Schalthandlungen aufeinander, so kann die resultierende Spannung aufschwingen und Werte von mehreren Kilovolt annehmen und beispielsweise eine angeschlossene elektrische Maschine zerstören. Im Zeitpunkt t_2 ist die Gleichtaktspannung kleiner als im eingeschwungenen Zustand ($1/6U_{dc} - u_{t2}$). Wird die Umschaltung in den Zeitpunkt t_2 anstelle von t_1 verschoben, so muss von der anregenden Spannung Δu_γ die Spannung u_{t2} subtrahiert werden. Die anregende Spannung ist somit kleiner als die im eingeschwungenen Zustand, was sich dämpfend auf das Gleichtaktsystem auswirkt.

Diese Eingriffsmöglichkeit ist Grundlage der vorliegenden Arbeit. Der Ansatz der Flankenverschiebung von Schaltpulsen sei hier nur kurz erwähnt und wird im Kapitel 5 detailliert beschrieben.

3. Stand der Technik

Nach aktuellem Kenntnisstand lassen sich Abhilfemaßnahmen für Gleichtaktstörungen grob in drei Kategorien einteilen.

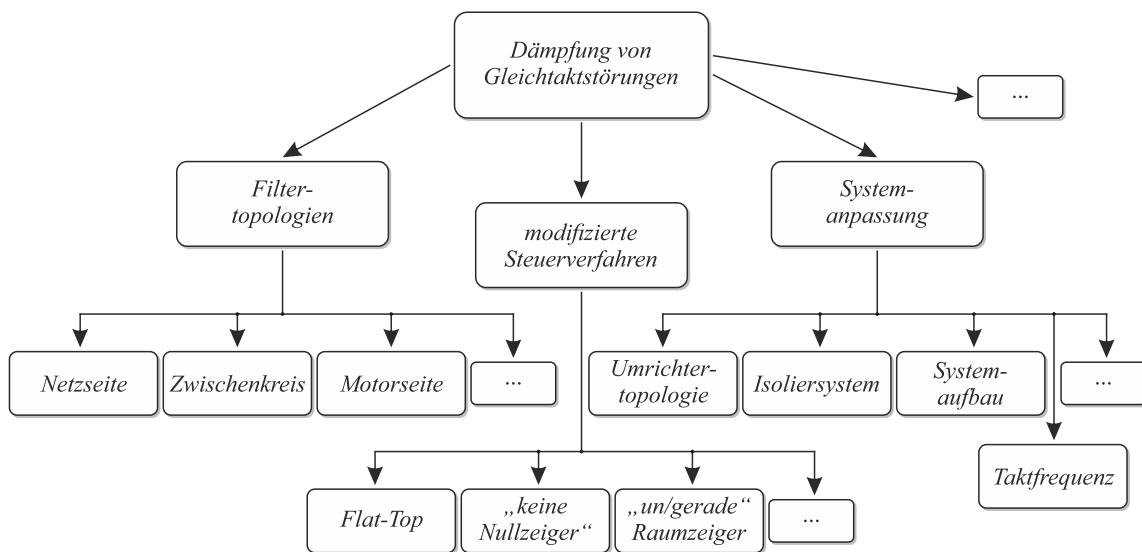


Abb. 3.1.: Übersicht der Dämpfungsmöglichkeiten von Gleichtaktstörungen

1. Passive und aktive Filterlösungen kommen auf der Netz- bzw. Motorseite zum Einsatz. Zusätzlich existieren Lösungen für den DC-Zwischenkreis. Abhängig vom Anschlusspunkt (netz- oder motorseitig) des Filters reduzieren spezielle Schaltungstopologien die Flankensteilheit der Ausgangsspannung eines Umrichters oder schaffen für den Gleichtaktstrom definierte Pfade.
2. Als zweite Eingriffsmöglichkeit ist die Modifikation der Steuerverfahren der eingesetzten Umrichter zu nennen. Dieser Eingriff ist sehr attraktiv, da er sich rein auf eine Software-Lösung beschränkt. In Verbindung mit hardwareseitigen Filtern können diese dann gegebenenfalls kleiner dimensioniert werden.
3. Anpassungen im gesamten Antriebssystem können ebenfalls die Auswirkungen von Gleichtaktstörungen reduzieren. Hier empfiehlt sich ein Blick auf alle Komponenten

des Systems. Als Beispiele zählen Multi-Level-Topologien, hochwertige Wicklungsisolationen oder die Verwendung ungeschirmter Zuleitungen.

Nachfolgend sind verschiedene Vertreter der genannten Kategorien detailliert erklärt. Die Auflistung der Abhilfemaßnahmen beschränkt sich auf die am weitest verbreiteten Möglichkeiten einer Dämpfung von Gleichtaktstörungen.

3.1. Filtertopologien

Aus der Literatur sind Filterlösungen auf der Motor- und Netzseite, sowie im DC-Zwischenkreis bekannt.

Motorseitige Filterlösungen

Die gängigsten Filterstrukturen zwischen einem Umrichter und einer elektrischen Maschine sind du/dt - und Sinusfilter. Diese Topologien bestehen ausschließlich aus passiven Bauelementen. Ein du/dt -Filter ist ein Tiefpassfilter, das aus einem LC-Glied besteht. In der Praxis ist die Eckfrequenz des Filters größer als die der Schaltfrequenz des Umrichters. Die Flankensteilheit der Ausgangsspannung des Umrichters wird aufgrund der Vergrößerung der Anstiegszeit verkleinert [40], was sich auf eine Reduktion der Spannungsüberhöhungen am Motoranschlusspunkt auswirkt. Jedoch hat das Filter keinen signifikanten Einfluss auf parasitäre Ableitströme im mittleren Frequenzbereich. Mit du/dt -Filter können Systeme mit Leitungslängen bis 100 Meter realisiert werden [15]. Die Abbildung 3.2 zeigt in schwarzer Farbe den Aufbau in einfachster Ausführung. Dabei werden je nach Leistungsklasse die Kondensatoren des LC-Glieds zwischen zwei Leitern oder zu einem Sternpunkt verschaltet.

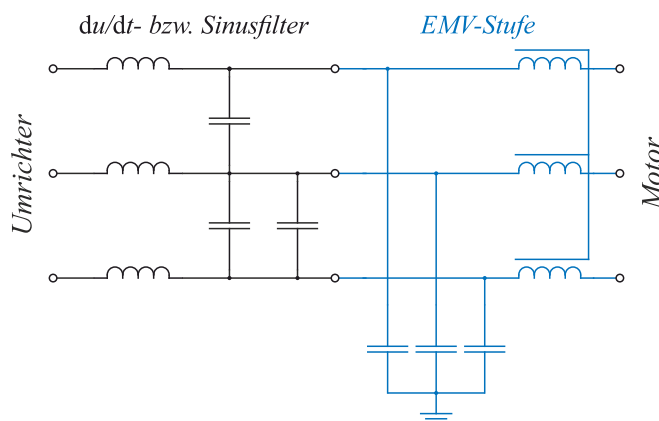


Abb. 3.2.: Schaltbild eines du/dt - bzw. Sinusfilters mit Erweiterung der EMV-Stufe zum EMV-Sinusfilter (blau)

Ein Sinusfilter wirkt im Prinzip wie das du/dt -Filter und ist ebenfalls nach dem Schaltbild aus Abbildung 3.2 (schwarz) aufgebaut. Der Unterschied besteht in der Auslegung der Eckfrequenz des Filters, welche zirka um Faktor 2,5 kleiner als die Schaltfrequenz des Umrichters ist [14]. Dadurch vergrößern sich zwar die Bauteile (L und C) im Filter, jedoch entsteht eine bessere Filterwirkung gegenüber dem genannten du/dt -Filter. Hochfrequente Anteile der Schaltfrequenz verschwinden dadurch fast vollständig. Nachteil dieser Filter besteht in zusätzlichem Platzbedarf, Masse und höheren Kosten. Ein weiterer Nachteil der gezeigten du/dt - bzw. Sinusfilter besteht darin, dass diese Strukturen eine geringe Wirkung gegen Gleichtaktstörungen haben. Um diesen Nachteil entgegenzuwirken, wird die bestehende Struktur mittels einer stromkompensierten Drossel und Kondensatoren gegen Erdpotential erweitert. Diese Filterstruktur ist als EMV-Sinusfilter bekannt und in Abbildung 3.2 am LC-Tiefpass mit Verschaltung der blau markierten EMV-Stufe dargestellt. Die zusätzliche Filterwirkung auf Gleichtaktstörungen reduziert neben der Flankensteilheit der Umrichter Ausgangsspannung auch Lagerströme im Motor. Aufgrund der verringerten Gleichtaktströme senken sich die Anforderungen an das Netzfilter [15].

Abschließend zu motorseitigen Filterlösungen seien Ferritkerne genannt, welche nach gleichem Prinzip einer stromkompensierten Drossel wirken. Dabei wird ein gemeinsamer Ferritkern mit den Phasen U, V und W der Motorleitung stromkompensiert bewickelt [14]. Die Magnetfelder des niederfrequenten Nutzstroms heben sich gegenseitig auf, wohingegen die stromkompensierte Bewicklung für die höherfrequenten Gleichtaktstörungen einen großen magnetischen Widerstand darstellt und diese bedämpft. Eingesetzt zwischen dem Umrichter und Motor reduzieren sie parasitäre Ableitströme sowie Störemissionen auf den Leitungen. Gerade in elektrischen Anlagen mit geringen Platzreserven (für nachträgliche Erweiterungen oder Filterlösungen) sind Ferritkerne eine hilfreiche Maßnahme, da diese direkt in der Motorleitung verbaut werden können.

Netzseitige Filterlösungen, passiv

Wegen der schaltenden Arbeitsweise des Motor- und Einspeiseumrichters entstehen auf der Netzseite leitungsgebundene Störaussendungen, sogenannte Netzzrückwirkungen. Um benachbarte Systeme vor diesen Störaussendungen zu schützen, begrenzen Normen die maximal zulässigen Störpegel. Eine der wichtigsten Richtlinien ist die DIN EN 61800-3, welche die EMV-Anforderungen eines drehzahlveränderbaren elektrischen Antriebs regelt [10]. Zudem begrenzt die DIN EN 61000-3-2 die Grenzwerte für Oberschwingungsströme bei einem Gerätestrom von maximal 16 A pro Phase [9]. Neben bindenden Normen gibt es zahlreiche Standards, wie beispielsweise IEEE Std. 519, die ebenfalls Grenzwerte für Harmonische in verschiedenen Anwendungsfällen definieren [28].

Netzfilter werden zwischen dem Netzanschlusspunkt und dem Einspeiseumrichter eingesetzt, um Gegentakt- und Gleichtaktstörungen zu unterdrücken. Eine in der Praxis übliche Filterstruktur ist in Abbildung 3.3 dargestellt. Hier werden stromkompensierte Induktivitäten und Y-Kapazitäten¹ zu einem breitbandigen Tiefpassfilter kombiniert, welches gegen Gleichtaktstörungen wirkt [14]. Weiterhin bedämpft der Einsatz von X-Kondensatoren² Störungen im Gegentaktsystem. Beide Pfade können mit zusätzlichen Dämpfungsgliedern in Form von Widerständen erweitert werden.

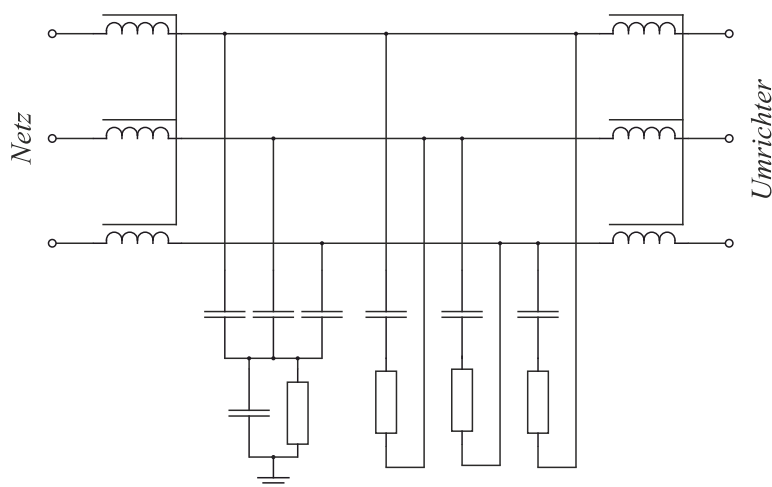


Abb. 3.3.: Schaltbild eines Netzfilters für die Dämpfung von Gleich- und Gegentakstörungen

Da passive Filter immer mit zusätzlichem Platzbedarf und Materialkosten einhergehen, steht bei Filterherstellern stets die volumen- und kostenreduzierte Weiterentwicklung bei gleicher Filterwirkung im Fokus. So beschreibt die Patentschrift [8] eine Kombination aus Kommutierungs- und Gleichtaktdrossel. Es werden drei Schenkel eines Vierschenkelkerns als „normale“ Drossel bewickelt. Der Gleichtaktstrom erzeugt einen magnetischen Fluss im Kern. Auf dem vierten Schenkel ist eine weitere Wicklung aufgebracht, welche mit einem Dämpfungsglied verbunden ist. Der transformatorisch eingekoppelte Störstrom im Gleichtakt wird so in den Dämpfungspfad des vierten Schenkels eingekoppelt und dort gedämpft.

Netzseitige Filterlösungen, aktiv

Mit aktiven Filtern (AF) besteht eine weitere Möglichkeit, Gleichtaktstörungen zu reduzieren. Diese kommen vor allem im kleinen bis mittleren Leistungsbereich zum Einsatz [59]. Ein aktives Filter besteht aus leistungselektronischen Komponenten und wird in der Regel

¹Y: Kondensator zwischen einer Phase und Bezugsmasse (Erde)

²X: Kondensator zwischen zwei Phasen

als Reihen- oder Parallelschaltung zwischen Netz und der nichtlinearen Last verschaltet [13]. Abbildung 3.4a zeigt die Reihenschaltung des aktiven Filters. Der Anschluss ist mittels einer Spannungseinkopplung über eine Transformatorwicklung realisiert, wodurch das Filter eine direkte Beeinflussung des Netzstroms bewirkt. Im Bild 3.4b wirkt das Filter als Stromquelle. Durch den parallelen Anschluss zur Last können durch eine gezielte Stromeinprägung Netz-überschwingungen eliminiert werden. Ein Nachteil der Reihenschaltung besteht vor allem in der aufwändigeren Installation eines Transformators im Hauptstromkreis (Bauraum, Kosten). In den meisten Fällen besitzt ein aktives Filter keine eigene Gleichspannungsversorgung. Der Zwischenkreiskondensator C_{dc} wird üblicherweise durch die Oberschwingungsströme geladen [13].

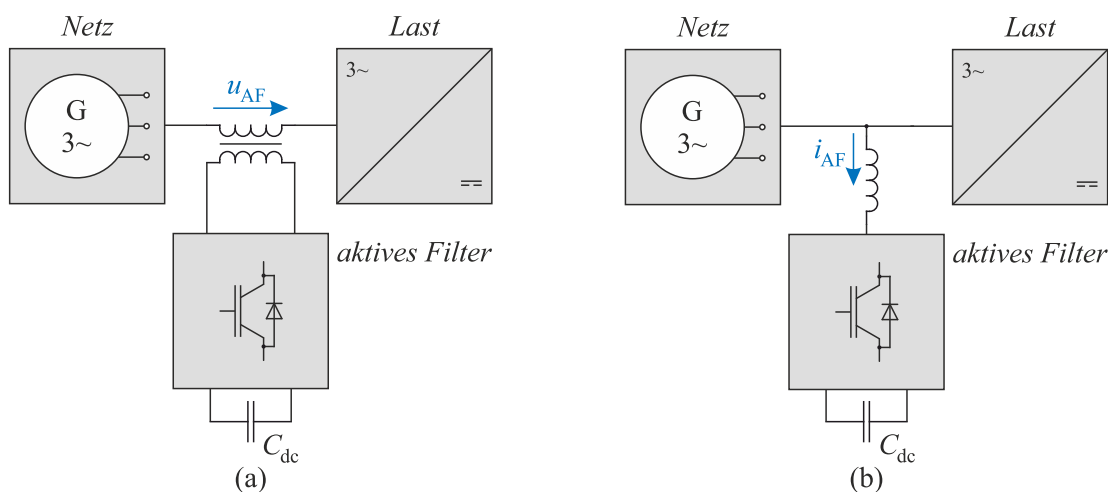


Abb. 3.4.: Grundschaltung eines aktiven Filters in a) Reihen- und b) Parallelschaltung

Trotz der immer noch notwendigen passiven Bauteile sind aktive gegenüber passiven Filtern vorteilhaft im Bezug auf die Masse und Baugröße. Demgegenüber stehen auch Nachteile, wie z. B. die höhere Komplexität aktiver Topologien und deren gegebenenfalls schlechtere Robustheit und Zuverlässigkeit. Das Anwendungsgebiet eines aktiven Filters bezieht sich auf die Oberschwingungs- bzw. Blindleistungskompensation. D. h. Probleme von Gleichtaktstörungen werden mithilfe eines aktiven Filters nicht begrenzt. Netzresonanzen bestehen unabhängig vom Filter und könnten damit nicht beeinflusst werden. Jedoch kann eine Anregung der Umrichter vermieden werden [37]. Für eine detaillierte Betrachtung von aktiven Filterlösungen sei auf die Arbeiten [3, 17, 43, 44, 59, 65] und [66] verwiesen.

DC-Zwischenkreisfilter

Die Arbeiten [21, 27] und [80] behandeln ein Gleichtaktfilter im DC-Zwischenkreis des Umrichters. Es besteht aus einer Gleichtaktrossel L_{cm} und einem RC-Glied gegen Erde, um so Überspannungen im elektrischen Antrieb zu vermeiden.

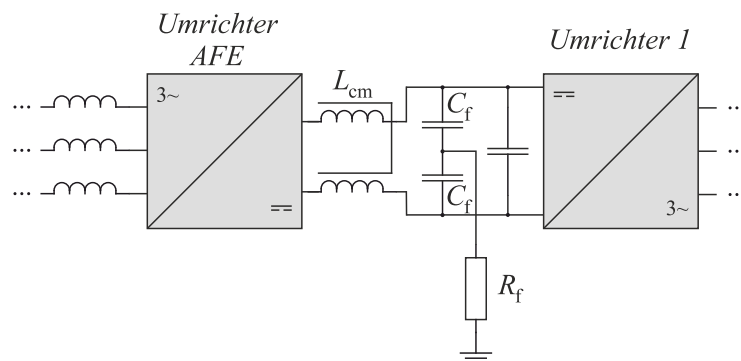


Abb. 3.5.: Schaltbild eines DC-Zwischenkreisfilters, bestehend aus L_{cm} , C_f und R_f

Die Kapazität C_f teilt sich auf die Plus- und Minusschiene des Zwischenkreises auf, wobei der so entstehende Mittelpunkt über dem Dämpfungswiderstand R_f an Erdpotential angebunden ist. Ziel dieser Filterschaltung ist es, durch Einbringung der Gleichtaktinduktivität L_{cm} die Gesamtinduktivität des Systems so zu erhöhen, dass die Resonanzfrequenz kleiner wird und unterhalb der Anregung durch die Harmonischen der Umrichter liegt. Des Weiteren wird durch die Gleichtaktrossel sowie die Erdanbindung über R_f das Gleichtaktsystem motor- und netzseitig entkoppelt. Der Umrichter AFE regt somit „nur noch“ das netzseitige bzw. Umrichter 1 das motorseitige Teilsystem an. Mithilfe des RC-Glieds wird zusätzliche Dämpfung im System eingebracht, wodurch die Spannung an den Motorwicklungen deutlich unter kritische Werte von $1,56 \text{ kV}^3$ bzw. $2,15 \text{ kV}^4$ gehalten werden kann.

Zwischenfazit

Die vorgestellten passiven Filtermethoden sind in der Praxis weit verbreitet und überzeugen durch einfache Umsetzbarkeit auf der Netz- bzw. Motorseite. Des Weiteren sind sie netzseitig unverzichtbar, um Grenzwerte der Störpegel nach Norm einzuhalten. Zusätzlich kann die Lebensdauer des elektrischen Antriebs erhöht werden, wenn zwischen motorseitigem Umrichter und elektrischer Maschine du/dt - bzw. Sinusfilter vorgesehen sind. So lassen sich Spannungsüberhöhungen reduzieren. Nachteile der passiven Filterlösung bestehen in zusätzlichem

³für Motoren bis zu $U_N = 500 \text{ V}$

⁴für Motoren bis zu $U_N = 690 \text{ V}$, siehe DIN VDE 0530-25 [11]

Platzbedarf, Materialeinsatz und Kostenaufwand. Zudem muss die Abhilfemaßnahme individuell auf jedes System angepasst werden. Ändern sich Systemparameter (z. B. Austausch, Erweiterung des elektrischen Antriebs), so verschieben sich Resonanzfrequenzen, auf die die eingesetzten Filter möglicherweise nicht mehr reagieren können. In solchen Fällen bedarf es einer neuen Filterauslegung, was zusätzliche Entwicklungsaufwendungen und Kosten für ein neues Filtersystem nach sich ziehen. Einer der Vorteile von aktiven Filterlösungen besteht darin, dass durch den Einsatz schaltender Bauteile (Leistungshalbleiter) notwendige passive Filterkomponenten kleiner dimensioniert werden können. Dem steht der Nachteil gegenüber, dass diese Topologien zur Oberschwingungskompensation eingesetzt werden und daher keine Wirkung im Gleichtaktsystem haben. Filterlösungen im DC-Zwischenkreis trennen das Antriebssystem in motor- und netzseitige Teilsysteme auf. Mit dieser Maßnahme regen die Umrichter nur noch das Teilsystem an, in welchem diese direkt verbaut sind.

3.2. Modifizierte Steuerverfahren

In der Literatur finden sich viele Quellen, die auf eine Modifikation von Steuersätzen für Umrichter eingehen. Ziel ist hierbei, die Gleichtaktspannung u_γ der Spannungsraumzeiger gezielt zu nutzen. Die Mehrheit solcher Verfahren setzt als Basis eine raumzeigerbasierte Pulsweitenmodulation ein.

Gleichtaktspannung der Spannungsraumzeiger

Kapitel 2.1 zeigt mit Tabelle 2.1 bereits die acht diskreten Spannungsraumzeiger eines Zwei-Level-Umrichters und die Transformation in das $\alpha\beta\gamma$ -Koordinatensystem. Zur Verdeutlichung der Gleichtaktspannung u_γ aller Spannungsraumzeiger sind diese in Abbildung 3.6 gezeigt. Betrachtet man zusätzlich zur α - und β -Komponente (u_α, u_β) die γ -Komponente, so entsteht ein Parallelepiped, welches auf dem Spannungsraumzeiger \vec{RZ}_0 aufgestellt ist. In der $\alpha\beta$ -Ebene findet sich die bekannte Darstellung der Spannungsraumzeiger als Projektion wieder und dient der Orientierung.

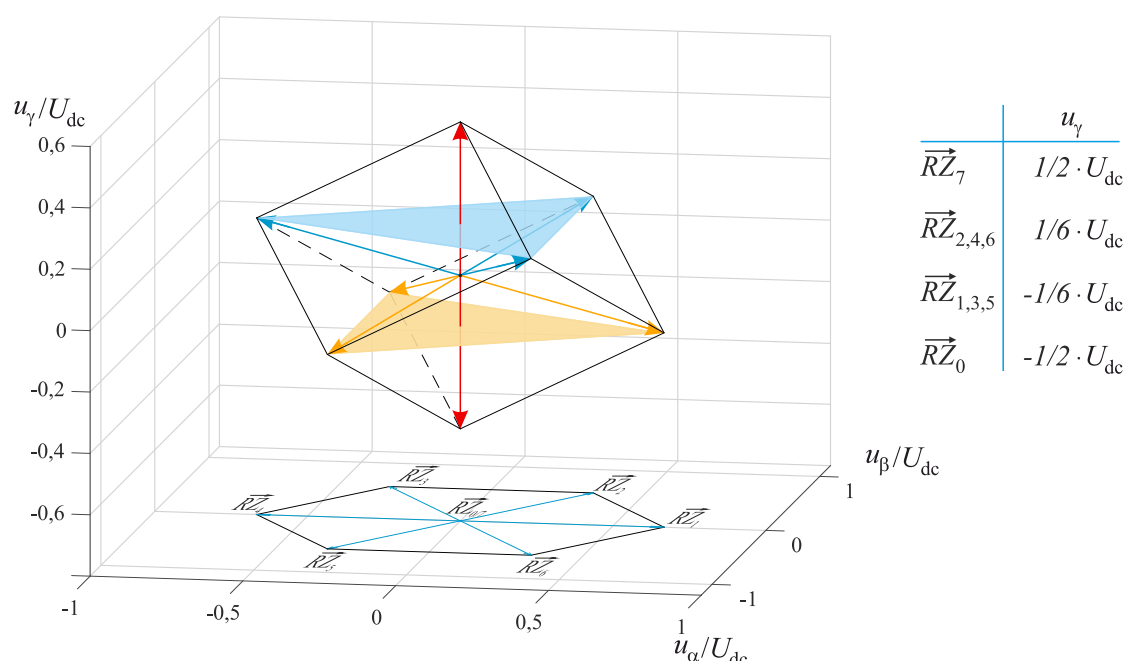


Abb. 3.6.: Darstellung der acht Spannungsraumzeiger nach $\alpha\beta\gamma$ -Transformation als Parallelepiped

Die Abbildung zeigt, dass die sechs aktiven Spannungsraumzeiger in zwei Gruppen eingeteilt werden können. Ungerade Spannungsraumzeiger ($\vec{RZ}_{1,3,5}$) haben eine negative γ -Komponente, welche durch die gelbe Fläche dargestellt ist. Gerade Spannungsraumzeiger ($\vec{RZ}_{2,4,6}$) haben eine positive γ -Komponente, gezeigt durch die blaue Fläche. Zusätzlich wird deutlich, dass die beiden Nullspannungszeiger den größten Betrag der Gleichtaktspannung aufweisen. Um nun die Anregung der Gleichtaktspannung aufgrund des Schaltens von Spannungsraumzeigern zu beeinflussen, greifen modifizierte Steuerverfahren gezielt auf das Pulsmuster des Umrichters ein.

Reduktion durch Verzicht auf Nullspannungszeiger

Die Arbeiten [7, 20, 32, 33] und [35] stellen Verfahren vor, welche eine Reduzierung der Gleichtaktspannung durch einen Verzicht auf Nullspannungszeiger erreichen. Bei den AZS-PWM-Verfahren (Active Zero State - PWM) wird das Niveau eines Nullspannungszeigers durch Schalten zweier gegenüberliegender aktiver Spannungsraumzeiger nachgebildet. Diese Methode wurde erstmals in [48] erwähnt. In Abbildung 3.7 ist der Verlauf der Gleichtaktspannung über eine Pulsperiode einer raumzeigerbasierten PWM und einem AZS-PWM-Verfahren im Sektor I gezeigt. Im oberen Teil der Grafik sind hierfür die zugehörigen Spannungsraumzeiger dargestellt. Die Gleichtaktspannung nimmt im Fall der SV-PWM auf-

grund des Schaltens aller Spannungsraumzeiger Werte von $\pm 1/6 U_{dc}$ sowie $\pm 1/2 U_{dc}$ an. Durch Weglassen der Nullspannungszeiger (AZS-PWM) reduziert sich die Gleichtaktspannung auf $\pm 1/6 U_{dc}$. Die Nachteile bei diesen Verfahren liegen zum einen in einer höheren Schaltfrequenz⁵ [52], und zum anderen entsteht ein größerer Verzerrungsstrom im Nutzsignal [13].

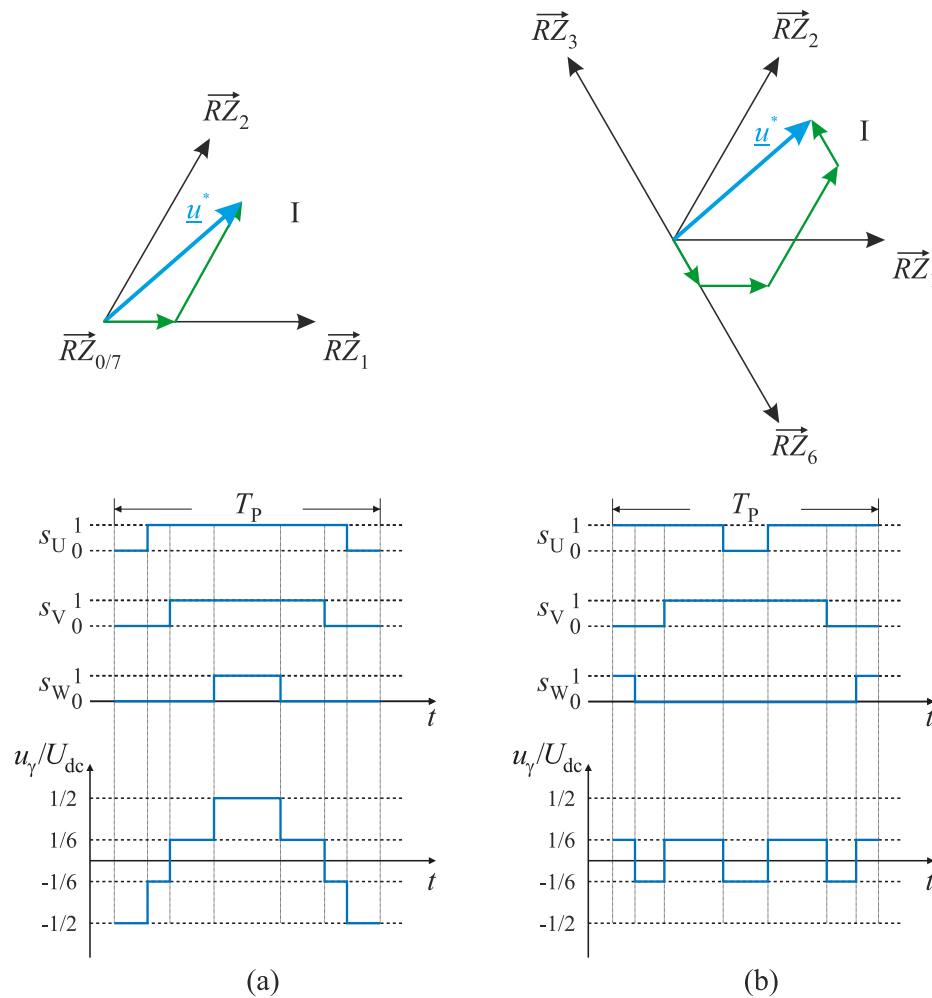


Abb. 3.7.: Gleichtaktspannung einer a) SV-PWM und b) AZS-PWM über eine Pulsperiode

Bei höherem Modulationsgrad ($m_a > 2/3$) kann die Referenzspannung \underline{u}^* durch Schalten der drei benachbarten aktiven Spannungsraumzeiger nachgebildet werden. Mit dem NS-PWM-Verfahren (Near-State - PWM) ist eine Reduktion der Gleichtaktspannung auf $\pm 1/6 U_{dc}$ möglich [73]. In Abbildung 3.8a ist zum einen in blau der Arbeitsbereich der NS-PWM gezeigt. Zum anderen ist die Einteilung der Sektoren dargestellt. Im Vergleich zur

⁵aufgrund zusätzlicher Schalthandlungen beim Sektorwechsel

SV-PWM sind die 60° -Sektoren so verschoben, dass die aktiven Spannungsraumzeiger jeweils mittig in diesen liegen. Beispielsweise ist der Bereich von 30° bis 90° als Sektor II definiert, in welchem die Spannungsraumzeiger \vec{RZ}_1 , \vec{RZ}_2 und \vec{RZ}_3 die Referenzspannung \underline{u}^* nachbilden, siehe Abbildung 3.8b.

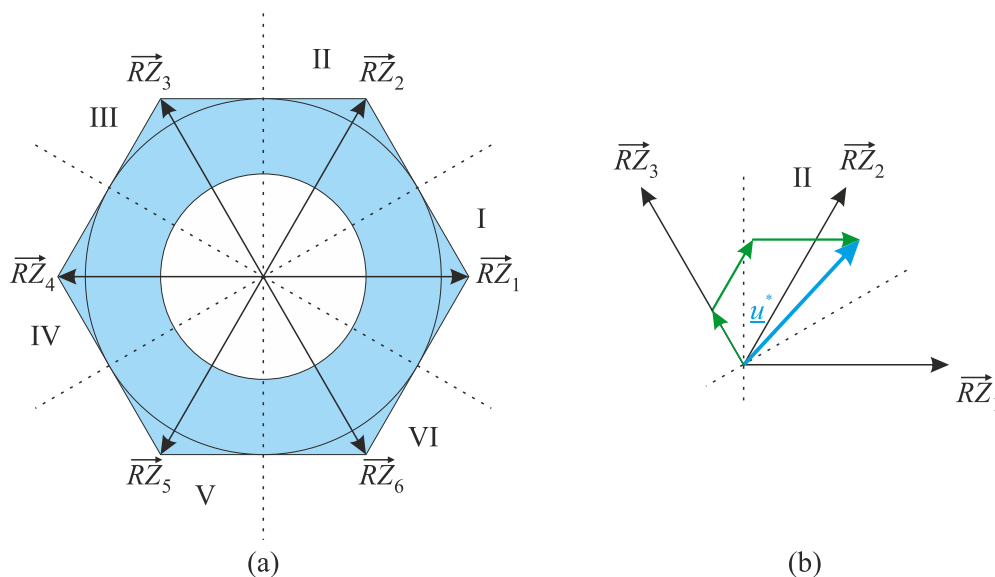


Abb. 3.8.: a) Sektoreinteilung der NS-PWM mit b) Spannungsraumzeiger des Sektors II

Reduktion durch Verwendung gerader/ungerader Spannungsraumzeiger

Eine weitere Möglichkeit der Reduzierung der Gleichtaktspannung besteht darin, nur Spannungsraumzeiger mit gleicher γ -Komponente zu verwenden. Das Verfahren wird als RCMV-PWM-Verfahren (Reduced Common-Mode Voltage - PWM) bezeichnet und ist in [5] und [6] beschrieben. Die Methode reduziert die Gleichtaktspannung zum einen durch Weglassen der Nullspannungszeiger. Zum anderen wird die Gleichtaktspannung über einen 60° Sektor konstant gehalten. Dies ist möglich, da während eines Sektors nur gerade bzw. nur ungerade Spannungsraumzeiger geschaltet werden. Auch hier sind die Sektoren wie beim NS-PWM-Verfahren im Vergleich zur SV-PWM um 30° verschoben. Für ungerade Sektoren (I, III, V) werden die ungeraden Spannungsraumzeiger ($\vec{RZ}_{1,3,5}$) verwendet, siehe Abbildung 3.9a. Analog dazu gilt die Verwendung von geraden Spannungsraumzeigern ($\vec{RZ}_{2,4,6}$) in den geradzahligen Sektoren II, IV und VI, siehe Abbildung 3.9b.

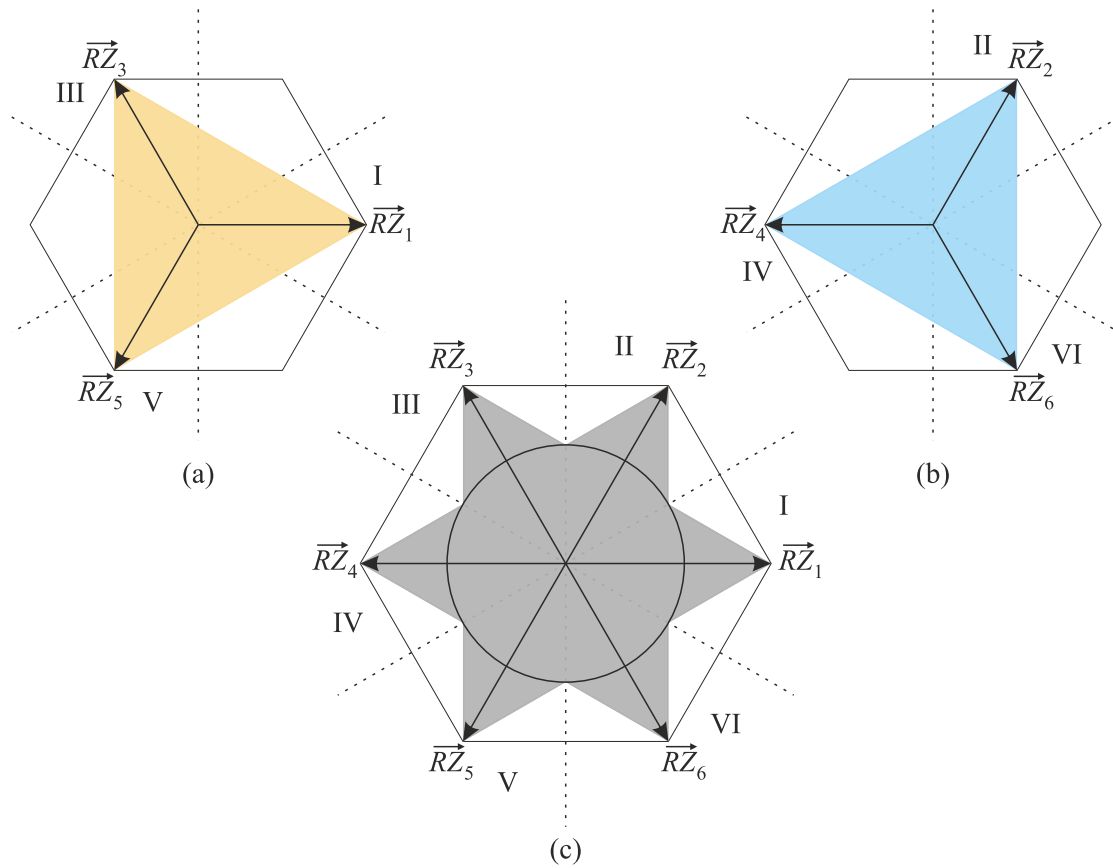


Abb. 3.9.: Sektoren des RCMV-PWM-Verfahrens mit a) ungerader, b) gerader Schaltgruppe und c) dessen Arbeitsbereich

Ein Nachteil besteht darin, dass der Modulationsgrad auf maximal $m_a = 0,770$ begrenzt ist, siehe innen liegender Kreis in Abbildung 3.9c [13, 34, 87]. Des Weiteren entstehen Doppelumschaltungen in der Schaltgruppe, was zu höheren Schaltverlusten führt. So muss zum Beispiel bei einem Raumzeigerwechsel von \vec{RZ}_1 auf \vec{RZ}_3 die Halbbrücke für Phase U und V umgeschaltet werden, siehe hierzu Tabelle 3.1.

| | s_U | s_V | s_W | | s_U | s_V | s_W |
|--------------|-------|-------|-------|--------------|-------|-------|-------|
| \vec{RZ}_1 | 1 | 0 | 0 | \vec{RZ}_2 | 1 | 1 | 0 |
| \vec{RZ}_3 | 0 | 1 | 0 | \vec{RZ}_4 | 0 | 1 | 1 |
| \vec{RZ}_5 | 0 | 0 | 1 | \vec{RZ}_6 | 1 | 0 | 1 |

Tab. 3.1.: Spannungsraumzeiger mit zugehörigen Schaltzuständen

Zwischenfazit

Dem Vorteil der Reduzierung der Gleichtaktspannung durch modifizierte Steuerverfahren stehen erhebliche Nachteile gegenüber. So ist eine höhere Schaltfrequenz aufgrund des Sektorwechsels beim AZS-PWM-Verfahren oder wegen Doppelumschaltungen eines RCMV-PWM-Verfahrens zwar eine vertretbare Kompromisslösung, jedoch ist die Einschränkung des Modulationsgrads vor allem bei Motoranwendungen kaum akzeptabel. In Folge des eingeschränkten Aussteuerbereichs entstanden weitere Modifikationen z. B. SIP-Verfahren (Sequentielle Impulsplatzierung), welche die Vorteile einer AZS-PWM und der RCMV-PWM kombinieren. Mit solchen Verfahren können sowohl die Amplitude der Gleichtaktspannung als auch die Anzahl an Spannungsflanken im Vergleich mit klassischen PWM-Verfahren über den gesamten Aussteuerbereich gesenkt werden [25, 87]. Des Weiteren können mehrere parallel laufende Modulationsverfahren in der Steuereinheit des Umrichters implementiert werden. Es lässt sich zum einen der komplette Arbeitsbereich des Umrichters abdecken. Zum anderen kann so das optimale Steuerverfahren abhängig vom Anwendungsfall und unterschiedlichen Betriebspunkten ausgewählt werden. Durch so ein Vorgehen entsteht jedoch ein Mehraufwand für die Entwicklung geeigneter Steuersätze, eine erhöhte Ressourcenauslastung in der Steuereinheit des Umrichters, sowie in der Bewertung von anwendbaren Umschaltkriterien, wann welches Steuerverfahren zum Einsatz kommt. Eine andere Möglichkeit der Reduzierung von Gleichtaktspannungen besteht in der Verwendung von Flat-Top-Verfahren. Bei solchen Verfahren wird über einen Bereich von 60° der Grundschwingung nur einer der beiden Nullspannungszeiger geschaltet. Solche Modulationsverfahren haben eine geringe Anregung im Gleichtaktsystem [80, 82].

3.3. Systemanpassung

Durch Änderung von Systemparametern kann ebenfalls Einfluss auf Probleme der Gleichtaktstörung genommen werden. Hierzu ist es hilfreich, die einzelnen Komponenten im System genauer zu betrachten.

Schaltfrequenz des Umrichters

Die Änderung der Schaltfrequenz des Umrichters stellt eine einfache Möglichkeit dar, um das Aufschwingen der Spannung am Motoranschluss zu vermeiden. In der Praxis treten dann gegebenenfalls andere Probleme auf. Zum einen ist die Resonanzfrequenz eines Systems meist unbekannt und kann sich während der Betriebszeit einer Anlage ändern. Das kann bei einem Anlagenumbau, z. B. durch Austausch einer elektrischen Maschine oder Erweiterung um

einen Antrieb, auftreten. Zum anderen ergibt sich oft eine feste Schaltfrequenz aus vorgegebenen Randbedingungen, wie Schaltverluste oder Stromwelligkeit [80]. Zudem sind eingesetzte Netzfilter oder Sinusfilter auf die Schaltfrequenz des Umrichters abgestimmt, welche bei Änderung der Schaltfrequenz gegebenenfalls ersetzt werden müssen. Wird dennoch die Schaltfrequenz erhöht, um so die Anregung zu vermeiden, so erhöhen sich damit die Schaltverluste im Umrichter. Zudem wird die Wicklungsisololation des Motors stärker belastet. Wird die Schaltfrequenz reduziert, so entstehen höhere Verluste in der elektrischen Maschine [23].

Topologie des Umrichters - Multi-Level

Im Absatz 2.1 ist die Anregung des parasitären Resonanzschwingkreises durch die Schaltpulse des Umrichters erläutert. Im Industriesektor sind bis auf wenige Spezialanwendungen (z. B. Photovoltaik) Umrichter mit Zwei-Level-Topologie üblich, welche eine anregende Spannung im Gleichtaktsystem von $\Delta u_\gamma = \pm 1/3 U_{dc}$ besitzt. Durch Änderung der Topologie hin zu Multi-Level-Systemen wird zum einen die Ausgangsspannung $u_{\{U,V,W\},M}$ des Umrichters abhängig von der Levelzahl n stufenförmig abgebildet, siehe Abbildung 3.10. Hierbei reduziert sich die Differenz zwischen zwei Stufen zu

$$\Delta u_{\{U,V,W\},M} = \frac{1}{n-1} \cdot U_{dc}. \quad (3.1)$$

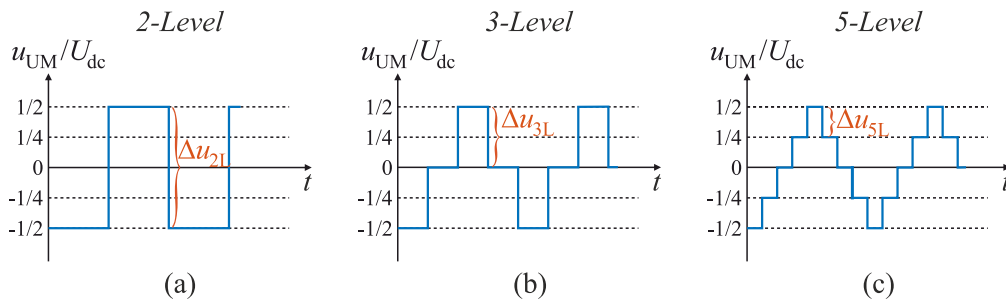


Abb. 3.10.: Ausgangsspannung $u_{U,M}$ des Umrichters einer a) Zwei-, b) Drei- und c) Fünf-Level-Topologie

Zum anderen reduziert sich bei Verwendung von Multi-Level-Umrichtern die anregende Gleichtaktspannung Δu_γ . Hierfür zeigt Tabelle 3.2 alle 27 Spannungsraumzeiger und deren γ -Anteil für eine Drei-Level-Topologie. Die Spannungsraumzeiger \vec{RZ}_1 bis \vec{RZ}_6 spannen das äußere, \vec{RZ}_8 bis \vec{RZ}_{13} das mittlere und \vec{RZ}_{15} bis \vec{RZ}_{26} das innere Sechseck auf, siehe Abbildung 3.11. \vec{RZ}_0 , \vec{RZ}_7 und \vec{RZ}_{14} sind Nullspannungszeiger.

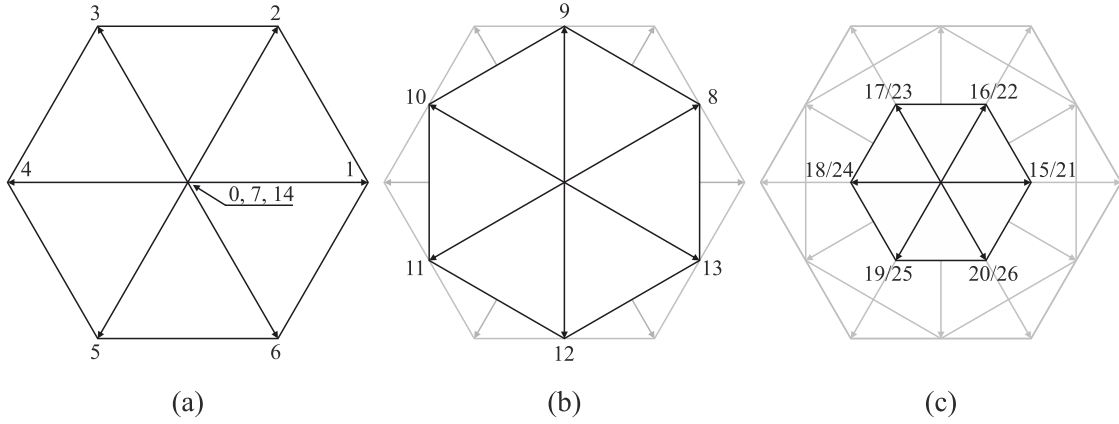


Abb. 3.11.: Spannungsraumzeiger eines Drei-Level-Umrichters, welche das a) äußere, b) mittlere und c) innere Sechseck aufspannen

| | s_U, s_V, s_W | u_γ/U_{dc} | | s_U, s_V, s_W | u_γ/U_{dc} | | s_U, s_V, s_W | u_γ/U_{dc} |
|--------------|-----------------|-------------------|-----------------|-----------------|-------------------|-----------------|-----------------|-------------------|
| \vec{RZ}_0 | 0, 0, 0 | 0 | \vec{RZ}_9 | 0, 1, -1 | 0 | \vec{RZ}_{18} | 0, 1, 1 | 1/3 |
| \vec{RZ}_1 | 1, -1, -1 | -1/6 | \vec{RZ}_{10} | -1, 1, 0 | 0 | \vec{RZ}_{19} | 0, 0, 1 | 1/6 |
| \vec{RZ}_2 | 1, 1, -1 | 1/6 | \vec{RZ}_{11} | -1, 0, 1 | 0 | \vec{RZ}_{20} | 1, 0, 1 | 1/3 |
| \vec{RZ}_3 | -1, 1, -1 | -1/6 | \vec{RZ}_{12} | 0, -1, 1 | 0 | \vec{RZ}_{21} | 0, -1, -1 | -1/3 |
| \vec{RZ}_4 | -1, 1, 1 | 1/6 | \vec{RZ}_{13} | 1, -1, 0 | 0 | \vec{RZ}_{22} | 0, 0, -1 | -1/6 |
| \vec{RZ}_5 | -1, -1, 1 | -1/6 | \vec{RZ}_{14} | -1, -1, -1 | -1/2 | \vec{RZ}_{23} | -1, 0, -1 | -1/3 |
| \vec{RZ}_6 | 1, -1, 1 | 1/6 | \vec{RZ}_{15} | 1, 0, 0 | 1/6 | \vec{RZ}_{24} | -1, 0, 0 | -1/6 |
| \vec{RZ}_7 | 1, 1, 1 | 1/2 | \vec{RZ}_{16} | 1, 1, 0 | 1/3 | \vec{RZ}_{25} | -1, -1, 0 | -1/3 |
| \vec{RZ}_8 | 1, 0, -1 | 0 | \vec{RZ}_{17} | 0, 1, 0 | 1/6 | \vec{RZ}_{26} | 0, -1, 0 | -1/6 |

Tab. 3.2.: Gleichtaktspannungen eines NPC- (Neutral-Point Clamped) Drei-Level-Umrichters, normiert auf U_{dc}

Abhängig von der Lage des Lastspannungszeigers, werden für eine Stromregelung im stationären Betrieb die benachbarten Spannungsraumzeiger verwendet, siehe Abbildung 3.12a. Beispielsweise befindet sich dieser im blau hinterlegten Dreieck, aufgespannt von \vec{RZ}_1 , \vec{RZ}_8 und $\vec{RZ}_{15/21}$, welches in Abbildung 3.12b vergrößert dargestellt ist. Zur Berechnung der anregenden Gleichtaktspannung dient wiederum Gleichung 2.9 ($\Delta u_\gamma = u_{\gamma,(x+1)} - u_{\gamma,x}$). Aufgrund der redundanten Spannungsraumzeiger des inneren Sechsecks und der Auswahl aus drei Nullspannungszeigern ist es möglich, die anregende Gleichtaktspannung immer auf $\Delta u_\gamma = \pm 1/6 U_{dc}$ bei Einsatz einer Drei-Level-Topologie zu begrenzen.

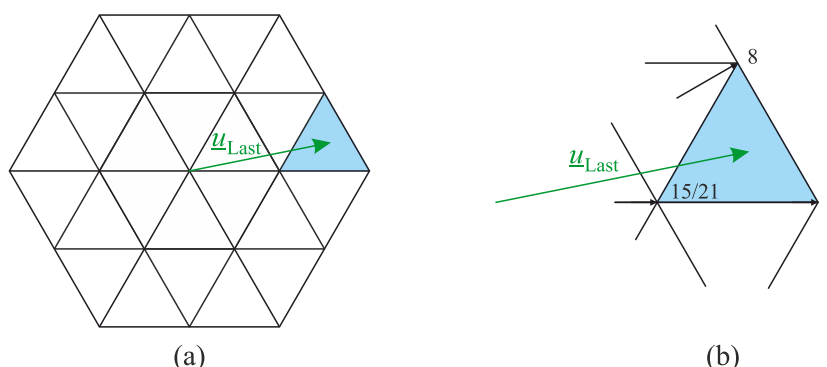


Abb. 3.12.: a) Aktives Spannungsdreieck für eine Stromregelung und b) dessen vergrößerter Bereich

Des Weiteren werden in [26] und [75] nur Spannungsraumzeiger und ein Nullspannungszeiger aus dem mittleren Sechseck (\vec{RZ}_8 bis \vec{RZ}_{13}) verwendet, um die Gleichtaktspannung auf Null zu reduzieren. Eine weitere Reduzierung der anregenden Gleichtaktspannung wird mit Multi-Level-Topologien höherer Levelzahl erreicht. Die Arbeit [36] stellt ein Regelverfahren für eine NPC-Fünf-Level-Topologie vor, welche die Gleichtaktspannung auf $\Delta u_\gamma = \pm 1/12 U_{dc}$ reduziert. Allgemein gilt, dass die anregende Gleichtaktspannung abhängig von der Levelzahl n auf

$$\Delta u_\gamma = \pm \frac{1}{3 \cdot (n - 1)} \cdot U_{dc} \quad (3.2)$$

reduziert wird. Neben den Vorteilen sind zwei Nachteile zu nennen. Bei Umsetzung einer Multi-Level-Topologie erhöht sich die Anzahl der Leistungshalbleiter, was sich in einem höheren Aufwand und höheren Anschaffungskosten auswirkt. Vergleicht man eine Zwei-Level-Halbbrücke mit der einer NPC-Drei-Level-Topologie so erhöht sich die Anzahl der Halbleiter von vier⁶ auf zehn⁷ Elemente [68]. Hinzu kommt ein größerer Aufwand in der Ansteuerlogik [52] und ein aufwändigeres Layout der Steuerplatine.

Topologie des Umrichters - Vierphasen-System

Eine weitere Möglichkeit, die Gleichtaktspannung zu reduzieren, besteht in der Erweiterung der Zweigpaare des Umrichters um eine zusätzliche vierte Phase, siehe hierzu Abbildung 3.13 [19, 29, 48]. Dabei werden die ersten drei Phasen ganz klassisch zur Bereitstellung der Nutzströme verwendet. Der vierte Brückenzweig dient der Reduzierung der Gleichtaktspannung. Die Kapazität C_{cm} in der Abbildung repräsentiert parasitäre Effekte, über welche ein Gleichtaktstrom abfließt.

⁶zwei IGBTs und zwei Freilaufdioden

⁷vier IGBTs, vier Freilaufdioden und zwei Clamping-Dioden

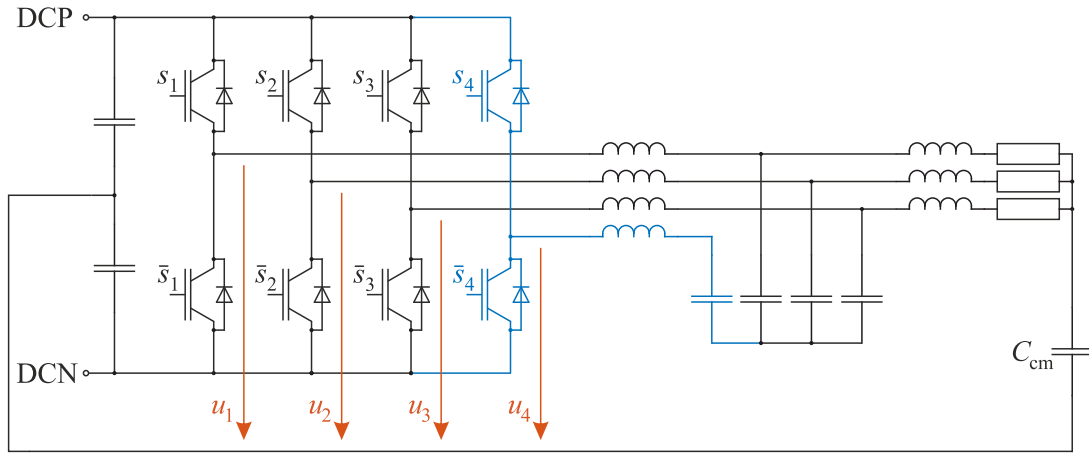


Abb. 3.13.: Vierphasen-Umrichter mit LC-Filter und ohmsch-induktiver Last

Für eine Vermeidung der Gleichtaktspannung muss die Spannung u_4 stets so eingestellt werden, dass die Summe aller Spannungen u_1 bis u_4 gleich Null ist, siehe Gleichung 3.3.

$$u_1 + u_2 + u_3 + u_4 = 0 \quad (3.3)$$

Daraus folgt, dass zu jeder Zeit zwei obere und zwei untere IGBTs des Umrichter eingeschaltet sein müssen. In Abbildung 3.14 sind die Schaltzustände der drei Brückenarme für den Hauptpfad dargestellt. Der geklammerte Zustand beschreibt die vierte Phase, um die Bedingung der Gleichung 3.3 zu erfüllen. So wird bei ungeraden Spannungsraumzeigern ($\vec{RZ}_{1,3,5}$) der obere und bei geraden Spannungsraumzeigern ($\vec{RZ}_{2,4,6}$) der untere IGBT der vierten Phase geschaltet. Für die Vermeidung der Gleichtaktspannung darf kein Nullspannungszeiger geschaltet werden, da dann in den ersten drei Brückenarmen entweder alle oberen oder alle unteren IGBTs des Umrichters eingeschaltet sind. Um dennoch den vollen Arbeitsbereich des Umrichters zu nutzen, kommt bei Verwendung der Topologie eine AZS-PWM zum Einsatz, bei der das Potential eines Nullspannungszeigers durch zwei komplementäre aktive Spannungsraumzeiger erzeugt wird. Bei der vorgestellten Topologie ist am Umrichterausgang ein vierphasiges Filter notwendig, um die zusätzliche Phase mit dem Hauptpfad zu verbinden.

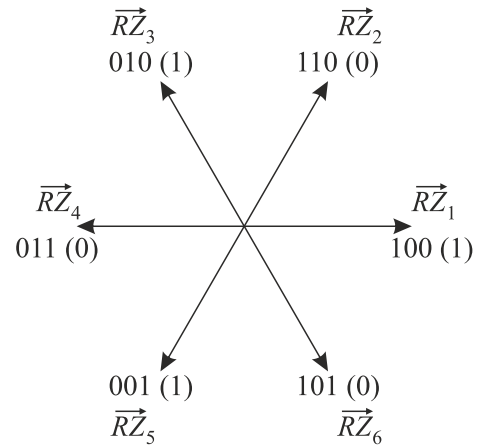


Abb. 3.14.: Schaltzustände des vierphasigen Umrichters

Zwischenkreis

Die Einbringung zusätzlicher passiver Komponenten im Zwischenkreis kann eine Verschiebung des Zwischenkreispotentials vermeiden, siehe Abbildung 3.15. So wird in Patentschrift [58] die Beschaltung zweier in Reihe geschalteter Dioden beschrieben, deren Mittelpunkt auf einen Sternpunktbildner⁸ geführt ist.

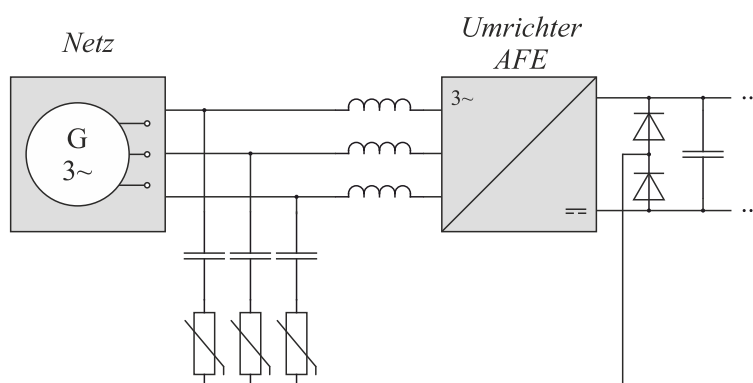


Abb. 3.15.: Grundprinzip zur Begrenzung der Potentialverschiebung im Zwischenkreis

Mit dieser Beschaltung soll die Spannungsbeanspruchung der Wicklungsisolation eines (über langer Motorleitungen) angeschlossenen Motors verringert werden. Zur Spannungsbegrenzung werden Varistoren oder Zener-Dioden eingesetzt, welche in Serie mit den Kondensatoren des Sternpunktbildners verschaltet sind. Der Vorteil dieser Methode besteht darin, dass keine Verbindung zur Erde notwendig ist, wodurch die Vorrichtung für IT- und TT-Netze⁹ geeignet ist.

Motorleitung

Die parasitäre Kapazität einer Motorleitung steigt proportional mit deren Leitungslänge. Daher haben langen Motorzuleitungen in elektrischen Antriebssystemen einen großen Einfluss auf die Gleichtaktstörung. Um dem entgegenzuwirken, können anstelle geschirmter Motorleitungen auch Leitungen ohne Schirm verwendet werden. So reduziert sich die parasitäre Kapazität, und die Frequenz der Gleichtaktstörung wird in einen höheren Bereich verschoben. Durch diese Maßnahme folgt jedoch ein größerer EMV-Aufwand. Hier ist darauf zu achten, dass Steuer- und Leistungsleitungen räumlich getrennt verlegt werden.

⁸bestehend aus drei Kondensatoren, je von einer Phase zum gemeinsamen Sternpunkt

⁹Netzart. IT: frz.: *Isolé Terre*, TT: frz.: *Terre Terre*

Elektrische Maschine

Die Probleme der Gleichtaktstörungen bestehen zum einen in der motorseitigen Spannungsüberhöhung an der Wicklungsisololation und zum anderen in der Belastung der Lager durch Lagerspannungen und Lagerströme. Durch Spannungsüberhöhungen entstehen Teilentladungen im Isolationssystem der Motorwicklungen, die diese langfristig zerstören, was zu einem vorzeitigen Ausfall des Antriebssystems führt. Eine Verbesserung der Isolation kann hier Abhilfe schaffen [80]. Ein Nachteil besteht dann in der verringerten Nutfüllung und Motorleistung verglichen mit einem Motor gleicher Baugröße. Eine weitere Möglichkeit der Vermeidung der Spannungsreflexion am Motoranschluss besteht darin, die Maschinenimpedanz an die Impedanz der Motorzuleitung anzupassen, siehe Abbildung 3.16. Hier besteht der Nachteil in der speziellen Auslegung für eine konkrete Anwendung [23].

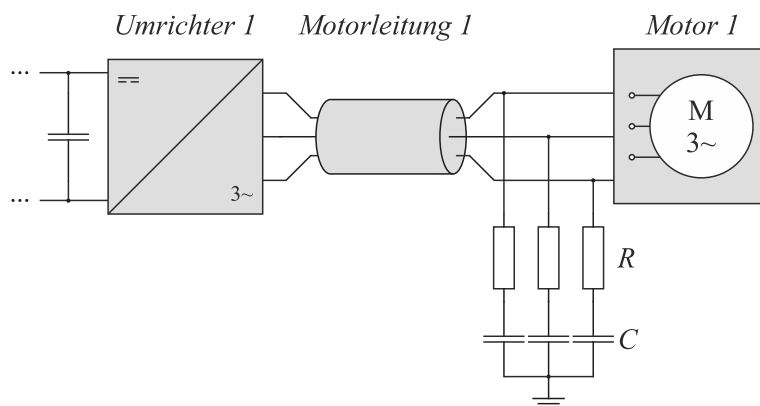


Abb. 3.16.: Anpassung der Leitungsimpedanz an die Motorimpedanz

Um Spannungsüberhöhungen am Motorsternpunkt zu vermeiden, erläutert die Patentschrift [50] das Vorgehen, wie eine Impedanz am Sternpunkt der Maschine gegen Erdpotential zu verschalten ist. Die Impedanz besteht aus einem ohmschen Widerstand in Serienschaltung mit einer Kapazität. Um Lagerströme in der Maschine zu reduzieren, können isolierte Keramikwälzlager verwendet werden [23, 72]. Nachteil neben den hohen Kosten ist, dass für hochfrequente Lagerströme solche Wälzlager wie eine zusätzliche parasitäre Kapazität wirken [52]. Um die Wellenspannung in der Maschine zu eliminieren, kann durch Erdungsbürsten die Motorwelle auf Erdpotential geführt werden. Solche Anwendungen sind jedoch durch das Schleifringssystem wartungsintensiv [23, 52, 72]. Lagerströme lassen sich in du/dt -, EDM¹⁰- und Zirkularströme sowie in Rotorerdströme einteilen, die unterschiedliche Entstehungsmechanismen haben. In der Literatur gibt es eine Vielzahl wissenschaftlicher Arbeiten,

¹⁰Electric Discharge Machining

welche die Entstehung der Lagerströme und passende Abhilfemaßnahmen beschreiben. An dieser Stelle sei auf die Arbeiten [1, 41, 42, 52, 70, 72] und [80] verwiesen.

3.4. Zusammenfassung

Nach heutigem Stand der Technik findet sich eine Vielzahl unterschiedlicher Möglichkeiten, die Probleme von Gleichtaktstörungen zu bekämpfen. Das Kapitel stellt einen Auszug der gängigsten Methoden zu deren Reduzierung vor. Weit verbreitet sind motorseitige passive Filterlösungen, welche die Flankensteilheit der Umrichterausgangsspannung reduzieren. Netzseitige passive Filter finden Verwendung, um Harmonische nach aktuellen Normgrenzwerten einzuhalten. Hier werden standardmäßig LCL-Topologien eingesetzt, deren Querspfad (Kondensator-Pfad) den Gleichtaktstrom abführt. Die Nachteile der Filterlösungen bestehen in zusätzlichen Kosten, Masse, Verlusten und Bauraum. Das Volumen steigt proportional zur Leistung und umgekehrt proportional zur Grenzfrequenz des Filters. Daraus folgt, dass Filterlösungen für hohe Leistungen groß und kostenintensiv ausfallen.

Des Weiteren reduzieren Multi-Level-Topologien und modifizierte Steuerverfahren die Anregungen durch den Umrichter. Bei diesen Verfahren werden gezielt Spannungsraumzeiger mit Blick auf deren γ -Anteil geschaltet. Hier besteht der Nachteil in der Begrenzung des Modulationsgrads. Zusätzlich ergibt sich ein erheblicher Mehraufwand bezüglich der Hardwareumsetzung von Multi-Level-Topologien in Form von Kosten für weitere aktive Komponenten und in Form einer Steigerung der Komplexität der Ansteuerverfahren für diese Topologien.

Bei Betrachtung des gesamten Antriebssystems ergeben sich weitere Abhilfemaßnahmen für Gleichtaktstörungen. In der Literatur existieren viele wissenschaftliche Arbeiten, welche sich mit der Verbesserung der elektrischen Maschine befassen. Hauptsächlich setzen die Autoren auf verbesserte Isolationssysteme der Motorwicklung, Keramiklager und Wellenerdungen. Ein Nachteil des Isolationssystems für höhere Durchschlagsspannungen besteht in der Auswahl einer größeren Bauform des Motors bei gleichbleibender Leistung. Keramiklager sind kostenträchtig und Wellenerdungen wartungsintensiv.

4. Analyse der Gleichtaktpfade

Gleichtaktstörungen entstehen durch die Anregung parasitärer Schwingkreise. Diese werden aufgrund der parasitären Impedanzen jeder einzelnen Komponente und den systembedingten Impedanzen im Antriebssystem gebildet. Durch die Analyse dieser Impedanzen im Gleichtakt- und Gegentaktssystem ist es möglich, dominante und damit gegebenenfalls kritische Resonanzfrequenzen und Gleichtaktpfade im kompletten Antriebssystem zu erfassen.

Durch das nachfolgend vorgestellte Vorgehen können sowohl bei bestehenden Anlagen als auch in der Entwicklungsphase neuer Systeme eine Aussage über kritische Pfade getroffen und die Erkenntnisse während des Entwicklungsprozesses berücksichtigt werden. Dabei gliedert sich das Vorgehen in vier Schritte:

1. Vereinfachung des komplexen Schaltbildes des Drehstrom-Antriebssystems zu einem einphasigen **Ersatzschaltbild für das Gleichtaktssystem**
2. Bestimmung der **frequenzabhängigen Impedanz jeder Einzelkomponente** des Antriebssystems im Gleichtakt und Gegentakt durch Messung, Modellierung oder über Herstellerangaben
3. Berechnung und Auswertung der **Ersatzimpedanz des Gesamtsystems** im einphasigen Gleichtakt-Ersatzschaltbild
4. Analyse von **frequenzselektiven Gleichtaktpfaden**

Ein Beispielsystem - bestehend aus einem Drehstromnetz, einer Zuleitung, Netzfilter, netz- und motorseitigem Umrichter, Motorleitung und einer elektrischen Maschine - dient der Veranschaulichung der Methodik und ist als Laborprüfstand aufgebaut. Somit lassen sich die theoretischen Überlegungen mit konkreten Messdaten an einem realistischen Antrieb vergleichen.

4.1. Einphasiges Ersatzschaltbild

Im ersten Schritt gilt es, das komplexe Schaltbild eines Antriebssystems zu vereinfachen. Das Blockschaltbild aus Abbildung 4.1 zeigt ein typisches elektrisches Antriebssystem am

4. Analyse der Gleichtaktpfade

Netz. Die Asynchronmaschine (Leistung: 5,5 kW) ist mittels geschirmter 500 m langer Motorleitung am motorseitigen „Umrichter 1“ angeschlossen. Dessen Zwischenkreis wird aus dem „Umrichter AFE“ gespeist, welcher wiederum über ein einfaches L-Filter¹ am Netz angeschlossen ist. Die Induktivität des Filters beträgt 1,2 mH. Die konzentrierten parasitären Impedanzen beschränken sich in der Abbildung aus Gründen der besseren Übersicht auf die Gleichtaktimpedanzen \underline{Z}_{cm} jeder Komponente gegen Erde.

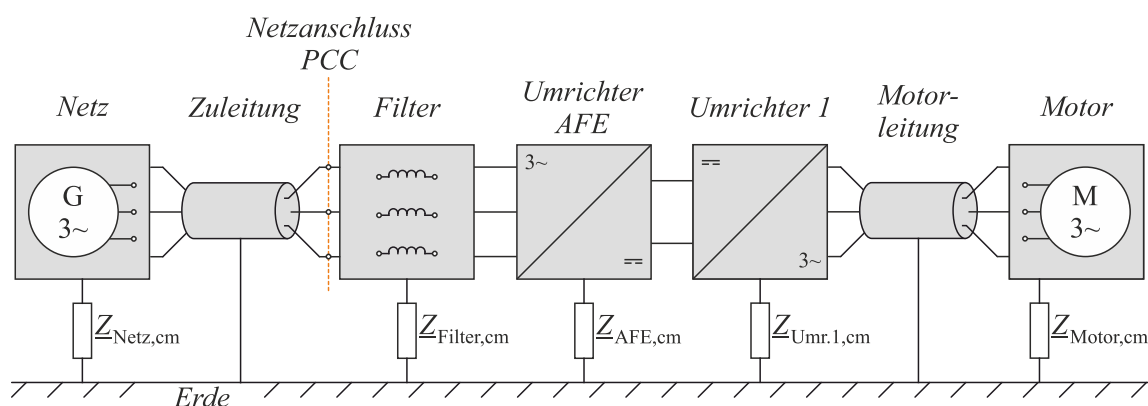


Abb. 4.1.: Blockschaltbild eines elektrischen Antriebssystems am Netz mit konzentrierten parasitären Impedanzen der einzelnen Komponenten gegen Erde

Jeder Block des Blockschaltbilds steht für eine Komponente, die sich als eine komplexe Verschaltung verschiedener Impedanzen darstellen lässt, siehe Abbildung 4.2. Diese Impedanzen wirken zum einen im Gegentakt und zum anderen im Gleichtakt. Am Beispiel des Blocks „Netz“ seien die drei unterschiedlichen Impedanzen erklärt. Die Längsimpedanz \underline{Z}_{Netz} (blau) wirkt für das Nutzsignal als Systemimpedanz und somit auch im Gegentaktssystem. Zwischen zwei aktiven Leitern wirkt die Querimpedanz \underline{Z}_{dm} (grün) ebenfalls im Gegentaktssystem. Zwischen den aktiven Leitern und Erdpotential befinden sich Querimpedanzen \underline{Z}_{cm} (rot), die im Gleichtaktssystem meist kapazitiv wirken. Die Gleichtakt- und Gegentaktimpedanzen des Filters, der Netzzuleitung und der Motorleitung sind bezogen auf deren Querimpedanzen als symmetrische Verschaltung im T-Ersatzschaltbild dargestellt. Um EMV-Richtlinien einzuhalten, sind in elektrischen Antriebssystemen geschirmte Leitungen verbaut. Die Motorleitung sowie die Netzzuleitung beinhalten neben den aktiven Phasen (U, V und W) zusätzlich einen Schutzleiter und den Leitungsschirm, welche im Schaltbild 4.2 mit den entsprechenden Längs- und Querimpedanzen berücksichtigt sind.

¹Etablierte Topologie ist bei solchen Anwendungen ein LCL-Filter. Im Beispielsystem findet eine Netzdrossel Verwendung, um bewusst einen kritischen Gleichtaktpfad bei 36 kHz zu erzeugen

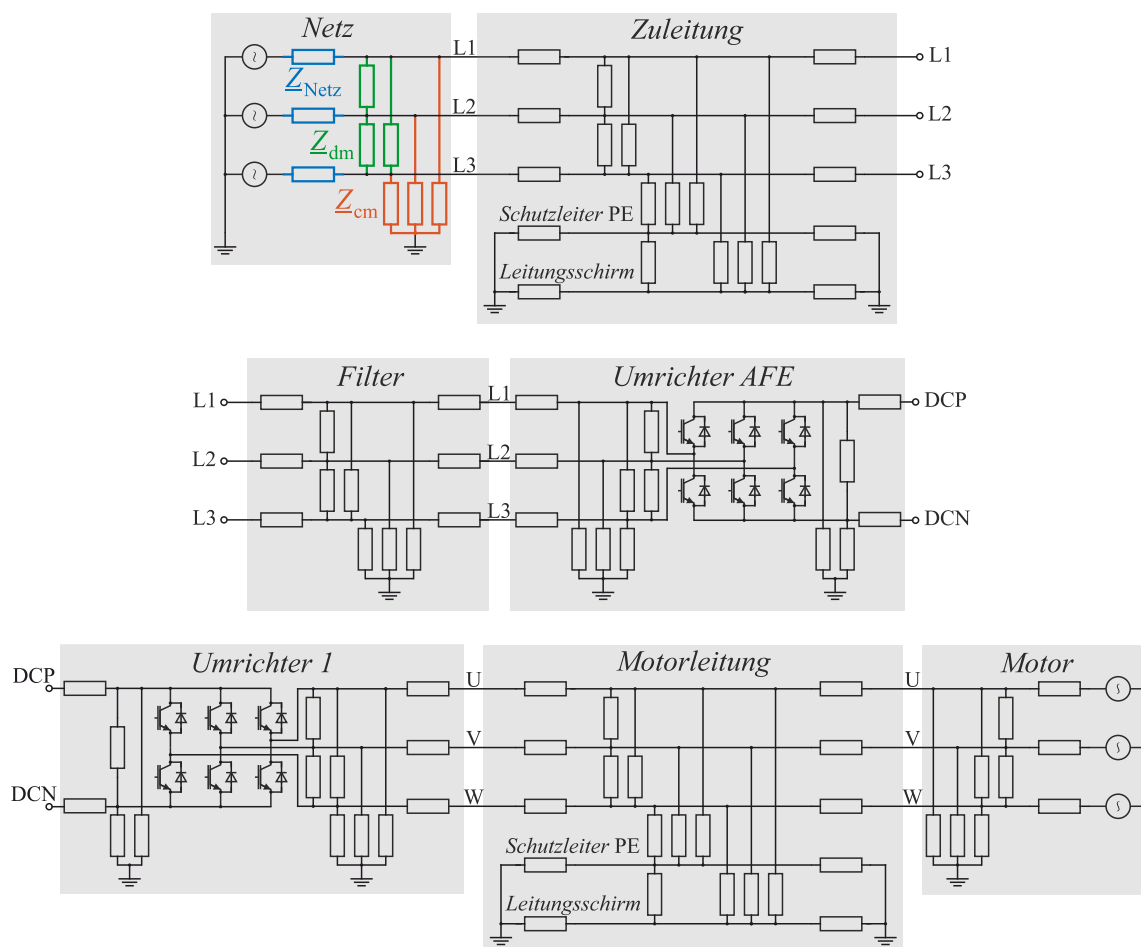


Abb. 4.2.: Impedanznetzwerk eines elektrischen Antriebssystems ohne N-Leiter am Netz

Zur Betrachtung und Analyse der Gleichtaktpfade ist eine Vereinfachung des komplexen Schaltbildes notwendig. Die Arbeiten [59, 78] und [80] haben sich bereits ausführlich mit der Modellierung der einzelnen Baugruppen im Gleichtaktsystem beschäftigt. Daraus lässt sich nachfolgendes Modell (Abb. 4.3) ableiten, in dem eine vereinfachte einphasige Betrachtung möglich ist. Zudem sind für die Komponenten „Zuleitung“ und „Motorleitung“ die Gegentaktimpedanzen des Leitungsschirms und des Schutzleiters zur Impedanz Z_{Schirm} zusammengefasst. Dabei beziehen sich Impedanzen mit dem Index „Kabel 1“ bzw. „Schirm 1“ auf die Zuleitung und Impedanzen mit dem Index „Kabel 2“ bzw. „Schirm 2“ auf die Motorleitung.

Für die Zulässigkeit der Modellierung des Antriebssystems im einphasigen Ersatzschaltbild für das Gleichtaktsystem nach Abbildung 4.3 ist das Verhältnis der Leitungslänge l zur Wellenlänge λ zu beachten [18]. Die Wellenlänge ist als Verhältnis der Lichtgeschwindigkeit

4. Analyse der Gleichtaktpfade

c_0 zur Frequenz (hier: die gesuchte Resonanzfrequenz) nach Gleichung 4.1 definiert.

$$\lambda = \frac{c_0}{f} \quad \text{mit} \quad c_0 = 3 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}} \quad (4.1)$$

Für elektrische Leitungen², die kürzer als ein Zehntel der Wellenlänge bei der betrachteten Resonanzfrequenz des Antriebssystems sind ($l < \lambda/10$), kann die vereinfachte Analyse mithilfe eines T-Glieds erfolgen. Bei Leitungen, deren Länge im Verhältnis zur Wellenlänge größer als $\lambda/10$ sind, können diese in ähnlicher Form mit mehreren Kettengliedern nachgebildet werden.

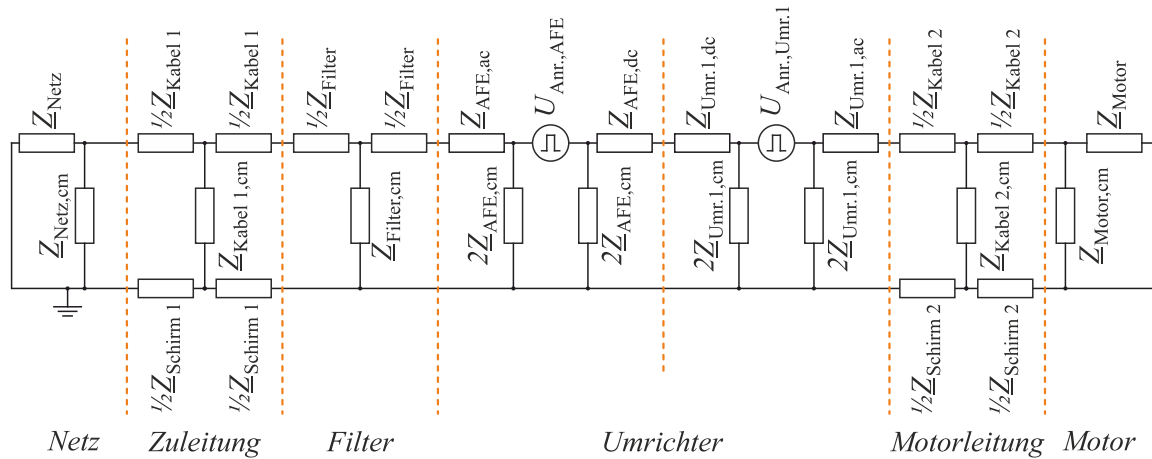


Abb. 4.3.: Vereinfachtes, einphasiges Modell des Antriebssystems

Das Gleichtaktssystem wird mit den Schalthandlungen der beiden Umrichter angeregt, welche mit den Störquellen $U_{\text{Anr.,AFE}}$ und $U_{\text{Anr.,Umr.1}}$ nachgebildet werden. Die von den Störquellen erzeugten Störströme (Gleichtaktströme) fließen über Pfade, die je nach Frequenz und netz- bzw. motorseitigen Impedanzen unterschiedlich ausfallen können. Das Ersatzschaltbild eines Umrichters ist symmetrisch zur Störquelle modelliert, wobei die Gleichtaktimpedanzen $Z_{\text{AFE,cm}}$ bzw. $Z_{\text{Umr.1,cm}}$ in je zwei gleichgroße Impedanzen auf der Netz- und Motorseite geteilt sind. Diese Impedanzen verstehen sich maßgeblich als eine Impedanz zwischen der Chipfläche der IGBT-Module und dem Kühlkörper. Hingegen werden die Gegentaktimpedanzen der Umrichter in Impedanzen der AC- ($Z_{\text{AFE,ac}}$ bzw. $Z_{\text{Umr.1,ac}}$) und DC-Seite ($Z_{\text{AFE,dc}}$ bzw. $Z_{\text{Umr.1,dc}}$) unterschieden.

²Die Grenze $\lambda/10$ hat sich in der Praxis als sinnvolle Abschätzung bewährt [18]

4.2. Impedanzmessung für Gleich- und Gegentakt

Für die Bestimmung der Gleichtakt- und Gegentaktimpedanz einer Komponente wurde in [24, 77] und [79] eine Messmethode für beide Impedanzen (Gleich- und Gegentakt) vorgestellt. Die Methode sei am Beispiel einer geschirmten Motorleitung erklärt.

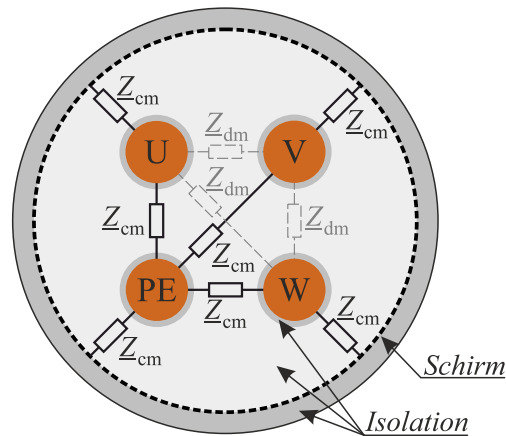


Abb. 4.4.: Leitungsquerschnitt einer typischen geschirmten Drehstromleitung mit Impedanzen im Gleich- und Gegentakt

Abbildung 4.4 zeigt den Querschnitt einer geschirmten Leitung mit vier einzelnen Adern. Dies sind drei für die Phasen U, V und W sowie eine weitere für den Schutzleiter PE. Alle Adern sind einzeln isoliert und befinden sich zusätzlich in einer gemeinsamen Isolationsschicht. Der Verbund ist mit einem Leitungsschirm umgeben, welcher in der Regel aus einem Drahtgeflecht besteht. Die äußerste Schicht der Leitung besteht aus einer weiteren Isolation, welche zusätzlich gegen mechanische Belastungen schützen soll. Aufgrund des Aufbaus bilden sich in der Leitung parasitäre Querimpedanzen aus, welche meist kapazitiv ausgeprägt sind. Dabei kann man zwischen Impedanzen, welche im Gleichtakt und Gegentakt wirken, unterscheiden. Alle Impedanzen, die zwischen den aktiven Adern U, V und W und dem Leitungsschirm bzw. PE wirken, beeinflussen das Gleichtaktsystem. Impedanzen, die sich zwischen den aktiven Adern befinden, wirken im Gegentakt. Zusätzlich zu den gezeigten Querimpedanzen wirken Längsimpedanzen im Gegentakt zwischen Leitungsanfang und -ende. Für die Messung der Impedanzen im Gleich- und Gegentakt bedarf es zweier verschiedener Messmethoden, deren Aufbau in Abbildung 4.5 gezeigt ist. Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurde für die Messung der frequenzabhängigen Impedanzen ein Netzwerkanalysator³ verwendet.

³Firma OMICRON electronics GmbH: Bode 100 [47]

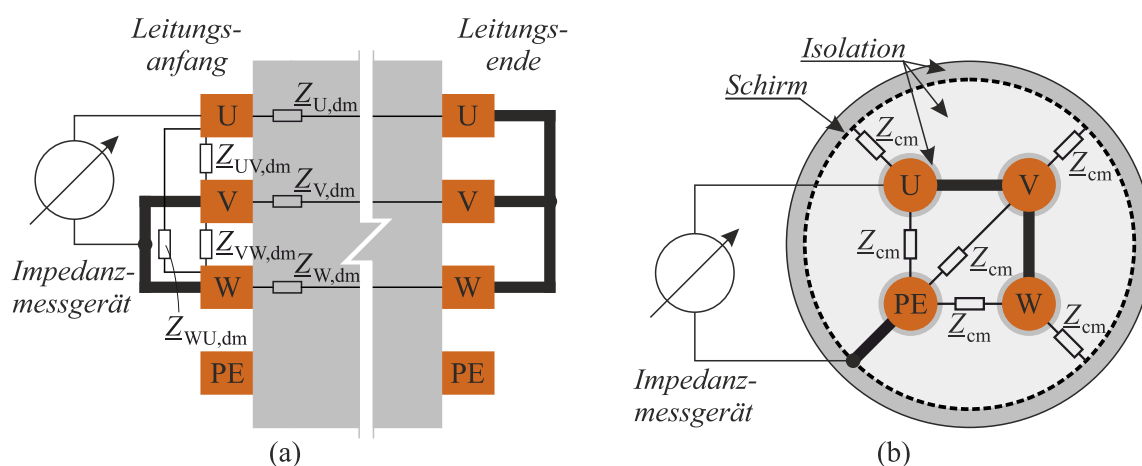


Abb. 4.5.: Messung der Impedanz im a) Gegentakt- und b) Gleichtaktssystem

Messaufbau Gegentaktimpedanz

Da die Gegentaktstörung gleichsinnig mit dem Nutzsignal wirkt, muss die Impedanz für das Gegentaktssystem nach dem Messaufbau in Abbildung 4.5a bestimmt werden. Eine Ader dient als Hinleiter. Der Rückleiter wird durch Parallelschaltung der übrigen Adern realisiert. Der Leitungsschirm bzw. die PE-Ader bleiben bei dieser Messung unberücksichtigt. Es ist darauf zu achten, dass die gemessene Impedanz $Z_{dm,mess}$ um den Faktor 1,5 größer ist als die tatsächliche Impedanz der einzelnen Ader⁴. Der Faktor ist mit der Reihenschaltung des Hinleiters und des parallelgeschalteten Rückleiters zu begründen, siehe Gleichung 4.2.

$$Z_{dm,mess} = Z_{U,dm} + \frac{Z_{V,dm} \cdot Z_{W,dm}}{Z_{V,dm} + Z_{W,dm}} = Z_{U,dm} + \frac{Z_{U,dm}^2}{2 \cdot Z_{U,dm}} = 1,5 \cdot Z_{U,dm} \quad (4.2)$$

Messaufbau Gleichtaktimpedanz

Für die Messung der Gleichtaktimpedanz schließt man alle aktiven Phasen kurz, um so den Einfluss der Querimpedanz im Gegentakt zwischen zwei aktiven Adern zu eliminieren, siehe Abbildung 4.5b. Im eingebauten Zustand liegen am Leitungsanfang bzw. -ende der Leitungsschirm und die PE-Ader auf gleichem Potential. Daher muss für die Analyse der Gleichtaktimpedanz die Parallelschaltung der aktiven Adern gegen eine Parallelschaltung der gemeinsamen Bezugsmasse (PE und Leitungsschirm) gemessen werden. Alle vorhandenen Impedanzen im Gleichtakt werden so zu einer Ersatzimpedanz der zu vermessenden Komponente zusammengefasst.

⁴unter Vernachlässigung von Bauteiltoleranzen ($Z_{U,dm} = Z_{V,dm} = Z_{W,dm}$) und der Annahme einer symmetrisch aufgebauten Leitung

Amplitudenspektrum für Gleichtakt und Gegentakt

Aus den beiden Messaufbauten nach Abbildung 4.5 ergeben sich zwei frequenzabhängige Impedanzen, zum einen für das Gegentakt- und zum anderen für das Gleichtaktsystem.

Das Amplitudenspektrum beider Verläufe ist in Abbildung 4.6 dargestellt und wurde an einer geschirmten Leitung mit einer Länge von sechs Metern durchgeführt⁵. Bis ca. 5 MHz hat die Leitung im Gleichtakt ein kapazitives Verhalten, siehe Abbildung 4.6 blauer Verlauf. Bei Betrachtung der Gegentaktimpedanz erhöht sich diese bis ca. 6 MHz mit induktivem Verhalten, siehe rote Kurve. Die Impedanz erhöht sich mit zunehmender Frequenz nichtlinear. In Abbildung 4.7a ist das Ersatzschaltbild einer Skineffekt-behafteten Leitung dargestellt. \underline{Z}' berücksichtigt hierbei den Skineffekt und ist als komplexer Skineffektimpedanzbelag

$$\underline{Z}' = R' \cdot \sqrt{j \frac{2\omega}{\omega_0}} \quad (4.3)$$

bezeichnet [38, 69]. Im Frequenzbereich größer 6 MHz ist sowohl im Gleich- als auch im Gegentakt eine Abfolge von Maximal- und Minimalwerten (Wechsel von Serien- und Parallelresonanzen [2]) zu sehen. Hierzu ist in Abbildung 4.7b das Modell einer Mehrfachleitung nach [18] und [51] dargestellt. Da bei der Messmethode des Gegentakts eine Ader als Hin- und die beiden anderen als Rückleiter verwendet werden, kommen im höherfrequenten Bereich die kapazitive Kopplung C'_{12} und der Gegenimpedanzbelag

$$\underline{Z}'_{12} = j\omega M'_{12} \quad (4.4)$$

zum Tragen. In Abbildung 4.7b ist der Hinleiter mit „1“ bezeichnet. Für eine bessere Übersicht ist der Rückleiter aus der Parallelschaltung der beiden anderen Adern als einzelner Rückleiter, benannt mit „2“, dargestellt.

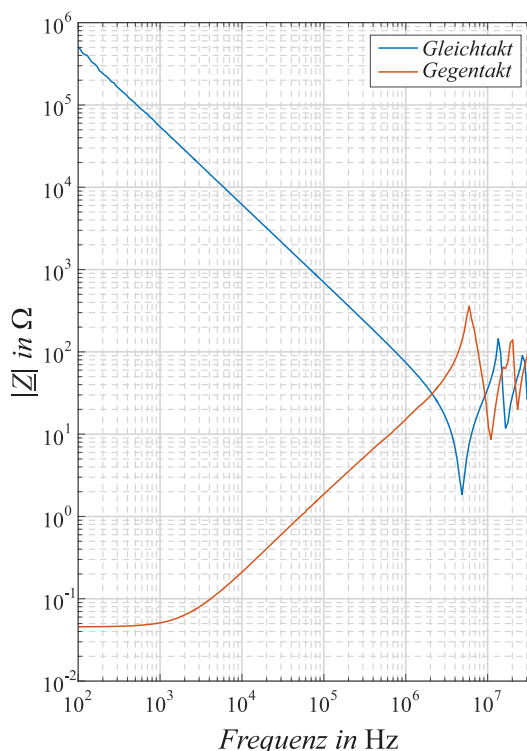


Abb. 4.6.: Amplitudenspektrum des Gleich- und Gegentaktsystems

⁵Lapp Kabel, ÖLFLEX Classic 110 CY, Querschnitt 1,5 mm²

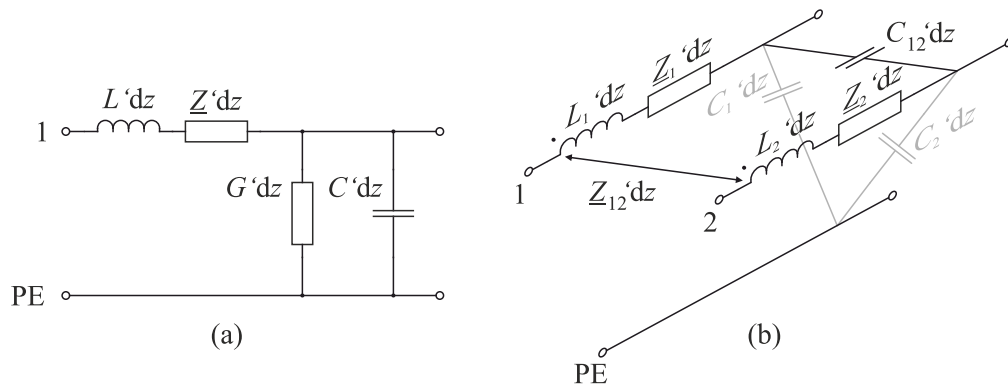


Abb. 4.7.: a) Ersatzschaltbild einer verlustbehafteten Leitung mit Skin-Effektimpedanzbelag Z' und b) einer Mehrfachleitung

Mit gezeigter Messmethode der Gleich- und Gegentaktimpedanz kann das Verhalten jeder einzelnen Komponente des elektrischen Antriebssystems über einen weiten Frequenzbereich analysiert werden. Neben der Darstellung des Betrags der Impedanz ist die zusätzliche Betrachtung des Phasenspektrums sinnvoll. Ist der Phasenwinkel der Impedanz gleich Null, so ist der induktive und kapazitive Anteil betragsmäßig gleich groß. Diese Frequenz steht dann für eine Resonanzfrequenz.

Einschub: Beispiel Netzdrossel

Zur Verdeutlichung ist als weiteres Beispiel in Abbildung 4.8a das Amplituden- und in 4.8b das Phasenspektrum der Gegentaktimpedanz der Netzdrossel aus dem Beispielsystem dargestellt.

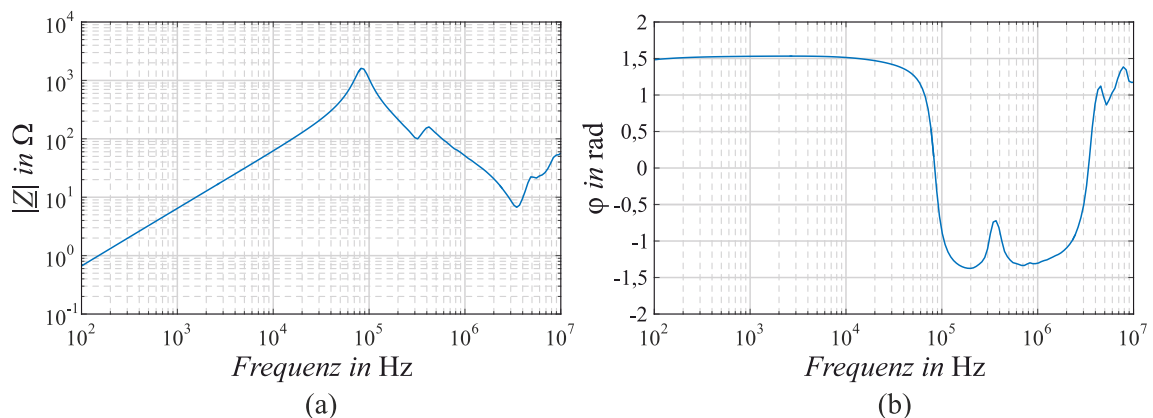


Abb. 4.8.: a) Amplitudenspektrum und b) Phasenspektrum der frequenzabhängigen Gegentaktimpedanz der Netzdrossel

Bis zur Frequenz von 84,3 kHz wirkt die Drossel induktiv. Dabei beträgt die Phasenlage nahezu konstant 1,5 rad. Oberhalb von 84,3 kHz bis ca. 3,4 MHz überwiegen die kapazitiven Eigenschaften (negative Phasenlage). Im Frequenzbereich von 3,4 MHz bis 10 MHz wechselt schließlich das Verhalten wieder zu induktiven Eigenschaften. Mit Hilfe der Betrachtung der Einzelkomponenten lassen sich bauteilspezifische Impedanzen für alle Frequenzen und gegebenenfalls bereits erste Resonanzfrequenzen ermitteln. So ergibt sich ein erster Aufschluss über niederimpedante Pfade. Durch Zusammenspiel aller Gleich- und Gegentaktimpedanzen im Antriebssystem entstehen jedoch weitere Resonanzfrequenzen, welche so nicht ersichtlich sind.

Die Suche nach einer Methodik zur Analyse dieser Resonanzfrequenzen und Identifikation der zugehörigen Gleichtaktpfade eines Gesamtsystems blieb nach ausgeprägter Literaturrecherche ergebnislos. Nach aktuellem Stand der Technik sind solche Frequenzen erst während der Inbetriebnahme des Gesamtsystems erkennbar und führen dort gegebenenfalls zu Problemen wie z. B. einem vorzeitigen Ausfall des Antriebssystems oder einem höheren Kostenaufwand bezüglich des unerwarteten Mehraufwands einer zusätzlichen Filterauslegung. Um dieser Problematik entgegenzuwirken, zeigt nachfolgender Abschnitt die Betrachtung der Ersatzimpedanz des Gesamtsystems auf. Mit ihr können Resonanzstellen eines Antriebssystems bereits vor einer Inbetriebnahme detektiert werden.

4.3. Betrachtung der Ersatzimpedanz

Nachdem die frequenzabhängigen Impedanzen im Gleich- und Gegentakt jeder Einzelkomponente nach Abschnitt 4.2 analysiert worden sind, können diese zu einer einzigen Ersatzimpedanz zusammengefasst werden. Der Vorteil dieser Methode besteht darin, dass die Ersatzimpedanz ebenfalls frequenzabhängig ist. So ist es möglich, durch Analyse des Phasenspektrums der Ersatzimpedanz, Resonanzfrequenzen und zugehörige Gleichtaktpfade zu berechnen. In Abbildung 4.9 ist ein allgemeingültiges Gleichtaktmodell für ein bidirektionales Antriebssystem dargestellt, welches mit m parallel geschalteten Einspeiseumrichtern den Zwischenkreis für k Antriebe bereitstellt. Um nun die vorhandenen Gleichtaktpfade, welche von den Störquellen angeregt werden, zu finden, wird das Antriebssystem mithilfe einer Fallunterscheidung analysiert. Dabei wird das Antriebssystem für $k + m$ Fälle betrachtet, in denen jeweils nur ein Umrichter schaltet und als Störquelle fungiert. Alle übrigen Umrichter takten nicht und geben jeweils einen festen aktiven Spannungsraumzeiger aus, sodass deren jeweiliges Teilsystem am Gesamtsystem als „fest angekoppelt“ anzusehen ist. Aufgrund der Fallunterscheidung entstehen $k + m$ verschiedene Ersatzimpedanzen des Gesamtsystems, welche anschließend auf mögliche Resonanzfrequenzen analysiert werden. Im Resonanzfall

4. Analyse der Gleichtaktpfade

besitzt die Ersatzimpedanz einen Phasenwinkel von 0 rad. Daraus folgt, dass durch Analyse des Phasenwinkels die Resonanzfrequenzen des Antriebssystems bestimmt werden können. Zudem lässt sich aufgrund der Fallunterscheidung der anregende Umrichter und somit der Gleichtaktpfad für diese Resonanzfrequenz zuordnen.

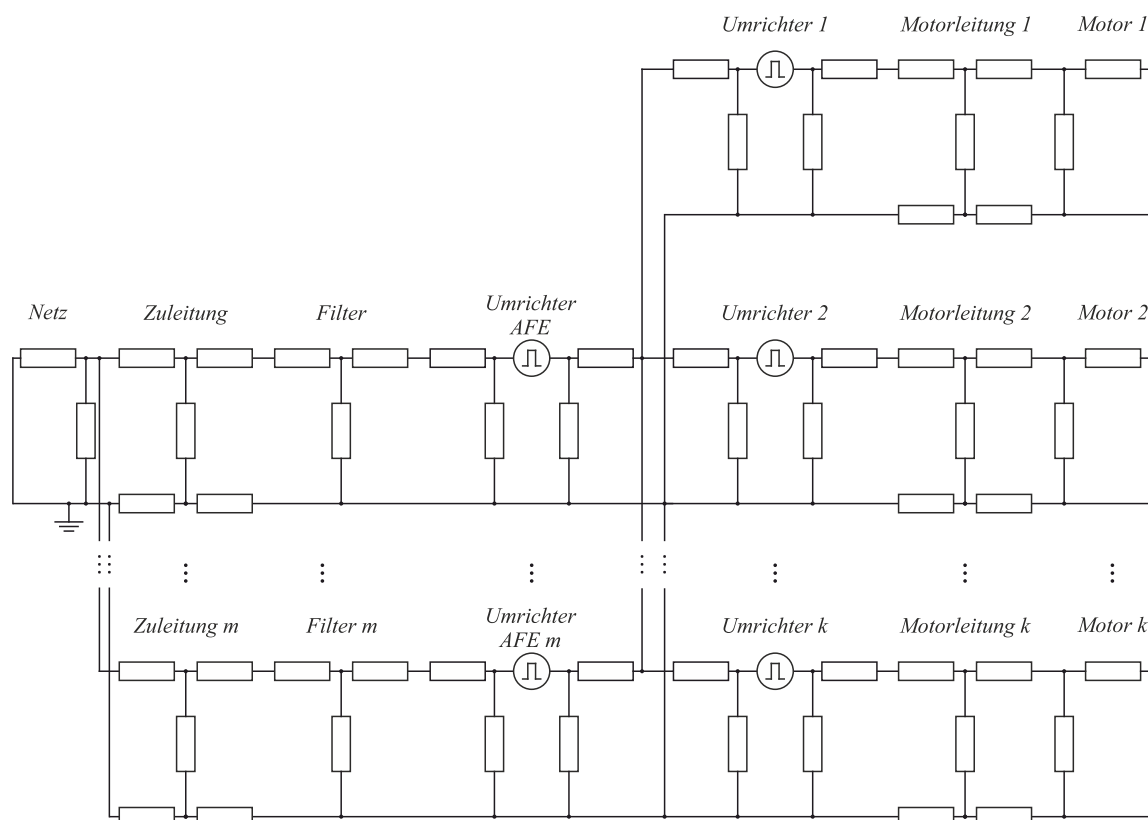


Abb. 4.9.: Einphasiges Modell eines Mehrachs Antriebssystems mit k Antrieben und m parallel geschaltete Einspeisenumrichter

Dieses Vorgehen ist im nachfolgenden Einschub anhand der Fallunterscheidung am Beispielsystem des Laborprüfstands nach Abbildung 4.1 verdeutlicht. Im Beispielsystem ist ein netzseitiger und ein motorseitiger Umrichter vorhanden, weshalb das System mithilfe von zwei Fällen untersucht wird.

Einschub: Beispiel Laborprüfstand

Da die ac- und dc-seitigen Gegentaktimpedanzen der Umrichter $\underline{Z}_{\text{AFE,ac/dc}}$ bzw. $\underline{Z}_{\text{Umr.1,ac/dc}}$ im Beispielsystem sehr gering sind, werden diese für die nachfolgende Untersuchung vernachlässigt. Ausgehend von den Störquellen (den Umrichtern) werden alle Impedanzen auf der

Netzseite zur Impedanz $\underline{Z}_{n,1}$ und auf der Motorseite zu $\underline{Z}_{n,2}$ zusammengefasst. Der Index n steht hierbei für den jeweils betrachteten Fall 1 und 2. Anschließend ergibt sich die Ersatzimpedanz aus Reihenschaltung der netz- und motorseitigen Impedanz zu $\underline{Z}_n = \underline{Z}_{n,1} + \underline{Z}_{n,2}$. Beide Fälle werden zunächst separat von einander betrachtet. Erstens regen die Schalthandlungen des Umrichters AFE das Gleichtaktsystem an, der Umrichter 1 schaltet zu diesem Zeitpunkt nicht. Im zweiten Fall taktet Umrichter 1 und Umrichter AFE nicht.

Fall 1: Anregung durch Umrichter AFE

Im ersten Fall wird das System durch den Umrichter AFE angeregt, Umrichter 1 taktet nicht. Die Anzahl der Störquellen im Gleichtaktmodell aus Abbildung 4.3 reduziert sich somit auf die Betrachtung des Umrichters AFE, siehe Abbildung 4.10.

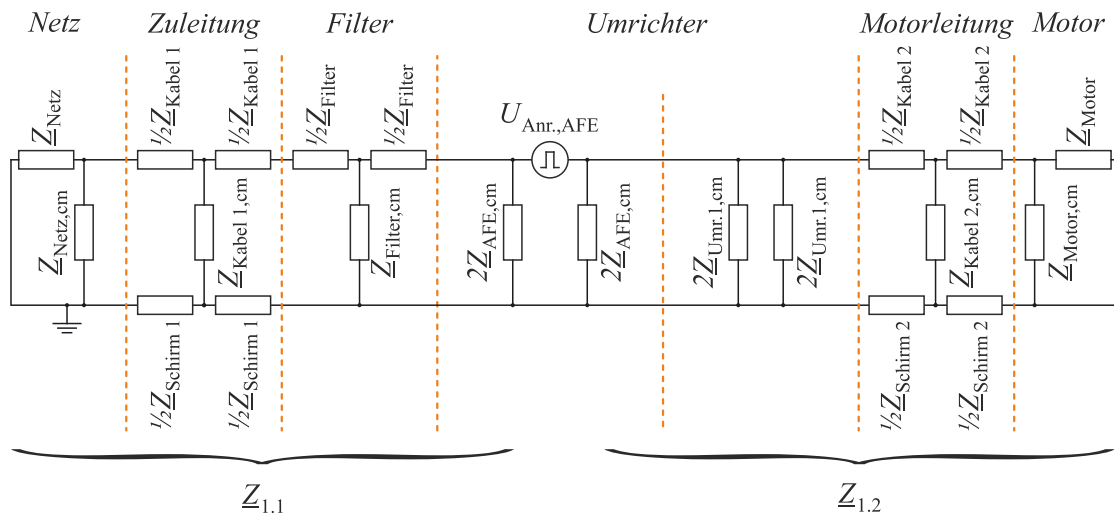


Abb. 4.10.: Fall 1: netz- und motorseitige Impedanz, nur Umrichter AFE taktet

Die netzseitige Impedanz $\underline{Z}_{1,1}$ wird mithilfe von Reihen- und Parallelschaltungen der Gleich- und Gegentaktimpedanzen des Netzes, der Zuleitung, der Netzdrossel und der netz-

seitigen Gleichtaktimpedanz des Umrichters AFE zu

$$\underline{Z}_{1,1} = \frac{\left[\left(\frac{\underline{Z}_N \cdot \underline{Z}_{N,cm} + \frac{\underline{Z}_{K1} + \underline{Z}_{S1}}{2}}{\underline{Z}_N + \underline{Z}_{N,cm}} \right) \cdot \underline{Z}_{K1,cm} + \frac{\underline{Z}_{K1} + \underline{Z}_{S1} + \underline{Z}_F}{2} \right] \cdot \underline{Z}_{F,cm}}{\left(\frac{\underline{Z}_N \cdot \underline{Z}_{N,cm} + \frac{\underline{Z}_{K1} + \underline{Z}_{S1}}{2}}{\underline{Z}_N + \underline{Z}_{N,cm}} \right) \cdot \underline{Z}_{K1,cm} + \frac{\underline{Z}_{K1} + \underline{Z}_{S1} + \underline{Z}_F}{2} + \underline{Z}_{F,cm}} + \frac{\underline{Z}_F}{2}} \cdot 2\underline{Z}_{A,cm} \quad (4.5)$$

$$\frac{\left[\left(\frac{\underline{Z}_N \cdot \underline{Z}_{N,cm} + \frac{\underline{Z}_{K1} + \underline{Z}_{S1}}{2}}{\underline{Z}_N + \underline{Z}_{N,cm}} \right) \cdot \underline{Z}_{K1,cm} + \frac{\underline{Z}_{K1} + \underline{Z}_{S1} + \underline{Z}_F}{2} \right] \cdot \underline{Z}_{F,cm}}{\left(\frac{\underline{Z}_N \cdot \underline{Z}_{N,cm} + \frac{\underline{Z}_{K1} + \underline{Z}_{S1}}{2}}{\underline{Z}_N + \underline{Z}_{N,cm}} \right) \cdot \underline{Z}_{K1,cm} + \frac{\underline{Z}_{K1} + \underline{Z}_{S1} + \underline{Z}_F}{2} + \underline{Z}_{F,cm}} + \frac{\underline{Z}_F}{2}} + 2\underline{Z}_{A,cm}$$

berechnet. Für die bessere Lesbarkeit der Gleichungen werden die Indizes der einzelnen Impedanzen mit dem ersten Buchstaben abgekürzt. Als Beispiel für die Gleichtaktimpedanz des Netzfilters gilt $\underline{Z}_{\text{Filter},cm} = \underline{Z}_{F,cm}$ und für die Gegentaktimpedanz $\underline{Z}_{\text{Filter}} = \underline{Z}_F$. Um ein Missverständnis der abgekürzten Impedanzen des motorseitigen Umrichter 1 zu vermeiden, werden diese mit \underline{Z}_{U_m} und $\underline{Z}_{U_m,cm}$ benannt⁶.

Die Impedanz der Motorseite berechnet sich aus der motorseitigen Gleichtaktimpedanz des Umrichters AFE, sowie die des Umrichters 1 zusammen mit den Gleich- und Gegentaktimpedanzen der Motorleitung und des Motors zu

$$\underline{Z}_{1,2} = \frac{1}{\frac{1}{2\underline{Z}_{A,cm}} + \frac{1}{\underline{Z}_{U_m,cm}} + \left[\left(\frac{\underline{Z}_M \cdot \underline{Z}_{M,cm} + \frac{\underline{Z}_{K2} + \underline{Z}_{S2}}{2}}{\underline{Z}_M + \underline{Z}_{M,cm}} \right) \cdot \underline{Z}_{K2,cm} + \frac{\underline{Z}_{K2} + \underline{Z}_{S2}}{2} \right]^{-1}}. \quad (4.6)$$

Fall 2: Anregung durch Umrichter 1

Im zweiten Fall taktet nur Umrichter 1 anstelle von Umrichter AFE. Dessen Anregung im Gleichtaktsystem ist in Abbildung 4.11 mit der Störquelle $U_{\text{Anr.,Umr.1}}$ dargestellt.

⁶Eine Abkürzung mit dem ersten Buchstaben zu \underline{Z}_U bzw. $\underline{Z}_{U,cm}$ kann zu einer Verwechslung mit Impedanzen der Phase U führen.

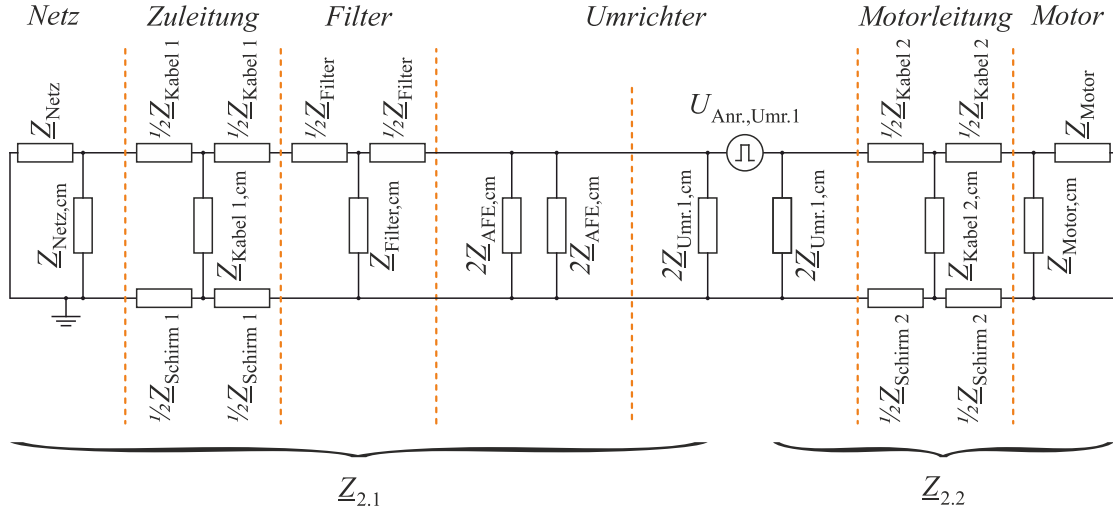


Abb. 4.11.: Fall 2: netz- und motorseitige Impedanz, nur Umrichter 1 taktet

Mit dieser Abänderung berechnen sich die Impedanzen $Z_{2,1}$ und $Z_{2,2}$ nach Gleichungen 4.7 und 4.8. Durch Verschiebung der Störquelle berechnet sich die netzseitige Impedanz aus der Parallel- und Reihenschaltung der netzseitigen Gleichtaktimpedanz des Umrichters 1, der gesamten Gleichtaktimpedanz des Umrichters AFE, sowie den Impedanzen des Netzes, der Netzdrossel und der Zuleitung.

$$Z_{2,1} = \frac{1}{\left[\frac{\left(\frac{Z_N \cdot Z_{N,cm}}{Z_N + Z_{N,cm}} + \frac{Z_{K1} + Z_{S1}}{2} \right) \cdot Z_{K1,cm} + \frac{Z_{K1} + Z_{S1} + Z_F}{2} \cdot Z_{F,cm}}{\frac{Z_N \cdot Z_{N,cm}}{Z_N + Z_{N,cm}} + \frac{Z_{K1} + Z_{S1}}{2} + Z_{K1,cm}} + \frac{Z_F}{2} \right]^{-1} + \frac{1}{Z_{A,cm}} + \frac{1}{2Z_{U,cm}}} \quad (4.7)$$

Im Gegenzug geht in die Berechnung der motorseitigen Impedanz nur die motorseitige Gleichtaktimpedanz von Umrichter 1, sowie die Impedanzen der Motorleitung und des Motors ein.

$$Z_{2,2} = \frac{\left[\frac{\left(\frac{Z_M \cdot Z_{M,cm}}{Z_M + Z_{M,cm}} + \frac{Z_{K2} + Z_{S2}}{2} \right) \cdot Z_{K2,cm} + \frac{Z_{K2} + Z_{S2}}{2} \cdot 2Z_{U,cm}}{\frac{Z_M \cdot Z_{M,cm}}{Z_M + Z_{M,cm}} + \frac{Z_{K2} + Z_{S2}}{2} + Z_{K2,cm}} \right]}{\frac{\left(\frac{Z_M \cdot Z_{M,cm}}{Z_M + Z_{M,cm}} + \frac{Z_{K2} + Z_{S2}}{2} \right) \cdot Z_{K2,cm}}{\frac{Z_M \cdot Z_{M,cm}}{Z_M + Z_{M,cm}} + \frac{Z_{K2} + Z_{S2}}{2} + Z_{K2,cm}} + \frac{Z_{K2} + Z_{S2}}{2} + 2Z_{U,cm}} \quad (4.8)$$

Auswertung Ersatzimpedanz

Nachdem nun abhängig von der Anregung (Fall 1 oder 2) eine netz- und motorseitige Impedanz berechnet wurde, ergibt sich die Ersatzimpedanz für jeden Fall zu

$$\underline{Z}_n = \underline{Z}_{n,1} + \underline{Z}_{n,2} \quad \text{mit} \quad n \in \mathbb{N} = \{1, 2\}. \quad (4.9)$$

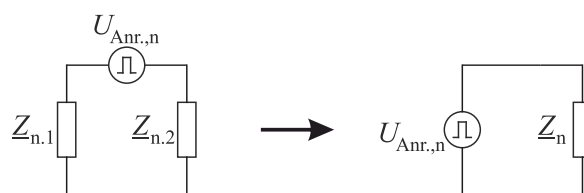


Abb. 4.12.: Reduzierung auf eine Ersatzimpedanz des Gesamtsystems je Fall n

Im nächsten Schritt wird das Phasenspektrum der beiden Ersatzimpedanzen \underline{Z}_1 und \underline{Z}_2 auf mögliche Resonanzstellen analysiert. Da im Resonanzfall der induktive und der kapazitive Anteil betragsmäßig gleich groß sind, zeigen sich Resonanzstellen durch Detektion der Nullstellen des Phasenwinkels der Ersatzimpedanz.

Zur Veranschaulichung wurden die Gleich- und Gegentaktimpedanzen aller Komponenten des eingangs erwähnten Antriebssystems nach vorgestellter Methodik im Frequenzbereich von 50 Hz bis 10 MHz vermessen. Der Gleichtaktpfad schließt sich am Laborprüfstand netzseitig aufgrund der 50 m langen geschirmten Zuleitung über deren Gleichtaktimpedanz $\underline{Z}_{\text{Kabel},1,\text{cm}}$. Da diese Impedanz dominant ist, können die Impedanzen des Netzes $\underline{Z}_{\text{Netz}}$ und $\underline{Z}_{\text{Netz},\text{cm}}$ vernachlässigt werden. Aus dem Datensatz der gemessenen frequenzabhängigen Impedanzen der Einzelkomponenten ist die Ersatzimpedanz des Gesamtsystems für Fall 1 und 2 berechnet worden. Deren Phasenspektren sind in Abbildung 4.13 dargestellt und zeigen insgesamt vier Nullstellen bei 25,0 kHz, 37,7 kHz, 53,4 kHz und 64,1 kHz auf. Diese Frequenzen stehen für Resonanzstellen des Antriebssystems. Da ein Umrichter mit seiner Taktfrequenz⁷ und deren Vielfachen das Gleichtaktsystem zum Schwingen anregen kann, liegen hier kritische Resonanzfrequenzen im Bereich von ca. 10 kHz bis 100 kHz. Die Betrachtung beschränkt sich in der Abbildung 4.13 auf die Detektion der Resonanzstellen im Frequenzbereich bis maximal 500 kHz.

⁷Taktfrequenz im Beispielsystem: $f_s = 9 \text{ kHz}$

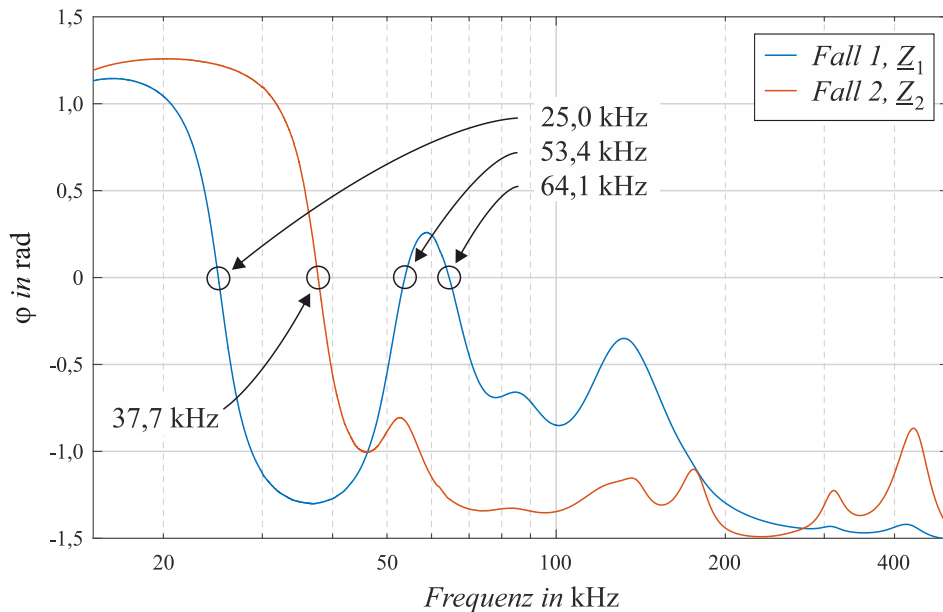


Abb. 4.13.: Phasenspektrum der berechneten frequenzabhängigen Ersatzimpedanzen \underline{Z}_1 und \underline{Z}_2 des Gesamtsystems

Um die berechneten Resonanzstellen verifizieren zu können, ist die Messung der Sprungantwort bei einzelnen Schalthandlungen der Umrichter am Laborprüfstand analysiert worden. Für die Bestätigung der Resonanzstellen im Fall 1 (nur Umrichter AFE taktet) wird im motorseitigen Umrichter 1 ein fester Spannungsraumzeiger \vec{RZ}_1 angelegt. Der netzseitige Umrichter AFE schaltet nun einen einzelnen Spannungsraumzeiger, wodurch das Gleichtaktsystem sprunghaft angeregt wird, siehe Gleichtaktmodell nach Abbildung 4.10. Folglich fließt ein Gleichtaktstrom, welcher am Umrichter AFE netzseitig gemessen wird. In Abbildung 4.14a ist das Amplitudenspektrum des Gleichtaktstroms nach der sprunghaftigen Anregung des Umrichters AFE dargestellt. Der Verlauf des Spektrums zeigt drei Resonanzstellen bei 26 kHz, 49 kHz und 60 kHz.

Um die Resonanzstelle für den Fall 2 (nur Umrichter 1 taktet) zu bestätigen wird nun ein anregender Spannungssprung im motorseitigen Umrichter ausgeführt. Der ausgeschaltete Umrichter AFE ist aufgrund der Dioden im IGBT-Modul am Netz angekoppelt. Im Umrichter 1 wird der Spannungsraumzeiger \vec{RZ}_1 fest angelegt. Für die sprunghaftige Anregung des Gleichtaktsystems wird nun auf den Spannungsraumzeiger \vec{RZ}_2 umgeschaltet. Auch hier fließt nun ein Gleichtaktstrom im System, welcher ebenfalls mithilfe einer FFT-Analyse⁸ untersucht wird. In Abbildung 4.14b ist das zugehörige Amplitudenspektrum dargestellt, welches eine Resonanzstelle bei 36 kHz aufweist.

⁸FFT: Fast Fourier Transformation

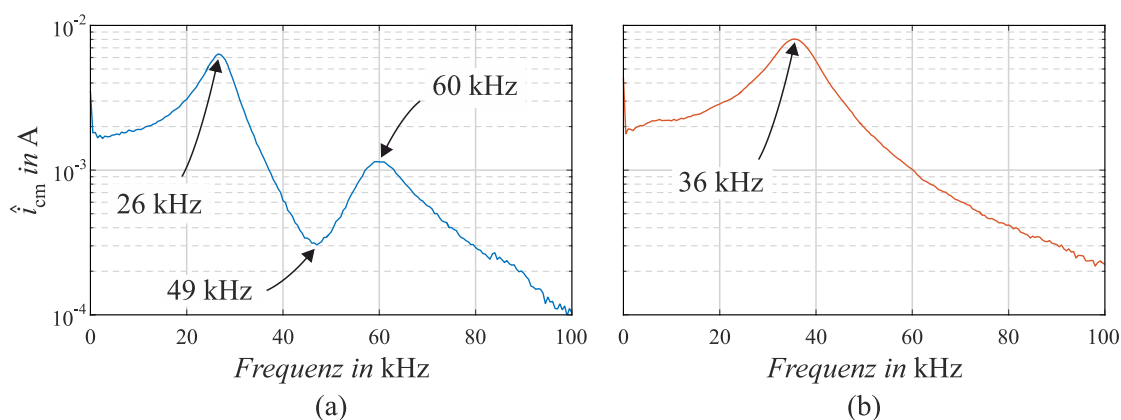


Abb. 4.14.: Amplitudenspektrum der gemessenen Sprungantwort des Gesamtsystems bei einer Anregung im a) Umrichter AFE und b) Umrichter 1

Mithilfe der Berechnungsmethode der Resonanzfrequenzen des Gesamtsystems auf Grundlage der Fallunterscheidung ergeben sich nach Abbildung 4.13 bei Schalthandlungen des Umrichters AFE drei Resonanzstellen sowie bei Schalthandlungen im Umrichter 1 eine Resonanzstelle. Diese vier Resonanzstellen mit ähnlichen Resonanzfrequenzen können durch Analyse der Sprungantwort nach einer Umschaltung eines Umrichters am Prüfstand verifiziert werden. Auch hier sind im Fall einer Umschaltung im Umrichter AFE drei Resonanzstellen und im Fall einer Umschaltung im Umrichter 1 eine Resonanzstelle nachweisbar.

4.4. Analyse frequenzselektiver Gleichtaktpfade

Mithilfe der gemäß Abschnitt 4.3 ermittelten Resonanzfrequenzen können nun deren dominante Gleichtaktpfade analysiert werden. Hierzu seien alle vorhandenen Impedanzen im Antriebssystem nach Abbildung 4.10 und 4.11 für eine bestimmte Frequenz (Resonanzfrequenz) betrachtet. Im Anschluss werden alle Knotenpunkte im Ersatzschaltbild des Gleichtaktsystems ausgewertet, woraus die frequenzabhängigen Gleichtaktpfade ersichtlich werden.

Einschub: Beispiel Laborprüfstand

Das Vorgehen wird anhand der ermittelten Resonanzfrequenzen bei 37,7 kHz und 64,1 kHz verdeutlicht. Da die Gleichtaktimpedanz der Zuleitung zum Laborprüfstand $Z_{\text{Kabel } 1,cm}$ im Vergleich zu den Netzimpedanzen sehr gering ist, fließt nahezu der komplette Gleichtaktstrom über diese Impedanz. Daher werden die Netzimpedanzen Z_{Netz} und $Z_{\text{Netz},cm}$ in den nachfolgenden zwei Beispielen vernachlässigt. Ebenso ist die Gleich- und Gegentaktimpedanz des Motors $Z_{\text{Motor},cm}$ und Z_{Motor} verglichen mit der Gleichtaktimpedanz der Motorzuleitung

$Z_{\text{Kabel } 2, \text{cm}}$ so groß, dass diese ebenfalls für die Betrachtung der Gleichtaktpfade vernachlässigt werden können.

Beispiel 1: Resonanzfrequenz bei 64,1 kHz

Zunächst werden die Gleichtaktpfade des Antriebssystems bei der Resonanzfrequenz von 64,1 kHz untersucht, welche gemäß Abbildung 4.10 von Umrichter AFE angeregt wird. In der Tabelle 4.1 sind hierfür die Beträge der Gleich- und Gegentaktimpedanzen jeder einzelnen Komponente aufgelistet.

| | | | | | |
|------------------------------------|---------------------------|------------------------|--------------------------|------------------------------------|--------------------------|
| $ Z_{\text{Kabel } 1, \text{cm}} $ | $ Z_{\text{Filter, cm}} $ | $ Z_{\text{AFE, cm}} $ | $ Z_{\text{Umr.1, cm}} $ | $ Z_{\text{Kabel } 2, \text{cm}} $ | $ Z_{\text{Motor, cm}} $ |
| 61 Ω | 342 Ω | 450 Ω | 450 Ω | 4 Ω | 602 Ω |

| | | | | | |
|-------------------------|--------------------------|-----------------------|-------------------------|--------------------------|----------------------|
| $ Z_{\text{Kabel } 1} $ | $ Z_{\text{Schirm } 1} $ | $ Z_{\text{Filter}} $ | $ Z_{\text{Kabel } 2} $ | $ Z_{\text{Schirm } 2} $ | $ Z_{\text{Motor}} $ |
| 8 Ω | 7 Ω | 462 Ω | 124 Ω | 585 Ω | 1,7 k Ω |

Tab. 4.1.: Betrag der Gleich- und Gegentaktimpedanzen bei 64,1 kHz

Nun wird das Gleichtaktmodell nach Abbildung 4.10 mit den Impedanzwerten der einzelnen Komponenten gefüllt. Anschließend werden die Knotenpunkte im Hinblick auf die möglichen Strompfade analysiert. In Abbildung 4.15 fließt in den Knotenpunkt 1 der Gleichtaktstrom i_{cm} hinein. Dieser teilt sich in die Ströme $i_{\text{cm},1}$ und $i_{\text{cm},2}$ auf. Es gilt

$$i_{\text{cm}} = i_{\text{cm},1} + i_{\text{cm},2}. \quad (4.10)$$

Aufgrund der Betrachtung der gemessenen Impedanzen der beiden beteiligten Pfade für $i_{\text{cm},1}$ und $i_{\text{cm},2}$ können beide Strompfade ins Verhältnis gebracht werden.

$$\frac{i_{\text{cm},1}}{i_{\text{cm},2}} = \frac{\left(\frac{Z_{\text{K}2} + Z_{\text{S}2}}{2} + Z_{\text{K}2, \text{cm}}\right) \cdot Z_{\text{Um, cm}}}{\left(\frac{Z_{\text{K}2} + Z_{\text{S}2}}{2} + Z_{\text{K}2, \text{cm}} + Z_{\text{Um, cm}}\right) \cdot 2Z_{\text{A}}} = 0,22 \quad (4.11)$$

Daraus folgt, dass im ersten Pfad (im Pfad der Impedanz $2Z_{\text{AFE, cm}}$) ein prozentualer Strom von $\frac{i_{\text{cm},1}}{i_{\text{cm},1} + i_{\text{cm},2}} = \frac{0,22}{1,22} = 18\%$ fließt. Die anderen 82% des gesamten Gleichtaktstroms i_{cm} fließen nun in den zweiten Knoten und teilen sich entsprechend der beteiligten Impedanzen in 36% (über $Z_{\text{Umr.1, cm}}$) und 46% (über $Z_{\text{Kabel } 2, \text{cm}}$) auf. Die gleiche Betrachtung wird im Rückpfad für die Knotenpunkte 3 und 4 vollzogen. Mithilfe dieser Vorgehensweise können nun dominante und gegebenenfalls kritische Gleichtaktpfade hervorgehoben werden.

4. Analyse der Gleichtaktpfade

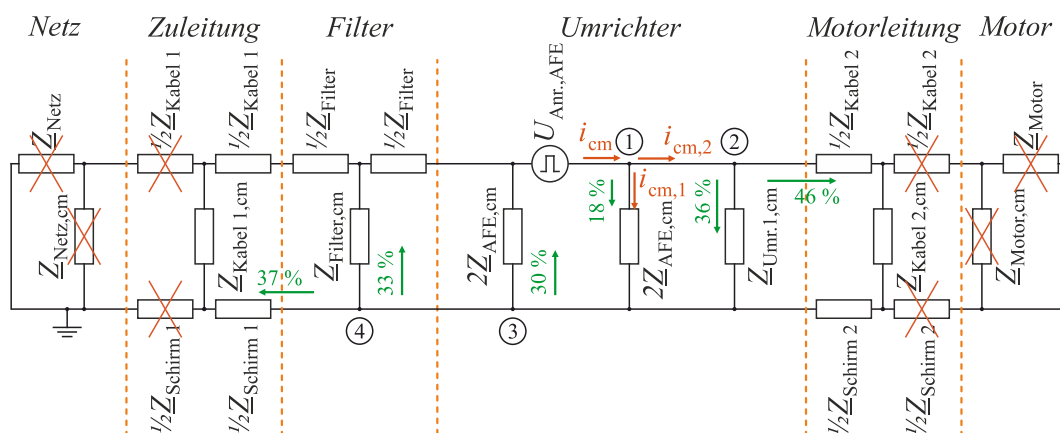


Abb. 4.15.: Einphasiges Gleichtaktmodell mit den gewichteten Gleichtaktpfaden bei 64,1 kHz und einer Anregung durch Umrichter AFE

Beispiel 2: Resonanzfrequenz bei 37,7 kHz

Die Analyse der Gleichtaktpfade wird nun für weitere Resonanzfrequenzen wiederholt. Im zweiten Beispiel sind diese für die Frequenz von 37,7 kHz betrachtet. Hierzu listet die Tabelle 4.2 die gemessenen Gleich- und Gegentaktimpedanzen jeder einzelnen Komponente des Antriebssystems auf.

| $ \underline{Z}_{\text{Kabel 1,cm}} $ | $ \underline{Z}_{\text{Filter,cm}} $ | $ \underline{Z}_{\text{AFE,cm}} $ | $ \underline{Z}_{\text{Umr.1,cm}} $ | $ \underline{Z}_{\text{Kabel 2,cm}} $ | $ \underline{Z}_{\text{Motor,cm}} $ |
|---------------------------------------|--------------------------------------|-----------------------------------|-------------------------------------|---------------------------------------|-------------------------------------|
| 105 Ω | 706 Ω | 764 Ω | 764 Ω | 12 Ω | 1,1 k Ω |

| $ \underline{Z}_{\text{Kabel 1}} $ | $ \underline{Z}_{\text{Schirm 1}} $ | $ \underline{Z}_{\text{Filter}} $ | $ \underline{Z}_{\text{Kabel 2}} $ | $ \underline{Z}_{\text{Schirm 2}} $ | $ \underline{Z}_{\text{Motor}} $ |
|------------------------------------|-------------------------------------|-----------------------------------|------------------------------------|-------------------------------------|----------------------------------|
| 4 Ω | 4 Ω | 238 Ω | 49 Ω | 1,4 k Ω | 982 Ω |

Tab. 4.2.: Betrag der Gleich- und Gegentaktimpedanzen bei 37,7 kHz

Für diese Resonanzfrequenz sind ebenfalls die einzelnen Knotenpunkte nach Abbildung 4.16 analysiert worden, um so dominante Gleichtaktpfade sichtbar zu machen. Bei Betrachtung der Prozentwerte in der Abbildung ist erkennbar, dass der Gleichtaktpfad motorseitig über die Motorleitung (Impedanz $\underline{Z}_{\text{Kabel 2,cm}}$) zunimmt und dominiert. Netzseitig reduziert sich für diese Frequenz der Einfluss der Gleichtaktimpedanz im Netzfilter $\underline{Z}_{\text{Filter,cm}}$ auf 15%. Im Gegenzug erhöht sich der Einfluss der Gleichtaktimpedanz der Laborzuleitung $\underline{Z}_{\text{Kabel 1,cm}}$ auf 48%.

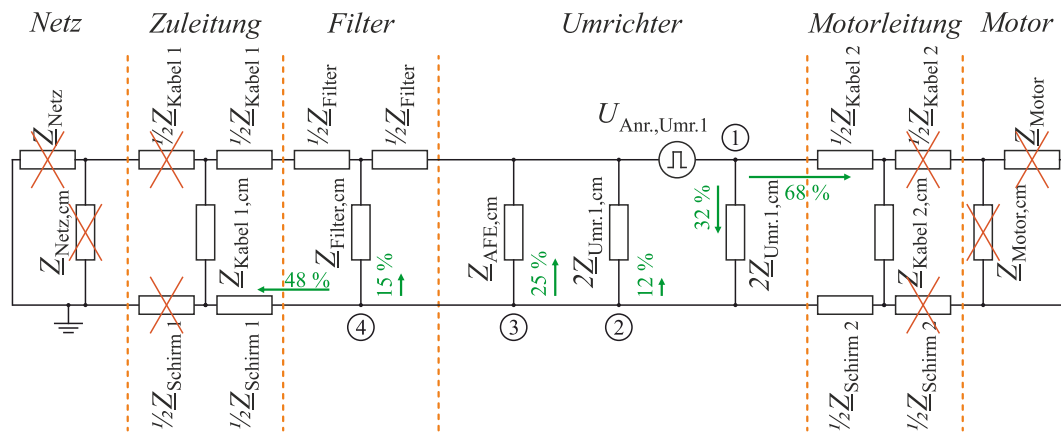


Abb. 4.16.: Einphasiges Gleichtaktmodell mit den gewichteten Gleichtaktpfaden bei 37,7 kHz und einer Anregung von Umrichter 1

Die vorgestellte Analyse der Gleichtaktpfade ist aus einer reinen Betrachtung der einzelnen gemessenen Gleich- und Gegentaktimpedanzen der Komponenten des Antriebssystems und der Auswertung deren Zusammenfassung zu einer frequenzabhängigen Ersatzimpedanz möglich. Einer der Hauptvorteile dieser Methodik besteht darin, dass Antriebssysteme schon während der Planungsphase auf Hinblick der entstehenden Resonanzfrequenzen und Gleichtaktpfade analysiert werden können. Dabei bedarf es lediglich einer Einzelmessung der entsprechenden Impedanzen der vorgesehenen Komponenten. Werden mithilfe der vorgestellten Methode dominante kritische Pfade sichtbar, so kann noch während der Planungsphase auf diese eingegriffen werden. So reduziert sich der Mehraufwand für nachträglich einzubauende zusätzliche Filter. Neben der Untersuchung eines bestehenden bzw. geplanten Antriebssystems eignet sich die Analysemethode ebenfalls zur Auslegung von einzelnen Komponenten, welche anhand des nachfolgenden Einschubs (Auslegung LCL-Filter) kurz vorgestellt ist.

Einschub: Auslegung LCL-Filter

Im nachfolgenden Beispiel soll im bestehenden Beispielsystem die Netzdrossel mit einem LCL-Filter nach aktuellem Stand der Technik ersetzt werden. Dabei besteht das untersuchte LCL-Filter aus einer netzseitigen Drossel L_1 , einer umrichterseitigen Drossel L_2 sowie einer im Stern verschalteten Kondensatorbank C_1 nach Abbildung 4.17c. Der abgebildete Kondensator C_2 stellt im ersten Schritt eine parasitäre Kapazität gegen Erde dar. Mithilfe der vorgestellten Analysemethode soll nun die Kapazität C_2 so ausgelegt werden, dass ein bestimmter Prozentsatz x des gesamten Gleichtaktstroms über diesen Kondensator eingekoppelt wird, sodass sich der Gleichtaktpfad nicht bzw. nur mit $(1 - x)\%$ über das Netz schließt. Die Abbildung 4.17b zeigt das zugehörige Gleichtaktmodell des LCL-Filters, welches

4. Analyse der Gleichtaktpfade

im Modell des Gesamtsystems aus Abbildung 4.17a die bestehende Netzdrossel ersetzt.

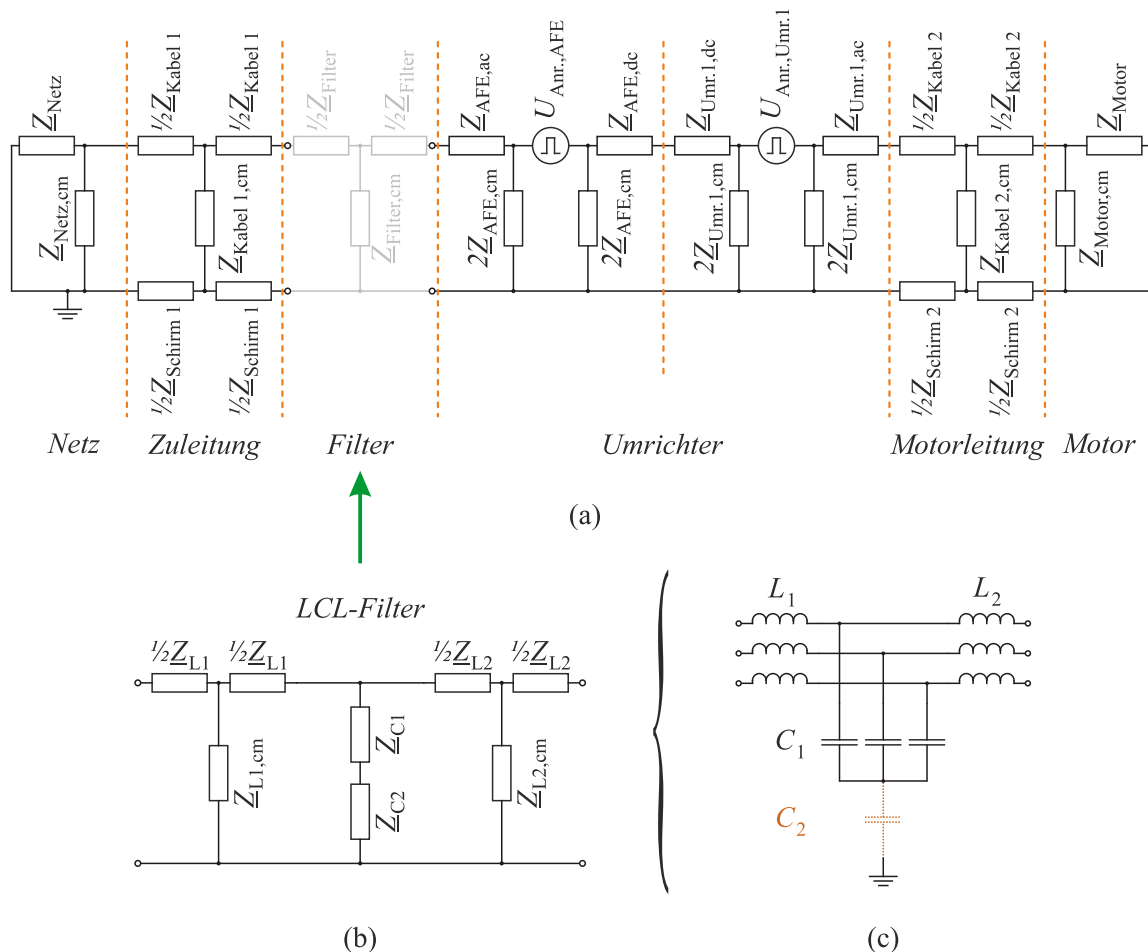


Abb. 4.17.: a) Bekanntes Beispielsystem mit Netzdrossel, b) Gleichtaktmodell eines LCL-Filters, sowie c) dreiphasiges Schaltbild eines LCL-Filters

Die Gleich- und Gegentaktimpedanzen der beiden Induktivitäten (Z_{L1} , Z_{L2} , $Z_{L1,cm}$ und $Z_{L2,cm}$) werden nach der Messmethode gemäß Abschnitt 4.2 bestimmt. Die Kondensatoren C_1 wirken im Gegentaktsystem. Ist deren Sternpunkt mittels Kondensator C_2 geerdet, so werden diese im Gleichtaktsystem als Parallelschaltung aller drei Kapazitäten betrachtet. Für die Auslegung des Kondensators C_2 wird nun der Knotenpunkt 1 aus Abbildung 4.18 betrachtet. Hierzu werden alle Impedanzen aus Abbildung 4.17a vor dem Kondensatorpfad des LCL-Filters (Z_{Netz} bis $1/2 Z_{L1}$) zur netzseitigen Ersatzimpedanz Z_{Ers1} nach Gleichung 4.12 zusammengefasst. Ebenso sind die Impedanzen nach dem Kondensatorpfad ($1/2 Z_{L2}$ bis Z_{Motor}) zur umrichterseitigen Ersatzimpedanz Z_{Ers2} zusammengefasst. In Abbildung 4.18 wird der gesamte Gleichtaktstrom im Antriebssystem mit i_{cm} bezeichnet, welcher in

den Knotenpunkt 1 fließt. Die Einführung der Impedanz $\underline{Z}_{\text{Ers2}}$ dient somit der besseren Darstellung in Abbildung 4.18.

$$\underline{Z}_{\text{Ers1}} = \frac{\left[\left(\frac{\underline{Z}_N \cdot \underline{Z}_{N,\text{cm}} + \frac{\underline{Z}_{K1} + \underline{Z}_{S1}}{2}}{\underline{Z}_N + \underline{Z}_{N,\text{cm}}} \right) \cdot \underline{Z}_{K1,\text{cm}} + \frac{\underline{Z}_{K1} + \underline{Z}_{S1} + \underline{Z}_{L1}}{2} \right] \cdot \underline{Z}_{L1,\text{cm}}}{\left(\frac{\underline{Z}_N \cdot \underline{Z}_{N,\text{cm}} + \frac{\underline{Z}_{K1} + \underline{Z}_{S1}}{2}}{\underline{Z}_N + \underline{Z}_{N,\text{cm}}} \right) \cdot \underline{Z}_{K1,\text{cm}} + \frac{\underline{Z}_{K1} + \underline{Z}_{S1} + \underline{Z}_{L1}}{2} + \underline{Z}_{L1,\text{cm}}} + \frac{\underline{Z}_{L1}}{2} \quad (4.12)$$

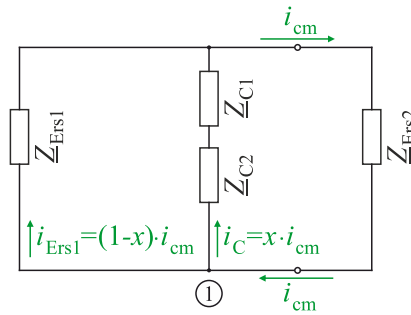


Abb. 4.18.: Betrachtung des Knotenpunkts 1 zur Auslegung der Impedanz \underline{Z}_{C2}

Da im Kondensatorpfad x Prozent des gesamten Gleichtaktstroms fließen soll, gilt

$$i_C = x \cdot i_{\text{cm}} \quad \text{mit} \quad x \in \mathbb{Q} = \{0 \dots 1\} \quad (4.13)$$

und

$$i_{\text{Ers1}} = (1 - x) \cdot i_{\text{cm}}. \quad (4.14)$$

Durch Anwendung des ersten Kirchhoffschen Gesetzes wird der Knotenpunkt 1 in Abbildung 4.18 analysiert, siehe Gleichung 4.15.

$$\frac{\underline{Z}_{\text{Ers1}}}{\underline{Z}_{C1} + \underline{Z}_{C2}} = \frac{3 \cdot i_C}{i_{\text{Ers1}}} \quad (4.15)$$

Die Impedanz \underline{Z}_{C2} berechnet sich somit zu

$$\underline{Z}_{C2} = \frac{\underline{Z}_{\text{Ers1}} \cdot (1 - x)}{3 \cdot x} - \underline{Z}_{C1}. \quad (4.16)$$

Um die Auslegungsmethode zu verifizieren, werden zwei Werte für die Kapazität C_2 für eine 70-prozentige und 90-prozentige Einkopplung des Gleichtaktstroms über den Kondensatorpfad des LCL-Filters berechnet. So ist für eine 70-prozentige Einkopplung ein Kondensator mit $C_2 = 128 \text{ nF}$ und für 90 % ein Kondensator mit $C_2 = 482 \text{ nF}$ notwendig. Im Beispiel-

system aus Abbildung 4.1 wird nun die Netzdrossel durch das LCL-Filter ersetzt. In der Abbildung 4.19a wird zum einen in blau der Gleichtaktstrom nach der Drossel L_2 gemessen. Dieser Strom entspricht dem gesamten Gleichtaktstrom, welcher sich am Knotenpunkt 1 aus Abbildung 4.18 in die Ströme i_{Ers1} und i_C aufteilt. In rot wird der Strom i_C im Kondensatorpfad des LCL-Filters gemessen. Abbildung 4.19b zeigt die Stromverläufe bei Verwendung einer Kapazität von $C_2 = 482 \text{ nF}$. In Abbildung 4.19c kommt für C_2 ein Kondensator mit 128 nF zum Einsatz.

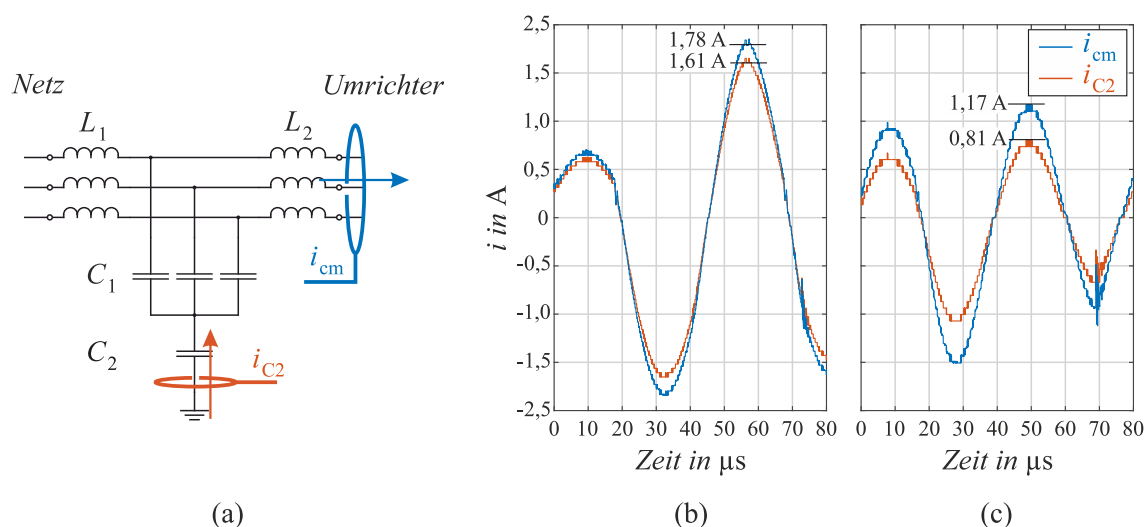


Abb. 4.19.: a) Messstellen im LCL-Filter, mit Verläufen des gesamten Gleichtaktstroms (blau) und dem Gleichtaktstrom im Kondensatorpfad (rot) für b) $C_2 = 482 \text{ nF}$ und c) $C_2 = 128 \text{ nF}$

Das Verhältnis des Stromverlaufs im Kondensatorpfad i_C zum gesamten Gleichtaktstrom i_{cm} aus Abbildungen 4.19b und 4.19c bestätigt die Möglichkeit der Filterauslegung anhand der gezeigten Methode. Die Betrachtung der gemessenen Scheitelwerte des Gleichtaktstroms i_{cm} und des Kondensatorstroms i_C ergibt für eine gewünschte Rückführung des Gleichtaktstroms im Kondensatorpfad des LCL-Filters von $x_1 = 90 \%$ und $x_2 = 70 \%$:

$$\text{Fall 1: } \frac{1,61 \text{ A}}{1,78 \text{ A}} = 90,4 \% \quad \text{bzw.} \quad \text{Fall 2: } \frac{0,81 \text{ A}}{1,17 \text{ A}} = 69,2 \%$$

4.5. Zusammenfassung

Die gezeigte Methodik dient der systematischen Analyse und Ermittlung von Resonanzfrequenzen sowie Gleichtaktpfaden in elektrischen Antriebssystemen. Ausgehend von der Anzahl der Störquellen (n Umrichter) im System werden n Ersatzimpedanzen des gesamten

Gleichtaktsystems berechnet. Mithilfe einer Fallunterscheidung teilt sich die Berechnung in n Fälle auf, wobei in jedem separaten Fall ein einzelner Umrichter als Störquelle betrachtet wird. Die anderen Umrichter bleiben für diesen Fall unberücksichtigt und werden als „nicht schaltend“ betrachtet. Durch vorgestellte Messmethode der frequenzabhängigen Gleich- und Gegentaktimpedanzen einer jeden einzelnen Komponente des Antriebssystems kann so das Frequenzspektrum der Ersatzimpedanz \underline{Z}_n rechnerisch durch einfache rein analytische Netzwerkberechnung für jede einzelne Frequenz bestimmt werden. Durch Auswertung des Phasenspektrums zeigen deren Nullstellen die Resonanzfrequenzen des untersuchten Antriebssystems auf. Durch Betrachtung der Gleich- und Gegentaktimpedanzen für die ermittelten Resonanzfrequenzen kommen zusätzlich deren dominante Gleichtaktpfade zum Vorschein.

Einer der Hauptvorteile der Analysemethode besteht darin, dass bereits vor Inbetriebnahme einer neuen elektrischen Anlage Informationen zu entstehenden Resonanzfrequenzen und möglichen Gleichtaktpfaden vorliegen. Hierzu ist die Impedanzmessung im Gleich- und Gegentakt aller vorgesehenen Komponenten (Filter, Umrichter, Leitungen, etc.) des Antriebssystems notwendig. Die Vermessung erfolgt idealerweise bereits beim Hersteller. Nach Auswertung der Daten mit vorgestellter Netzwerkanalyse besteht durch Anpassung der Systemkomponenten die Möglichkeit, dominante Resonanzfrequenzen und Gleichtaktpfade zu identifizieren, gegebenenfalls zu reduzieren oder gar zu vermeiden (z. B. Anpassung Kommutierungs-drossel mit veränderten Eigenschaften im Netzfilter).

Vorteile im Überblick

- Geringer Messaufwand zur Bestimmung der Gleich- und Gegentaktimpedanz der Einzelkomponenten im Antriebssystem (idealerweise Messwerte bereits vom Hersteller).
- Automatisierte Verrechnung und Auswertung der Gleich- und Gegentaktimpedanzen zur Bestimmung von Resonanzfrequenzen und Gleichtaktpfade eines Antriebssystems ist möglich.
- Abschätzung zur Ausbreitung und Wirkung von Gleichtaktstörungen und damit verbundene Optimierung der einzelnen Komponenten im Bezug auf Gleichtaktstörungen bei bestehenden Anlagen und vor allem **vor** Erst-Inbetriebnahme eines neu geplanten elektrischen Antriebssystems in der Entwicklungsphase ist möglich.
- Reduktion bzw. Vermeidung von zusätzlichen nachträglichen notwendigen Filterlösungen. Diese werden heute meist hinterher eingebaut, um entstehende Gleichtaktstörungen⁹ zu reduzieren.

⁹kommen nach aktuellem Stand erst während einer Inbetriebnahme zum Vorschein

4. Analyse der Gleichtaktpfade

- Die vorgestellte Analysemethode eignet sich auch als Auslegungstool. Hier können mit Auslegung bestimmter Bauteile spezielle Gleichtaktpfade im Antriebssystem geschaffen werden, um so den Gleichtaktstrom gezielt lokal zurückzuführen (z. B. im Netzfilter oder DC-Zwischenkreis).

5. Aktive Gleichtaktdämpfung

Die Ursache von Gleichtaktstörungen in elektrischen Antriebssystemen liegt unter anderem im Schaltverhalten der eingesetzten Umrichter. Dabei sind die Amplitude der anregenden Spannung, deren Flankensteilheit, sowie der Zeitpunkt einer Schaltflanke ausschlaggebend. Diese Mechanismen wurden im Kapitel 2.3 *Grundlagen* erwähnt. Jede Schalthandlung im Umrichter kann eine zufällig verstärkende oder auch zufällig dämpfende Auswirkung im Gleichtaktssystem haben. Der Ansatz der zeitlichen Flankenverschiebung besteht darin, Umschaltungen mit dämpfender Wirkung möglichst zu bevorzugen und Umschaltungen mit verstärkender Auswirkung möglichst in dämpfende Schalthandlungen umzuwandeln.

Das Kapitel befasst sich mit den theoretischen Untersuchungen und der technischen Umsetzung einer aktiven Gleichtaktdämpfung, welche auf der zeitlichen Verschiebung einzelner Schaltflanken basiert. Der Inhalt gliedert sich in theoretische Vorüberlegungen und Randbedingungen sowie die Eingriffs- und Analyse Kriterien der Flankenverschiebung selbst. Prinzipiell ist die technische Realisierung unabhängig vom eingesetzten Stromregelverfahren möglich. Die vorliegende Arbeit nutzt hierfür ein direktes Verfahren, da aufgrund dessen hoher Dynamik neben der Hauptaufgabe (der Nutzsingalregelung) untergeordnete Regelstrategien verfolgt werden können. Der Algorithmus der aktiven Dämpfungsmethode ist eines solcher untergeordneten (sekundären) Regelziele. Es wird durch Modifikation des direkten Stromregelverfahrens SDHC umgesetzt und ist ebenfalls Bestandteil dieses Kapitels.

Einleitend zu diesem Kapitel stellt sich die Frage, *wann es zweckmäßig ist, Schaltflanken des Umrichters zeitlich zu verschieben*. Auf diese Fragestellung wurde schon im Kapitel *Grundlagen* kurz eingegangen. Anhand der Umschaltzeitpunkte aus Abbildung 2.20 ist erkennbar, dass eine Flankenverschiebung bei Gleichtaktstörungen unwirksam ist, wenn neue Schalthandlungen im bereits eingeschwungenen Zustand der Gleichtaktspannung stattfinden, siehe Abbildung 2.20a. Eine aktive Gleichtaktdämpfung ist hingegen möglich, wenn eine neue Schalthandlung ausgeführt wird, während die vorherige noch nicht eingeschwungen ist, siehe Abbildung 2.20b. Solche Betriebspunkte treten auf, wenn im System Resonanzfrequenzen vorherrschen, die bei der nachfolgenden Schalthandlung noch nicht abgeklungen sind.

5.1. Theoretische Betrachtung

Das Einschwingverhalten der Gleichtaktspannung kann anhand der Betrachtung eines RLC-Reihenschwingkreises untersucht werden [8, 30, 45]. Die resultierende Gleichtaktspannung nach einer sprungförmigen Anregung des Reihenschwingkreises lässt sich mit

$$u_\gamma = \Delta u_\gamma \left\{ \sigma(t) - e^{-\omega_0 \zeta t} \left[\cos \left(\sqrt{1 - \zeta^2} \cdot \omega_0 t \right) + \frac{\zeta}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \sin \left(\sqrt{1 - \zeta^2} \cdot \omega_0 t \right) \right] \right\}, t \geq 0 \quad (5.1)$$

berechnen¹. Ansatz der aktiven Gleichtaktdämpfung besteht in der Reduktion des anregenden Potentials der Gleichtaktspannung Δu_γ mithilfe einer zeitlichen Flankenverschiebung der Schaltpulse im Umrichter. Hierbei treten folgende Fragen auf:

- Wann liegt der bestmögliche Umschaltzeitpunkt für eine aktive Dämpfung vor?
- Wann muss hierfür eine Schaltflanke zeitlich vorgezogen bzw. verzögert werden?
- Welche Faktoren beeinflussen die Umsetzung einer Flankenverschiebung?

5.1.1. Betragsminimum

Die Gleichung 5.1 beschreibt die Sprungantwort eines RLC-Reihenschwingkreises und somit das Einschwingverhalten der Gleichtaktspannung nach einer Schaltflanke. Aufgrund der trigonometrischen Terme in der Gleichung ergeben sich lokale Maxima und Minima, welche abhängig von der Dämpfungskonstanten ζ exponentiell abklingen. Lokale Maxima sind die Scheitelwerte, welche oberhalb des Endwertes der einschwingenden Spannung liegen. Im Umkehrschluss werden Scheitelwerte unterhalb des Endwertes als lokale Minima bezeichnet. Um nun das anregende Potential Δu_γ möglichst gering zu halten, muss eine Umschaltung stets im Betragsminimum stattfinden. Dieses Minimum ist abhängig von der Umschaltung der Gleichtaktspannungsanteile u_γ der beteiligten Spannungsraumzeiger, siehe Tabelle 2.1. Das anregende Potential Δu_γ lässt sich nach Gleichung 2.9,

$$\Delta u_\gamma = u_{\gamma,(x+1)} - u_{\gamma,x},$$

berechnen. Für den idealen und eingeschwungenen Zustand betrachtet, nimmt Δu_γ Werte nach Gleichung 5.2 an. Der Pfeil (\leftrightarrow) gibt hierbei an, zwischen welchen beiden Spannungs-

¹entspricht der Gleichung 2.10 aus Kapitel 2.3 *Grundlagen*. Ausführliche Herleitung im Anhang B

raumzeigern umgeschaltet wird.

$$\Delta u_\gamma = \begin{cases} 0 & \text{für } \overrightarrow{RZ}_{1,3,5} \leftrightarrow \overrightarrow{RZ}_{1,3,5} \\ 0 & \text{für } \overrightarrow{RZ}_{2,4,6} \leftrightarrow \overrightarrow{RZ}_{2,4,6} \\ \pm 1/3 U_{\text{dc}} & \text{für } \overrightarrow{RZ}_{1,3,5} \leftrightarrow \overrightarrow{RZ}_{2,4,6} \\ \pm 1/3 U_{\text{dc}} & \text{für } \overrightarrow{RZ}_{1,3,5} \leftrightarrow \overrightarrow{RZ}_0 \\ \pm 1/3 U_{\text{dc}} & \text{für } \overrightarrow{RZ}_{2,4,6} \leftrightarrow \overrightarrow{RZ}_7 \\ \pm 2/3 U_{\text{dc}} & \text{für } \overrightarrow{RZ}_{1,3,5} \leftrightarrow \overrightarrow{RZ}_7 \\ \pm 2/3 U_{\text{dc}} & \text{für } \overrightarrow{RZ}_{2,4,6} \leftrightarrow \overrightarrow{RZ}_0 \\ \pm U_{\text{dc}} & \text{für } \overrightarrow{RZ}_0 \leftrightarrow \overrightarrow{RZ}_7 \end{cases} \quad (5.2)$$

Betrachtet man nun Abbildung 5.1a, so ist im Zeitpunkt t_x ein Sprung der Gleichtaktspannung von $u_{\gamma,x} = 1/6 U_{\text{dc}}$ auf $u_{\gamma,(x+1)} = -1/6 U_{\text{dc}}$ zu sehen. Diese Anregung entsteht beispielsweise, wenn von einem geraden Spannungsraumzeiger auf einen ungeraden gewechselt wird. Diese Umschaltung hat nach Gleichung 2.9 bzw. 5.2 eine Anregung im Gleichtaktsystem von

$$\Delta u_\gamma = -\frac{1}{6} U_{\text{dc}} - \frac{1}{6} U_{\text{dc}} = -\frac{1}{3} U_{\text{dc}}.$$

In Abbildung 5.1b tritt nun die gleiche Schalthandlung auf, jedoch ist die Gleichtaktspannung aufgrund einer vorherigen Umschaltung noch nicht abgeklungen. Folglich kann die Schaltflanke je nach ihrer zeitlichen Position t_x unterschiedlich große Δu_γ -Werte erzeugen und eine entsprechend unterschiedliche Anregung der resonanten Schwingung verursachen, welche im Gleichtaktsystem zufällig verstärkend oder zufällig dämpfend wirkt. Als Umschaltung mit verstärkender Wirkung ist eine Schalthandlung im Umrichter definiert, dessen Anregung im Bezug auf den Δu_γ -Wert einer Umschaltung im eingeschwungenen Zustand betragsmäßig größer ist. Umgekehrt sei die Umschaltung mit einer kleineren Anregung als Umschaltung mit dämpfender Wirkung festgelegt. Für eine zeitliche Verschiebung der Schalthandlung ergeben sich vier markante Umschaltzeitpunkte, welche in Abbildung 5.1c vergrößert dargestellt sind. Das sind zum einen das lokale Maximum (Punkt **1**), sowie das lokale Minimum (Punkt **3**), die dem ursprünglichen Umschaltzeitpunkt t_x nächstgelegen sind. Zum anderen zeigen Punkt **2** und **4** die beiden Schnittpunkte der einschwingenden Gleichtaktspannung u_γ mit deren stationärem Endwert (hier im Beispiel: $1/6 U_{\text{dc}}$). Eine Umschaltung des Umrichters im Bereich zwischen Punkt **2** und **4** bewirkt, dass die anregende Spannung Δu_γ kleiner bzw. gleich der anregenden Gleichtaktspannung im eingeschwungenen Zustand (vgl. Abbildung 5.1a) ist. Ist, wie im gezeigten Beispiel, Δu_γ negativ, so liegt das

5. Aktive Gleichtaktdämpfung

Betragsminimum im mathematisch lokalen Minimum der Gleichtaktspannung vor.

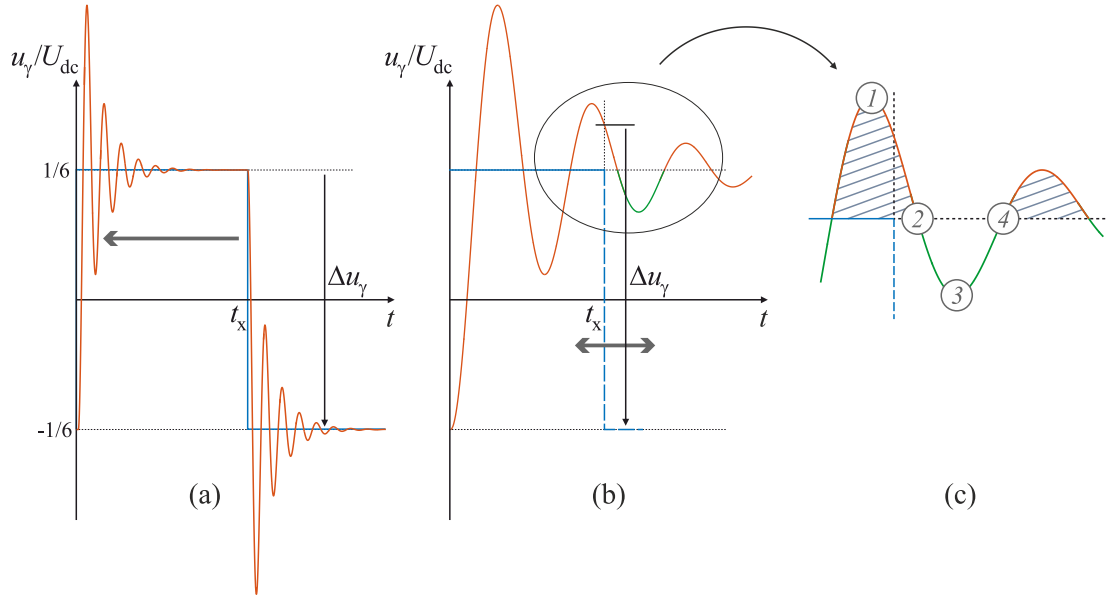


Abb. 5.1.: Umschaltzeitpunkt t_x von $u_{\gamma,x} = 1/6U_{dc}$ auf $u_{\gamma,(x+1)} = -1/6U_{dc}$ im a) eingeschwungenen und b) einschwingenden Zustand sowie c) mögliche Umschaltzeitpunkte 1 bis 4

Abbildung 5.2a betrachtet nun im eingeschwungenen Zustand die Umschaltung eines ungeraden Spannungsraumzeigers (z. B. \vec{RZ}_1) auf einen geraden (z. B. \vec{RZ}_2), wobei die Gleichtaktspannung von $u_{\gamma,x} = -1/6U_{dc}$ auf $u_{\gamma,(x+1)} = 1/6U_{dc}$ springt. Δu_γ berechnet sich wiederum nach Gleichung 2.9 bzw. 5.2 zu

$$\Delta u_\gamma = \frac{1}{6}U_{dc} - \left(-\frac{1}{6}U_{dc}\right) = +\frac{1}{3}U_{dc}.$$

Auch hier ergeben sich nun vier markante Umschaltzeitpunkte, wenn zum Zeitpunkt t_x im Einschwingvorgang einer vorherigen Umschaltung eine neue stattfindet, siehe Abbildung 5.2b. Diese sind mit den Ziffern 5 bis 8 nummeriert und in Abbildung 5.2c dargestellt. Für eine verringerte Gleichtaktanregung muss die Schaltflanke des Umrichters zwischen die beiden Schnittpunkte **6** und **8** verschoben werden. Daraus folgt, dass der Umschaltzeitpunkt für das Betragsminimum bei positivem Δu_γ in das mathematisch lokale Maximum der Gleichtaktspannung (Punkt **7**) verschoben werden muss.

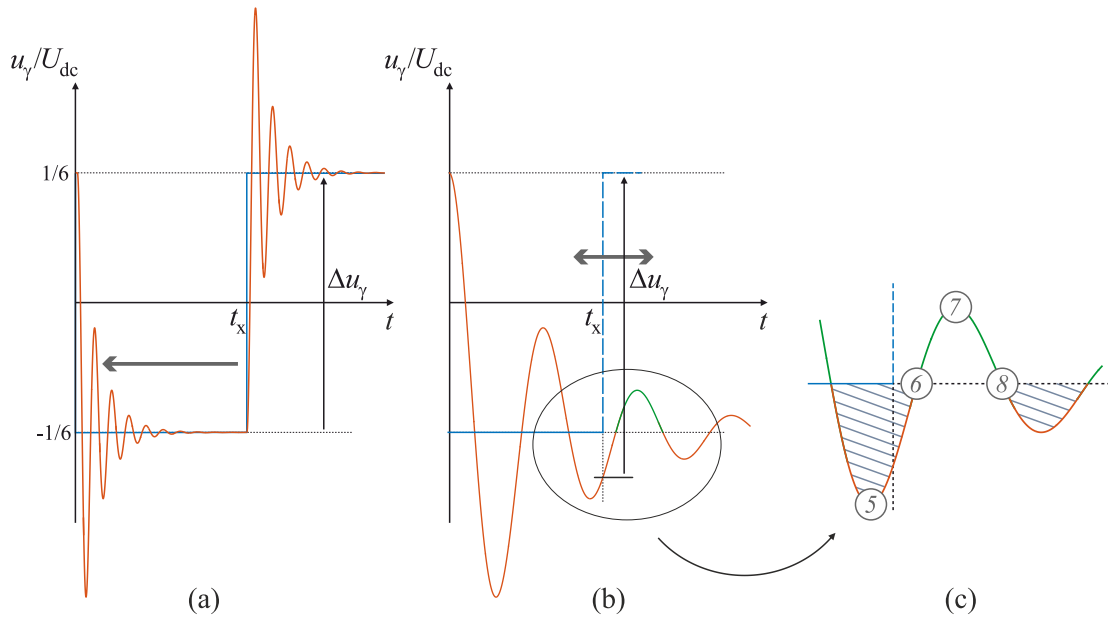


Abb. 5.2.: Umschaltzeitpunkt t_x von $u_{\gamma,x} = -1/6U_{dc}$ auf $u_{\gamma,(x+1)} = 1/6U_{dc}$ im a) eingeschwungenen und b) einschwingenden Zustand sowie c) mögliche Umschaltzeitpunkte 5 bis 8

Der Umschaltzeitpunkt ist daher vom Vorzeichen von Δu_γ abhängig. So muss bei negativem Δu_γ im lokalen Minimum und bei positivem Δu_γ im lokalen Maximum der Gleichtaktspannung umgeschaltet werden. In beiden Fällen handelt es sich um das Betragsminimum von Δu_γ . Der ideale Schaltzeitpunkt liegt hierbei im Punkt **3** bzw. **7**. Eine Umschaltung in den grau schraffierten Flächen aus Abbildung 5.1c und 5.2c sollte stets vermieden werden, da hierdurch das anregende Potential Δu_γ größer als im eingeschwungenen Zustand wird. Dementsprechend werden die Gleichtaktstörungen verstärkt.

Ob eine Schaltflanke zeitlich eher oder zeitlich später auszuführen ist sowie deren Randbedingungen werden in nachfolgenden Untersuchungen anhand eines konkreten Beispiels dargestellt. Es zeigt eine Umschaltung von einem geraden Spannungsraumzeiger (\vec{RZ}_2) mit positiver Gleichtaktspannung auf einen ungeraden (\vec{RZ}_1) mit negativer Gleichtaktspannung nach Abbildung 5.1. Die am Beispiel entwickelten Erkenntnisse lassen sich auf alle anderen Umschaltkombinationen unter den Spannungsraumzeigern übertragen. Das Ziel besteht darin, stets im Betragsminimum zu schalten, das sich je nach Vorzeichen von Δu_γ im lokalen Maximum oder Minimum der Gleichtaktspannung befindet.

Reduktion des anregenden Spannungspotentials im Betragsminimum

In Abbildung 5.3 ist das Einschwingverhalten einer beispielhaften sprunghaftigen Umschaltung von $u_\gamma = -1/6U_{dc}$ auf $u_\gamma = 1/6U_{dc}$ zum Zeitpunkt t_0 gezeigt. Zusätzlich sind die resultierenden Überschwingweiten u_2 bis u_5 dargestellt. Die Überschwingweiten der einschwingenden Spannung sind abhängig vom Spannungssprung Δu_γ selbst und klingen unter Berücksichtigung der Dämpfungskonstante ζ exponentiell ab. Allgemein berechnen sich diese zu

$$u_n = \Delta u_\gamma \cdot e^{-\left((n-1) \frac{\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\right)} \quad \text{mit } n \in \mathbb{N} = \{1, 2, 3, \dots\}. \quad (5.3)$$

Mit der Variablen n lassen sich hierbei die einzelnen Überschwingweiten zuordnen, wobei in diesem Beispiel geradzahlige Überschwingweiten für lokale Maxima und ungerade für lokale Minima stehen.

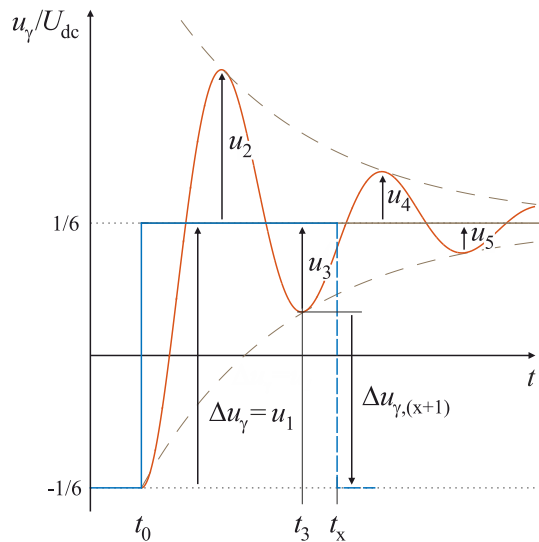


Abb. 5.3.: Überschwingweiten der Gleichtaktspannung

In Abbildung 5.3 findet eine weitere Umschaltung im Zeitpunkt t_x statt, für welche das nächstliegende Betragsminimum sich im Zeitpunkt t_3 befindet. Mithilfe der Gleichung 5.4 lässt sich das kleinstmögliche anregende Potential $\Delta u_{\gamma,(x+1)}$ im Betragsminimum berechnen, wobei nur die ungeraden Überschwingweiten für das Schalten im Betragsminimum zu berücksichtigen sind.

$$\Delta u_{\gamma,(x+1)} = \Delta u_\gamma \cdot \left(1 - e^{-\left((n-1) \frac{\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\right)}\right) \quad \text{mit } n \in \mathbb{N}_U = \{3, 5, 7, \dots\} \quad (5.4)$$

5.1.2. Flankenverschiebung

Um nun eine Schalthandlung in das dämpfende Betragsminimum der Gleichtaktspannung zu verschieben, muss eine Schaltflanke entweder vorgezogen (d. h. zeitlich eher) oder verzögert (d. h. zeitlich später) ausgeführt werden. Anhand der Abbildung 5.4 ist gezeigt, welche Parameter für eine vorgezogene bzw. verzögerte Schaltflanke ausschlaggebend sind. Eine der wichtigsten Größen hierbei ist die Periodendauer der Resonanzfrequenz, welche sich zu

$$T = \frac{2\pi}{\omega_0 \cdot \sqrt{1 - \zeta^2}} \quad (5.5)$$

berechnet. Die lokalen Maxima bzw. Minima sind um die Verschiebungskonstante ν aus der Mitte der halben Periodendauer T verschoben, welche nach Gleichung 5.6 berechnet ist.

$$\nu = \frac{\arcsin(\zeta)}{\omega_0 \cdot \sqrt{1 - \zeta^2}} \quad (5.6)$$

Des Weiteren ist in der Abbildung die Anschwingzeit T_a zu sehen. Diese Zeit beschreibt die Zeit, welche die einschwingende Spannung benötigt, um erstmals den Endwert (hier im Beispiel: $u_\gamma = 1/6 U_{dc}$) zu erreichen. Sie berechnet sich zu

$$T_a = \frac{\pi - \arccos(\zeta)}{\omega_0 \cdot \sqrt{1 - \zeta^2}}. \quad (5.7)$$

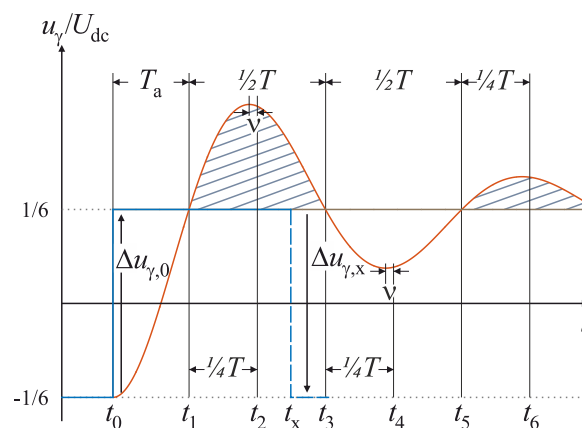


Abb. 5.4.: Analyse der Sprungantwort eines RLC-Reihenschwingkreises

Der Worst-Case-Fall im Bezug auf die Gleichaktanregung tritt ein, wenn die Schaltflanke exakt in der Mitte der halben Periodendauer zum Zeitpunkt t_2 bzw. t_6 ausgeführt wird. Für eine dämpfend wirkende Umschaltung sind hier im Grenzfall die vorgezogene und ver-

5. Aktive Gleichtaktdämpfung

zögernde Verschiebungszeit identisch. Um nun das ursprüngliche Potential ($\Delta u_{\gamma,0}$) des eingeschwingenen Zustands zu erreichen, muss die Schaltflanke mindestens um

$$T_{\min} = \frac{1}{4} \cdot T = \frac{\pi}{2\omega_0 \cdot \sqrt{1 - \zeta^2}} \quad (5.8)$$

vorgezogen bzw. verzögert werden. Daraus folgt, dass die Halbperiode (die in Abbildung 5.4 grau schraffierte Fläche) nun in zwei gleiche Zeitabschnitte mit je $1/4T$ geteilt wird. Würde eine Umschaltung im Zeitfenster von t_1 bis t_2 ausgeführt, so wird der Schaltpuls zweckmäßig zeitlich vorgezogen und vor den Zeitpunkt t_1 geschoben. Hingegen wird die Ausführung der Schaltflanke im Zeitbereich von t_2 bis t_3 sinnvollerweise unterdrückt und in den Zeitraum t_3 bis t_4 verzögert. Zur Verdeutlichung zeigt Abbildung 5.5 die Zeitfenster, in denen eine ursprüngliche Schalthandlung zeitlich eher ausgeführt werden soll. Im linken blauen Rechteck ist der Schaltzeitpunkt t_{x1} zu sehen. Hier ist es sinnvoll, diese Schaltflanke in den Bereich I ($t_0 < t < t_1$) zu verschieben. Findet die geplante Umschaltung zu einem späteren Zeitpunkt (t_{x2}) zwischen t_5 und t_6 statt, so ist die Verschiebung der Schaltflanke in das Zeitfenster von t_3 bis t_5 sinnvoll.

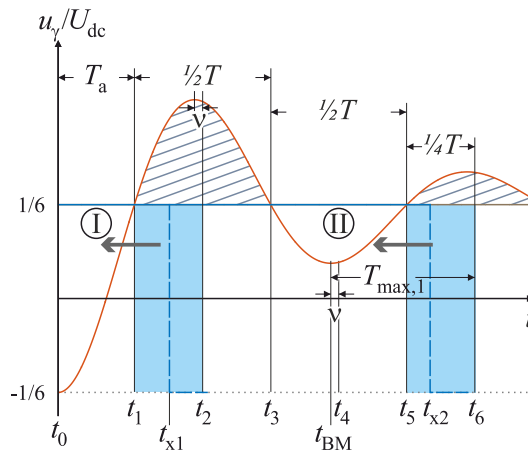


Abb. 5.5.: Verschiebung der Schaltflanke in vorzeitige Umschaltzeitpunkte

Die notwendige Verschiebungszeit erhöht sich, wenn das anregende Potential Δu_{γ} weiter verkleinert werden soll. Die kleinste Anregung tritt im Betragsminimum der einschwingenden Spannung auf. Der Zeitpunkt ist in der Abbildung mit t_{BM} benannt². Somit muss die Schaltflanke im Worst-Case-Fall von t_6 nach t_{BM} um

$$T_{\max,1} = \frac{1}{2} \cdot T + \nu = \frac{\pi + \arcsin(\zeta)}{\omega_0 \cdot \sqrt{1 - \zeta^2}} \quad (5.9)$$

²Index BM: Betragsminimum

zeitlich eher ausgeführt werden, um im Betragsminimum mit größtmöglicher Dämpfung der Gleichtaktstörung zu schalten.

Befindet sich die Umschaltung (siehe Abbildung 5.6 t_{x3} bzw. t_{x4}) im Zeitfenster von t_2 bis t_3 bzw. t_6 bis t_7 , so hat die Verzögerung der Schaltflanke in die Zeitbereiche II bzw. III die kürzeste Verschiebungsdauer. Auch hier erfährt die Verzögerung in die lokalen Betragsminima im Zeitpunkt t_{BM1} bzw. t_{BM2} die bestmögliche Dämpfung der Gleichtaktstörungen. Ausgehend vom Worst-Case-Fall des Umschaltzeitpunktes in t_2 bzw. t_6 berechnet sich die maximale Verschiebungsdauer der Verzögerung zu

$$T_{\max,2} = \frac{1}{2} \cdot T - \nu = \frac{\pi - \arcsin(\zeta)}{\omega_0 \cdot \sqrt{1 - \zeta^2}}. \quad (5.10)$$

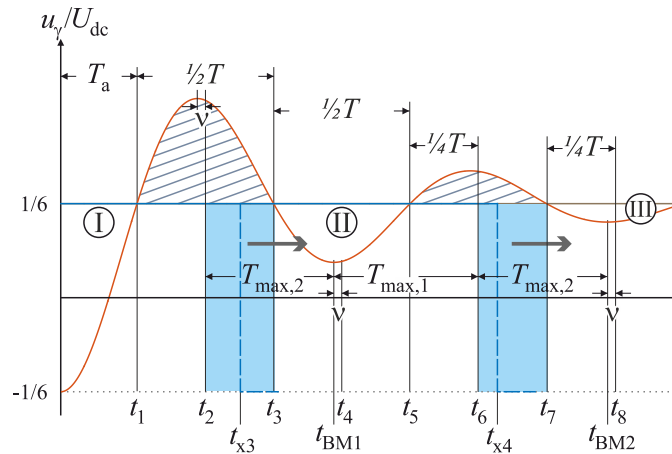


Abb. 5.6.: Verschiebung der Schaltflanke in verzögerte Umschaltzeitpunkte

Bezogen auf die Zeitdauer, um die eine Schaltflanke verschoben werden muss, besteht der Worst-Case-Fall, dass der Umschaltzeitpunkt exakt mittig in einer halben Periodendauer liegt, siehe hierzu t_2 bzw. t_6 aus Abbildung 5.6. In diesem Fall kann sowohl die vorzeitige als auch die verzögernde Flankenverschiebung genutzt werden, um das anregende Potential der Gleichtaktspannung im eingeschwungenen Zustand zu erreichen. Ausgehend von Umschaltzeitpunkt t_6 ist die Verschiebungsdauer in die Zeitpunkte t_5 und t_7 gleich groß. Als Best Case ist die Umschaltung bezeichnet, wenn der Umschaltzeitpunkt in das Betragsminimum von Δu_γ verschoben werden kann. Ausgehend von einer Umschaltung im Zeitpunkt t_6 sind diese in Abbildung 5.6 mit t_{BM1} und t_{BM2} bezeichnet. Die Verschiebungszeiten, um die die Schaltflanke in das Betragsminimum verschoben werden muss, unterscheiden sich um 2ν . Es gilt

$$(t_6 - t_{BM1}) - 2\nu = t_{BM2} - t_6. \quad (5.11)$$

5. Aktive Gleichtaktdämpfung

Bis hierhin wurde stets ein Augenmerk auf die reine Verschiebungszeit der Schaltflanke gelegt. Für die Flankenverschiebung sind die zwei nächstgelegenen Betragsminima von Δu_γ interessant, welche nachfolgend genauer betrachtet werden. In Abbildung 5.7 findet eine Umschaltung im Bereich von t_5 bis t_7 statt. Idealerweise wird diese in das erste Betragsminimum $\Delta u_{\gamma(n)}$ im Umschaltzeitpunkt t_{BM1} vorgezogen oder in das Betragsminimum $\Delta u_{\gamma(n+2)}$ im Umschaltzeitpunkt t_{BM2} verzögert. Dabei ist das Betragsminimum $\Delta u_{\gamma(n)}$ im Zeitpunkt t_{BM1} um den Faktor nach Gleichung 5.12 kleiner als im Zeitpunkt t_{BM2} . Die Variable n bezieht sich hierbei auf die Überschwingweite der lokalen Minima aus Abbildung 5.3 und Gleichung 5.4.

$$\Delta u_{\gamma(n)} = \frac{1 - e^{-\left((n-1)\frac{\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\right)}}{1 - e^{-\left((n+1)\frac{\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\right)}} \cdot \Delta u_{\gamma(n+2)} \quad \text{mit } n \in \mathbb{N}_U = \{3, 5, 7, \dots\} \quad (5.12)$$

Eine Verzögerung der Schaltflanke nach t_{BM2} kann maximal das Betragsminimum von $\Delta u_{\gamma(n+2)}$ erreichen. In Abbildung 5.7 ist zusätzlich der Schnittpunkt dieses Potentials mit der Gleichtaktspannung u_γ bei einer vorgezogenen Flankenverschiebung gezeigt. Beide Zeitpunkte spannen hierbei die Zeitdauer T_{BM} auf. Daraus folgt, dass unter Berücksichtigung des Betragsminimums nicht mehr der Umschaltzeitpunkt, wann eine Schaltflanke vorgezogen bzw. verzögert werden muss, exakt mittig der halben Periodendauer (hier t_6) liegt. In Abbildung 5.7 ist dieser Grenzpunkt (wann vorziehen, wann verzögern) mit t_x bezeichnet und ist im Bezug auf t_6 nach rechts verschoben. Eine Schalthandlung zum Zeitpunkt t_x kann sowohl zeitlich eher bzw. später stattfinden, um das Potential des Betragsminimums im Zeitpunkt t_{BM2} zu erreichen. Dabei ist der orange Zeitbereich (Vorziehen der Flanke) größer als der blaue Bereich (Verzögern der Flanke).

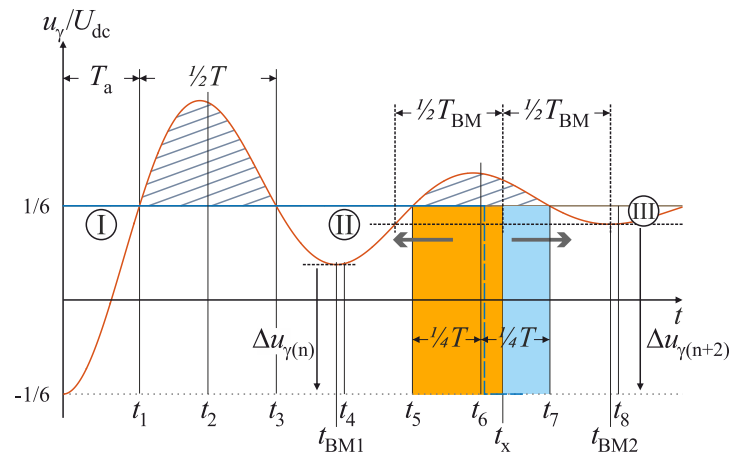


Abb. 5.7.: Verschiebung der Schaltflanke unter Berücksichtigung des Betragsminimums

Daraus folgt, dass eine Schaltflanke, im orange markierten Zeitbereich vorzeitig ausgeführt werden soll. Die Schaltflanke kann idealerweise weiter in das Betragsminimum zum Zeitpunkt t_{BM1} geschoben werden und somit eine zusätzliche Dämpfung erreichen. So kann bei Verschiebung der Schaltflanke in das erste Betragsminimum ($\Delta u_{\gamma,(n)}$) das anregende Potential um

$$\Delta u_{\gamma(n)} - \Delta u_{\gamma(n+2)} = \Delta u_{\gamma} \cdot \left[e^{-\left((n+1)\frac{\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\right)} - e^{-\left((n-1)\frac{\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\right)} \right] \quad (5.13)$$

bezogen auf das zweite Betragsminimum ($\Delta u_{\gamma,(n+2)}$) weiter reduziert werden.

5.1.3. Randbedingungen

Die Randbedingungen für eine erfolgreiche Flankenverschiebung hängen maßgeblich von zwei Parametern ab. Zum einen bestimmt die Periodendauer der Resonanzschwingung nach Gleichung 5.5 die Länge der Verschiebungsdauer einer Schaltflanke. Zum anderen legt die Schaltfrequenz des eingesetzten Steuerverfahrens für den Umrichter fest, wie oft Schaltflanken im Umrichter ausgeführt werden. Zusätzlich beeinflussen weitere Eigenschaften der Hard- und Softwareseite des elektrischen Antriebssystems die Effektivität einer aktiven Gleichtakttdämpfung. Nachfolgende Auflistung gibt einen Überblick der abhängigen Parameter der Flankenverschiebung.

- *Resonanzfrequenz*: Ist die Periodendauer T der Resonanzschwingung im Bereich der Pulsdauer T_p , so ergeben sich große Verschiebungszeiten für die einzelnen Schaltflanken. Die Periodendauer T ist abhängig von der Dämpfungskonstante ζ und der Eigenfrequenz $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$.
- *Schaltfrequenz*: Die Schaltfrequenz des eingesetzten Regelverfahrens bestimmt, wie oft Schalthandlungen auftreten. Dabei gilt: Je höher die Schaltfrequenz gewählt wird, desto geringer die Zeit zwischen den Umschaltungen.
- *Totzeit*: Eine Schaltflanke kann nur zeitlich eher in Zeitbereich I geschoben werden, wenn die Anstiegszeit T_a größer als die Totzeit³ T_{tot} ist (Abb. 5.8). Die Totzeit wird von der Treiberstufe für die Leistungshalbleiter generiert [86].

³abhängig von der Stromrichtung im Leistungshalbleiter [55, 76]

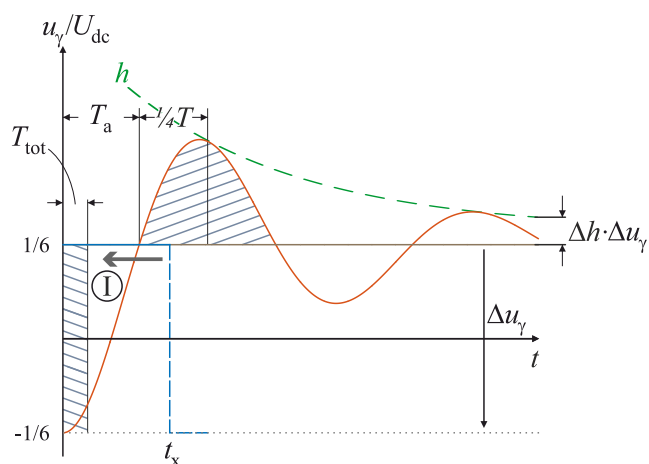


Abb. 5.8.: Berücksichtigung der Totzeit nach einer Schaltflanke

- *Latenz*: Es müssen verschiedene Verzögerungen berücksichtigt werden. Diese sind beispielsweise die Rechenzeiten des Stromregelverfahrens an sich sowie die für das sekundäre Regelziel (aktive Gleichtaktdämpfung). Des Weiteren sind Signallaufzeiten für die Ansteuersignale (Treiberstufe) oder der Stromerfassung vorhanden.
- *Güte*: Wie lange eine maximale zeitliche Flankenverschiebung dauern darf, hängt vom Anwendungsgebiet des Umrichters ab. Durch Verschieben einer Schaltflanke wird eine fehlerhafte Spannung am Umrichter bereitgestellt, welche sich letztendlich auch in einem schlechteren oder fehlerhaften Nutzsignal, in der Regel im Strom, auswirkt. Werkzeugmaschinen stellen bezogen auf die Spannungs- bzw. Stromqualität hohe Anforderungen an deren Güte. Ist hingegen am Umrichter eine elektrische Maschine für z. B. eine Pumpenanwendung angeschlossen, so lässt solch eine Anwendung bezogen auf die Güte eine höhere Toleranz zu.
- *Messsystem*: Für die technische Umsetzung der aktiven Gleichtaktdämpfung bestehen besondere Anforderungen an die Messung des Gleichtaktstroms. Diese sind die Bandbreite und die Genauigkeit eines eingesetzten Stromwandlers sowie die Erfassung und Weiterverarbeitung ihrer Messwerte.

Begrenzung 1 - eingeschwungener Zustand

Eine Flankenverschiebung ist nicht notwendig bzw. unwirksam, wenn die Umschaltung eines Spannungsraumzeigers im bereits eingeschwungenen Zustand der vorherigen Umschaltung stattfindet. Hierzu zeigt Abbildung 5.8 die Hüllkurve h der einschwingenden Gleichtakt-

spannung u_γ , welche nach Gleichung 5.14 berechnet ist.

$$h = \Delta u_\gamma \cdot (1 + e^{-\omega_0 \zeta t}) \quad (5.14)$$

Δh aus Abbildung 5.8 legt die maximal zugelassene Überschwingweite für die Gleichtaktspannung fest und versteht sich als prozentualer Wert⁴ von Δu_γ . Die Zeit, bis der Einschwingvorgang auf den definierten Wert von $(1 + \Delta h) \cdot \Delta u_\gamma$ abklingt, lässt sich mit Gleichsetzen der Hüllkurve h berechnen, siehe Gleichung 5.15.

$$\Delta u_\gamma \cdot (1 + e^{-\omega_0 \zeta t}) \stackrel{!}{=} (1 + \Delta h) \cdot \Delta u_\gamma \quad \text{bzw.} \quad t = -\frac{\ln(\Delta h)}{\omega_0 \zeta} \quad (5.15)$$

Abbildung 5.9 zeigt die Abfolge der Spannungsraumzeiger von $\vec{RZ}_0 \rightarrow \vec{RZ}_1 \rightarrow \vec{RZ}_2 \rightarrow \vec{RZ}_7 \rightarrow \vec{RZ}_2 \rightarrow \vec{RZ}_1 \rightarrow \vec{RZ}_0$ einer klassischen Raumzeigermodulation im Sektor I. Dabei ergibt sich die Periodendauer T_p aus Addition der einzelnen Schaltzeiten der Spannungsraumzeiger zu $T_p = T_0 + T_1 + T_2 + T_7$, wobei die einzelnen Einschaltzeiten mit

$$T_n = T_p \frac{\sqrt{3} \cdot |U_{\text{soll}}(\omega t)|}{U_{\text{dc}}} \cos(\omega t + \delta) \quad \text{mit} \quad n \in \mathbb{N} = \{0 \dots 7\} \quad (5.16)$$

berechnet werden. Für eine genauere Betrachtung der Pulssequenzen einer Raumzeigermodulation sei auf Literatur [4, 31] oder [81] verwiesen. Der Grenzfall, ab dem kein aktiver Dämpfungseingriff mehr möglich ist, liegt vor, wenn in einer Pulssequenz alle sechs Schaltbehandlungen exakt gleich verteilt sind ($T_p = 6 \cdot T_n$), siehe Abbildung 5.9a. Der eingeschwungene Zustand liegt dann vor, wenn in dieser Zeitspanne die Gleichtaktspannung abgeklungen ist, siehe Gleichung 5.15. Demnach muss die Pulsperiodendauer T_p des Umrichters nach Gleichung 5.17 um mindestens den angegebenen Faktor größer sein als die Periodendauer T der einschwingenden Gleichtaktspannung. Der Faktor ist abhängig von der Dämpfungskonstanten ζ sowie der maximal zulässigen Überschwingweite Δh .

$$T_p \geq -6 \cdot \frac{\ln(\Delta h) \cdot \sqrt{1 - \zeta^2}}{2\pi\zeta} \cdot T \quad (5.17)$$

Ist die Gleichung 5.17 erfüllt, so wird eine neue Umschaltung stets im eingeschwungenen Zustand der Gleichtaktspannung durchgeführt. Eine Flankenverschiebung ist dann nicht notwendig und kann hier auch keine zusätzliche Dämpfung im Gleichtaktsystem bewirken.

⁴in der praktischen Anwendung z. B. 5%

5. Aktive Gleichtaktdämpfung

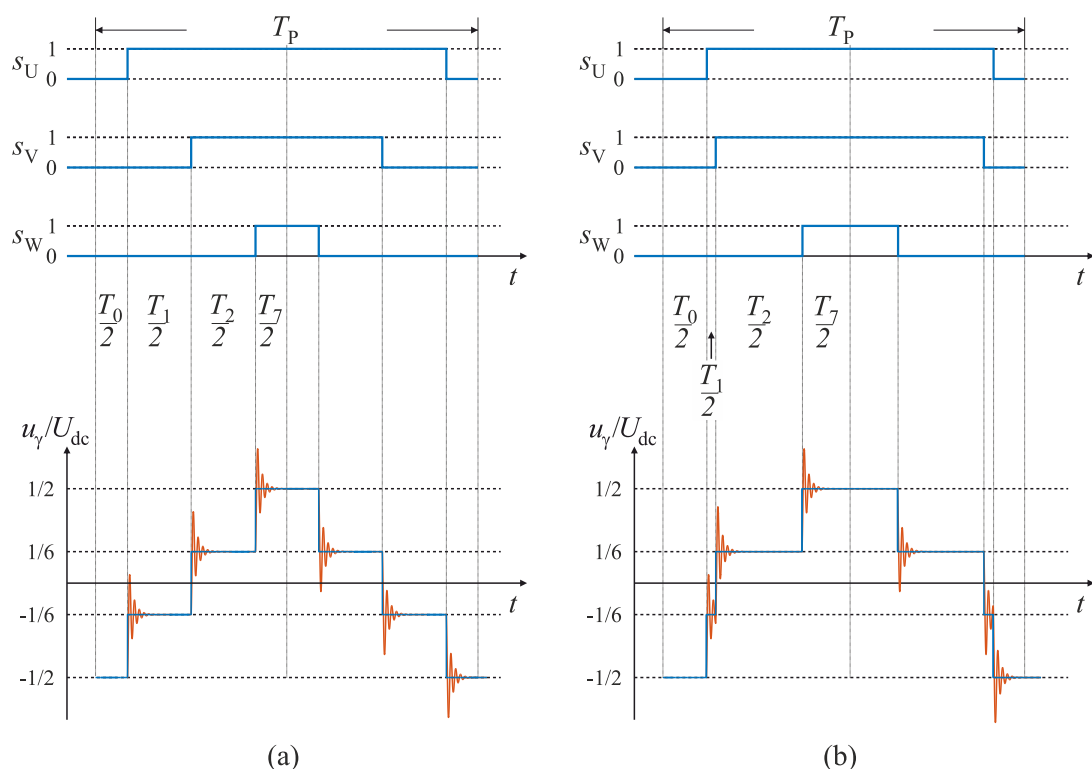


Abb. 5.9.: Schaltsequenz einer SV-PWM mit a) gleichlanger Einschaltdauer und b) kurzer Schaltfolge zweier Spannungsraumzeiger

Eine exakt gleichmäßige Verteilung der einzelnen Einschaltzeiten der Spannungsraumzeiger tritt in der Praxis selten ein. Abbildung 5.9b zeigt hingegen eine praxisbezogene Schaltsequenz. Aufgrund der verkürzten Einschaltdauer einzelner Spannungsraumzeiger (hier Schaltzeit T_1) treten Umschaltungen während des Einschwingvorgangs der Gleichtaktspannung der vorherigen Umschaltung auf. Als Folge kann die Gleichtaktspannung durch ein höheres temporäres Δu_γ verstärkt werden. Die kürzere Einschaltdauer eines Spannungsraumzeigers bedeutet jedoch auch, dass die Schaltzeiten der übrigen Spannungsraumzeiger verglichen zu den Schaltzeiten aus Abbildung 5.9a länger sind. Daraus folgt, dass zwar vereinzelte lokale Verstärkungen der Gleichtaktspannung auftreten können, die jedoch auch in folgenden, deutlich längeren Pulsen innerhalb einer Pulsperiode T_p vollständig abklingen können. Wird das Verhältnis der Pulsperiode T_p zur Periodendauer der parasitären Schwingung nach Gleichung 5.17 eingehalten, vermeidet das eine zyklische Anregung auf kritische Spannungswerte der Gleichtaktstörung, womit eine Flankenverschiebung nicht notwendig ist.

Begrenzung 2 - aktive Dämpfung nicht möglich

Im Gegenzug zum eingeschwungenen Zustand besteht die weitere Begrenzung der aktiven Dämpfungsmethode dann, wenn der Umschaltzeitpunkt in der ersten Überschwingweite der Gleichtaktspannung liegt. Die Abbildung 5.10 zeigt auch hier den Worst Case, welcher vorliegt, wenn der Umschaltzeitpunkt $t_{x,1}$ exakt mittig in der halben Periodendauer T liegt. Um diese einzelne Schalthandlung in die Zeitbereiche I bzw. II zu verschieben, ist eine Mindestzeit von $1/4T$ notwendig. In der darf keine weitere Schalthandlung stattfinden. Bei Betrachtung der Mindest-Verschiebungszeit müssen neben der einzelnen Umschaltung im Zeitpunkt $t_{x,1}$ auch die vorherigen und nachfolgenden Umschaltungen zum Zeitpunkt $t_{(x-1)}$ bzw. $t_{(x+1)}$ berücksichtigt werden. Auf diese Umschaltungen kann ebenso eine Flankenverschiebung angewandt werden. Daher erhöht sich die Mindest-Verschiebungszeit auf $1/2T$. Ausgehend von gleichmäßig verteilten Schaltzeiten der Spannungsraumzeiger (vgl. Betrachtung aus Abbildung 5.9a), kann auch hier ein Verhältnis der minimalen Einschaltzeit eines Spannungsraumzeigers ($T_n = T_p/6$) zur Periodendauer T der einschwingenden Gleichtaktspannung herangezogen werden, siehe Gleichung 5.18.

$$\frac{T_p}{6} \geq \frac{T}{2} \quad \text{bzw.} \quad T_p \geq 3 \cdot T \quad (5.18)$$

Das Verhältnis der Periodendauern T_p und T nach Gleichung 5.18 beschreibt die Flankenverschiebung, um eine Worst-Case-Umschaltung in eine „nicht verstärkende“ Umschaltung umzuwandeln. Gemeint ist die notwendige Zeit, um das anregende Potential Δu_γ vom eingeschwungenen Zustand zu erreichen. Eine zusätzliche aktive Dämpfung aufgrund der Flankenverschiebung kann hier noch nicht erreicht werden.

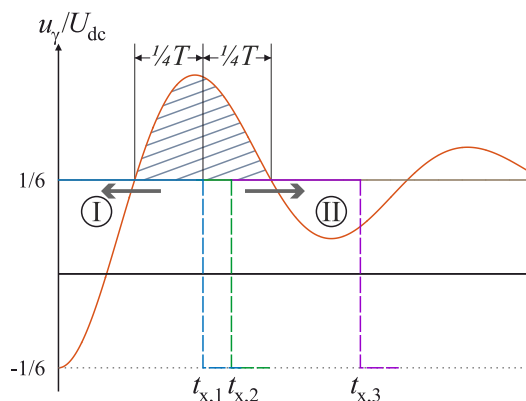


Abb. 5.10.: Worst-Case-Betrachtung: Umschaltung im Zeitpunkt $t_{x,1}$

Zwischenfazit

Generell besteht die Begrenzung des aktiven Eingriffs nur darin, dass bei einer neuen Umschaltung bereits der eingeschwingene Zustand der Gleichtaktspannung erreicht wurde. Dann hat eine zeitliche Verschiebung der Schaltflanke keine Auswirkung. Bei Betrachtung der Begrenzung 2 ist eine Flankenverschiebung hingegen immer möglich und sinnvoll. Wird die Umschaltung im Worst Case zum Zeitpunkt $t_{x,1}$ aus Abbildung 5.10 lediglich in den Zeitpunkt $t_{x,2}$ verschoben, so bewirkt auch diese Umschaltung eine Verstärkung der Gleichtaktspannung. Diese fällt jedoch verglichen mit dem Umschaltzeitpunkt $t_{x,1}$ etwas geringer aus. Eine reguläre Umschaltung - z. B. im Zeitpunkt $t_{x,3}$ - sorgt bereits für eine Dämpfung im Gleichtaktssystem. Eine weitere gezielte Verschiebung der Flanke in das nächstgelegene Betragsminimum verbessert hier die dämpfende Wirkung der Schalthandlung. Durch Verschiebung einzelner Schaltflanken während einer Pulssequenz entstehen Spannungsfehler, da die ursprünglich berechnete Einschaltzeit der einzelnen Spannungsraumzeiger nicht eingehalten wird. Diese Fehler müssen in der nächsten Schaltsequenz berücksichtigt und korrigiert werden, um das eigentliche primäre Regelziel der Nutzsinalregelung zu wahren. Die Eigenheiten der Resonanzschwingung (Periodendauer und Dämpfungskonstante) sowie die Schaltfrequenz des eingesetzten Steuerverfahrens bestimmen maßgeblich die Eingriffsgrenzen einer aktiven Gleichtaktdämpfung. Des Weiteren ist vor allem die noch zulässige Verzerrung der Umrichterspannung und damit des Stroms für die maximale Verschiebungsdauer einer Schaltflanke entscheidend.

5.2. Technische Umsetzung

Dieser Abschnitt der Arbeit befasst sich zum einen mit der Untersuchung geeigneter Messgrößen im Umrichtersystem, welche als Kriterien für eine Schaltflankenverschiebung verwendet werden können. Zum anderen behandelt der Abschnitt die Erweiterung und Modifikation des direkten Stromregelverfahrens SDHC um die Schaltflankenverschiebung.

Die Gleichtaktspannung ist eine indirekte Messgröße aus Addition der einzelnen Phasenspannungen gegen Erdpotential, welche in klassischen Umrichtersystemen nicht erfasst werden. Daraus folgt ein hardwareseitiger Mehraufwand einer Spannungsmessung bei Verwendung der Gleichtaktspannung als Bewertungs- und Eingriffskriterium der Flankenverschiebung. Hingegen werden in vielen Anwendungen alle drei Phasenströme zur Nutzsinalregelung erfasst. Aus Addition der einzelnen Phasenströme lässt sich somit der Summenstrom, respektive der Gleichtaktstrom berechnen, siehe Gleichung 1.2. Bei Auswertung des Gleichtaktstroms können ebenso Rückschlüsse auf eine dämpfende bzw. verstärkende Auswirkung einer Schalthandlung gezogen werden, was somit eine Flankenverschiebung ohne

Veränderung der Umrichterhardware ermöglicht. Dennoch besteht hier eine höhere Anforderung an die eingesetzte Messtechnik, um den Gleichtaktstrom in Amplitude und Frequenz zu erfassen. Die Anforderungen bestehen vor allem an die Bandbreite und die Genauigkeit eines eingesetzten Stromwandlers und werden im Kapitel 7 *Messung* genauer betrachtet.

5.2.1. Der Gleichtaktstrom

Im Kapitel *Grundlagen* (Abschnitt 2.3) wurde bereits die Auswirkung der anregenden Spannung anhand eines RLC-Reihenschwingkreises erläutert. Nachfolgend sei der Zusammenhang zwischen Gleichtaktspannung und -strom genauer betrachtet. In Abbildung 5.11a ist ein RLC-Reihenschwingkreis gezeigt, welcher abhängig vom Schalter S beispielhaft mit positiver bzw. negativer halber Zwischenkreisspannung ($\pm 1/2 U_{dc}$) angeregt wird. Zudem ist in Abbildung 5.11b die anregende rechteckförmige (in blau) und die resultierende einschwingende Spannung in rot zu sehen. Der zugehörige Stromverlauf ist grün dargestellt, siehe Abbildung 5.11c.

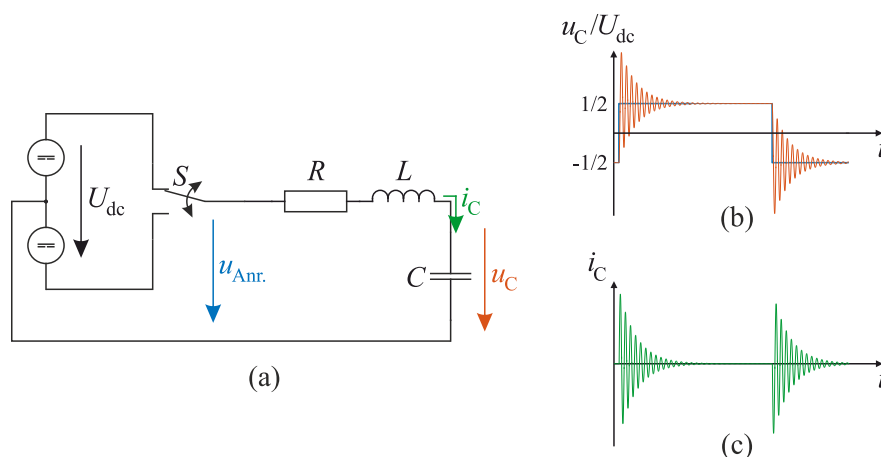


Abb. 5.11.: a) Einfacher RLC-Reihenschwingkreis, b) anregende Spannung des Schwingkreises (blau) und resultierende Kondensatorspannung (rot), sowie c) dazugehöriger Stromverlauf (grün)

Eine parasitäre Gleichtaktimpedanz⁵ ist meist kapazitiv ausgeprägt und ist in Abbildung 5.11a mit Bauteil C dargestellt. Allgemein betrachtet berechnet sich der Kondensatorstrom nach Gleichung 5.19, wobei der Strom i_C dem Gleichtaktstrom i_{cm} und die Spannung u_C der Gleichtaktspannung u_γ in dreiphasigen Umrichtersystemen entsprechen.

$$i_C = C \cdot \frac{du_C}{dt} \quad \text{bzw.} \quad i_{cm} = C \cdot \frac{du_\gamma}{dt} \quad (5.19)$$

⁵z. B. die Impedanz zwischen Ader und Leitungsschirm einer Motorleitung

5. Aktive Gleichtaktdämpfung

Die Sprungantwort der Gleichtaktspannung nach Gleichung 5.1 wurde ebenfalls im Kapitel *Grundlagen* (Abschnitt 2.3) analysiert. Deren erste Ableitung berechnet sich zu

$$\dot{u}_\gamma = \Delta u_\gamma \frac{\omega_0}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\omega_0 \zeta t} \sin\left(\sqrt{1-\zeta^2} \cdot \omega_0 t\right), \quad (5.20)$$

sowie die zweite Ableitung der Gleichtaktspannung zu

$$\ddot{u}_\gamma = \Delta u_\gamma \frac{\omega_0^2}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\omega_0 \zeta t} \left[\sqrt{1-\zeta^2} \cdot \cos\left(\sqrt{1-\zeta^2} \cdot \omega_0 t\right) - \zeta \cdot \sin\left(\sqrt{1-\zeta^2} \cdot \omega_0 t\right) \right]. \quad (5.21)$$

Da hier Strom- und Spannungsverläufe einer Kapazität betrachtet werden, besteht eine Phasenverschiebung von 90° , wobei der Strom zur Spannung voreilend ist. Erreicht somit die Gleichtaktspannung eines der lokalen Maxima, so durchfährt der Gleichtaktstrom seinen Nulldurchgang mit negativer Steigung. Umgekehrt, durchkreuzt der Gleichtaktstrom den Nulldurchgang mit positiver Steigung, wenn die Gleichtaktspannung im lokalen Minimum ist. Siehe hierzu die erste und zweite Ableitung der Gleichtaktspannung (\dot{u}_γ , \ddot{u}_γ). Die Schaltfrequenz des Schalters S in Abbildung 5.11a wird nun erhöht, um im Einschwingvorgang erneut Schalthandlungen zu erzwingen. Bezugnehmend auf die vier markanten Umschaltzeitpunkte **1** bis **4** während des zeitlichen Verlaufes der Gleichtaktspannung zeigt Abbildung 5.12a die Umschaltung im lokalen Maximum der Gleichtaktspannung und Abbildung 5.12b den Umschaltzeitpunkt im lokalen Minimum. Im unteren Teil der Abbildung ist jeweils der zugehörige Verlauf des Gleichtaktstroms gezeigt. In beiden Fällen (Umschaltung bei t_1 und t_3) springt die Gleichtaktspannung von $1/2U_{dc}$ auf $-1/2U_{dc}$. Demnach ist Δu_γ negativ. Nach Gleichung 5.19 folgt für beide Fälle, dass der Gleichtaktstrom im Umschaltzeitpunkt ebenfalls einen Verlauf mit negativer Steigung annimmt. Abbildung 5.12a zeigt somit, dass neben der Verstärkung der Gleichtaktspannung ebenso der Gleichtaktstrom verstärkt wird, siehe Umschaltzeitpunkt bei t_1 . Hingegen erzwingt die Umschaltung im Zeitpunkt t_3 eine Phasenverschiebung von 180° , was zur Umkehr der Stromsteigung im Umschaltzeitpunkt führt, siehe Abbildung 5.12b. Daraus folgt die Dämpfung des Gleichtaktstromes sowie eine Reduzierung der Gleichtaktspannung.

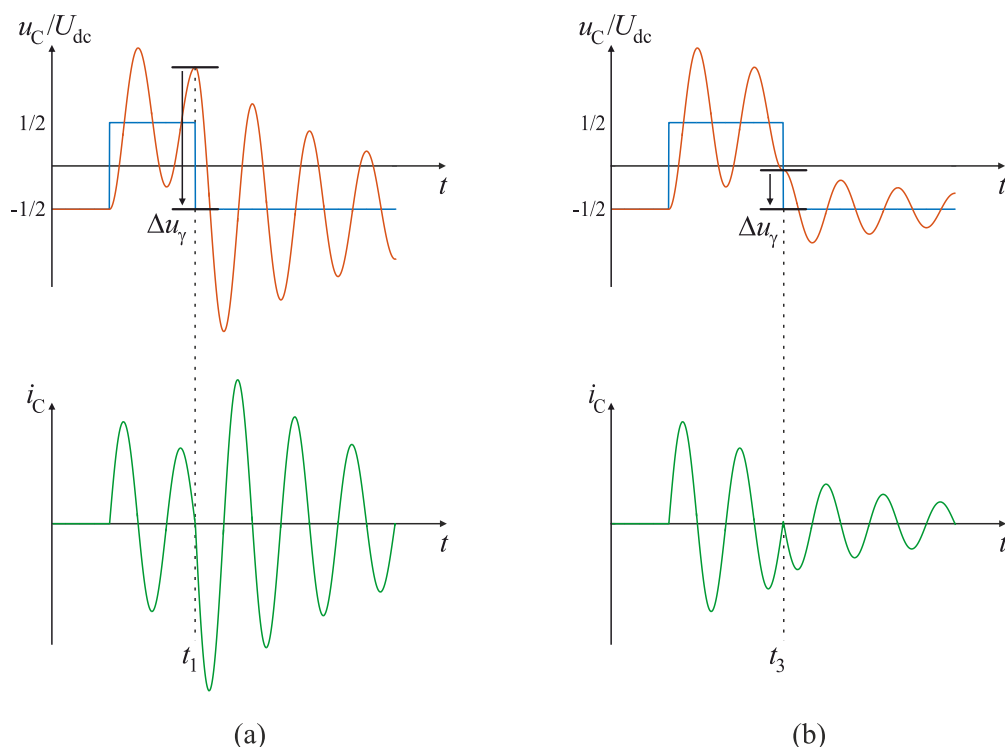


Abb. 5.12.: Verlauf von Gleichtaktspannung (rot) und -strom (grün) bei Umschaltung im
a) lokalen Maximum bzw. b) lokalen Minimum der Gleichtaktspannung

Zwischenfazit

Der Summenstrom bzw. Gleichtaktstrom eignet sich als Kriterium für die Flankenverschiebung der Schaltpulse. Da parasitäre Impedanzen meist kapazitiv ausgeprägt sind, besteht zwischen Gleichtaktspannung und -strom eine Phasenverschiebung von nahezu 90° . Für die Flankenverschiebung müssen folgende Gegebenheiten beachtet werden.

1. *Mathematische Betrachtung:* Ein lokales Minimum der Gleichtaktspannung liegt vor, wenn $\dot{u}_\gamma = 0$ und $\ddot{u}_\gamma > 0$ ist. Ein lokales Maximum liegt vor, wenn $\dot{u}_\gamma = 0$ und $\ddot{u}_\gamma < 0$ ist. Dabei entspricht die erste Ableitung der Gleichtaktspannung \dot{u}_γ dem Gleichtaktstrom i_{cm} und die zweite Ableitung \ddot{u}_γ der ersten Ableitung des Gleichtaktstroms bzw. der Steigung des Gleichtaktstroms $\frac{di_{cm}}{dt}$.
2. *Betragsminimum von Δu_γ :* Abhängig vom Spannungssprung der anregenden Gleichtaktspannung Δu_γ muss der richtige Umschaltzeitpunkt gewählt werden. Bei negativen Δu_γ muss die Umschaltung im nächstgelegenen lokalen Minimum, bei positiven Δu_γ im lokalen Maximum der Gleichtaktspannung erfolgen.

3. *Nulldurchgang des Gleichtaktstroms*: Der Gleichtaktstrom durchfährt den Nulldurchgang mit negativer Steigung, wenn die Gleichtaktspannung im lokalen Maximum ist. Analog dazu durchkreuzt der Gleichtaktstrom den Nulldurchgang mit positiver Steigung, wenn sich die Gleichtaktspannung im lokalen Minimum befindet.

5.2.2. Die Gleichtaktspannung

Ob das Betragsminimum von Δu_γ nun im lokalen Maximum bzw. lokalen Minimum der Gleichtaktspannung u_γ vorliegt, ist abhängig vom Δu_γ der neu auszuführenden Umschaltung im Umrichter, siehe Gleichung 2.9 ($\Delta u_\gamma = u_{\gamma,(x+1)} - u_{\gamma,x}$). Für die technische Umsetzung ist hierbei vor allem das Vorzeichen von Δu_γ interessant. Tabelle 5.1 zeigt die acht Spannungsraumzeiger mit den Schaltzuständen der drei einzelnen Halbbrücken U, V und W, sowie die Summe der drei Zustände für jeden Spannungsraumzeiger nach Gleichung 5.22.

$$\sum s = s_U + s_V + s_W \quad (5.22)$$

| | s_U | s_V | s_W | $\sum s$ | | s_U | s_V | s_W | $\sum s$ |
|--------------|-------|-------|-------|----------|--------------|-------|-------|-------|----------|
| \vec{RZ}_0 | 0 | 0 | 0 | 0 | \vec{RZ}_1 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| \vec{RZ}_2 | 1 | 1 | 0 | 2 | \vec{RZ}_3 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| \vec{RZ}_4 | 0 | 1 | 1 | 2 | \vec{RZ}_5 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| \vec{RZ}_6 | 1 | 0 | 1 | 2 | \vec{RZ}_7 | 1 | 1 | 1 | 3 |

Tab. 5.1.: Summe der Schaltzustände s_U , s_V und s_W

Für die Berechnung des Vorzeichens σ_γ wird zunächst die Summe der Schaltzustände des aktuellen Spannungsraumzeigers, sowie die des nachfolgenden berechnet. Das Vorzeichen ergibt sich schließlich durch Subtraktion der beiden Summen zu

$$\sigma_\gamma = \text{sgn} \left(\sum s_{(x+1)} - \sum s_x \right). \quad (5.23)$$

Mithilfe der Gleichung 5.23 und Tabelle 5.1 ist somit eine prädiktive Betrachtung des Vorzeichens von Δu_γ möglich. Als Beispiel ist in Abbildung 5.13 der Spannungsraumzeiger \vec{RZ}_1 aktiv geschaltet. Bei einem Wechsel auf einen der übrigen sieben Spannungsraumzeiger ist das Vorzeichen von Δu_γ negativ (bei \vec{RZ}_0) bzw. positiv (bei $\vec{RZ}_{2,4,6}$ und \vec{RZ}_7). Wird ein Spannungsraumzeiger mit gleicher Gleichtaktspannung u_γ des Spannungsraumzeigers \vec{RZ}_1 geschaltet ($\vec{RZ}_{3,5}$), erfährt das anregende Potential Δu_γ keine Änderung. Die Auswertung

des Vorzeichens σ_γ gibt Aufschluss, in welchem Umschaltzeitpunkt (lokales Minimum bzw. Maximum) die dämpfende Wirkung eines Wechsels des Spannungsraumzeigers vorliegt.

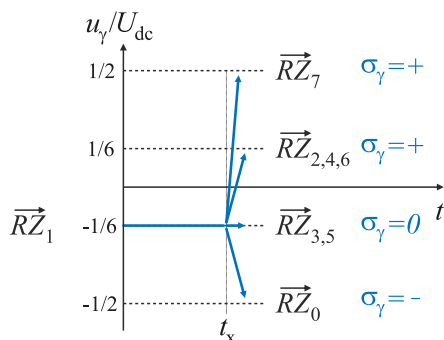


Abb. 5.13.: Vorzeichen von Δu_γ bei einem Wechsel der Spannungsraumzeiger am Beispiel von RZ_1

5.2.3. Freiheitsgrad - Hysteresegrenze

Das eingesetzte direkte Stromregelverfahren SDHC wurde im Kapitel 2.2.2 *Grundlagen* vorgestellt und ist in [82, 83] und [84] detailliert beschrieben. Es arbeitet nach dem Prinzip eines Zweipunkt-Hysteresereglers in der komplexen $\alpha\beta$ -Ebene. Die primäre Aufgabe eines Stromregelverfahrens ist die Regelung eines Nutzsignals. Beim verwendeten SDHC-Verfahren wird dies in einfachster Ausführung durch Hysteresegrenzen in der α - und β -Richtung mit festen Werten $I_{h,\alpha}$ und $I_{h,\beta}$ umgesetzt. Aufgrund der hohen Dynamik des Regelverfahrens entsteht durch Beeinflussung der Hysteresegrenzen ein zusätzlicher Freiheitsgrad, um weitere sekundäre Regelziele zu verfolgen. Abbildung 5.14 zeigt in rot den zeitlichen Verlauf des vorgegebenen Soll-Stroms in α -Richtung. Um diesen ist ein Hystereseband $I_{h,\alpha}$ gelegt, welches bei jedem Berühren des Stroms eine Umschaltung im Umrichter auslöst. Im Bild ist der Strom blau dargestellt. Durch Regelung der Hysteresegrenze können neben der Hauptaufgabe - der Nutzsingnalregelung - sekundäre untergeordnete Regelziele verfolgt werden. Eines dieser möglichen Sekundärziele ist beispielsweise eine phasenweise Schaltfrequenzregelung, welche in [85] vorgestellt ist. Eine enge Hysteresegrenze zwingt den Umrichter zu häufigeren Umschaltungen, was zu einer höheren Schaltfrequenz führt. Durch Öffnen der Grenze schaltet der Umrichter seltener, wodurch die Schaltfrequenz reduziert wird. Diese beiden Zustände lassen sich mit Abschnitten I und II in Abbildung 5.14 darstellen.

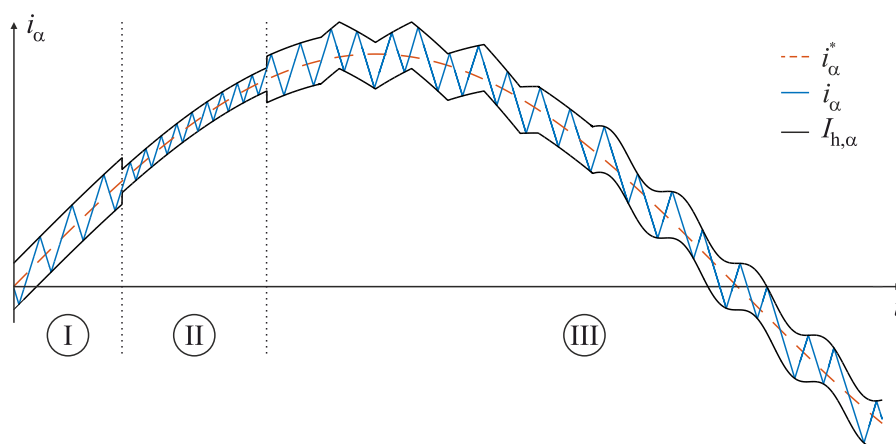


Abb. 5.14.: Stromverlauf eines Zweipunkt-Reglers bei angepassten Hysteresebegrenzen

Andere Sekundärziele geben eine dreiecks- oder sinusförmige Hysteresebegrenze vor, siehe Abschnitt III. Mit solch einem Frequenzshapingverfahren lässt sich das Amplitudenspektrum der Phasenströme z. B. derart beeinflussen, dass dieses einem klassischen PWM-Spektrum angenähert wird. Der Freiheitsgrad „Hysteresebegrenze“ wird in dieser Arbeit verwendet, um die aktive Dämpfung von Gleichtaktstörungen zu vollziehen. Bei Vergrößerung der Hysteresebegrenze wird der reguläre Umschaltzeitpunkt zeitlich später ausgeführt. Eine zeitlich eher ausgeführte Schalthandlung des Umrichters wird mit Vorgabe einer sehr kleinen Grenze erreicht. Aufgrund der Erweiterung des SDHC-Stromregelverfahrens um die Funktion „variable Hysteresebegrenzen zur Gleichtaktdämpfung“ entsteht ein neues Regelverfahren mit der Bezeichnung „HCad“. Die Abkürzung HCad steht hierbei für **H**ysteresis **C**ontrol with **a**ctive **d**amping.

Anpassung Hysteresebegrenze

Abbildung 5.15a zeigt eine Schaltraute des SDHC-Reglers mit den beteiligten Spannungsraumzeigern \vec{RZ}_0 , \vec{RZ}_1 , \vec{RZ}_2 und \vec{RZ}_3 sowie dem Stromzeiger \vec{i} . Die Hystereseefläche um den Stromzeiger ist in Abbildung 5.15b vergrößert dargestellt. Sie ist mit den Hysteresebegrenzen $I_{h,\alpha}$ und $I_{h,\beta}$ aufgespannt. Zusätzlich ist in blau die Bahnkurve des Stromzeigers dargestellt. Bei jeder Berührung mit einer der vier Hysteresebegrenzen in α - und β -Richtung ändert sich der Zustand α_{State} respektive β_{State} , was einen Wechsel des Spannungsraumzeigers nach sich zieht. Abbildung 5.15c zeigt für die aktive Schaltraute die zugehörige Schalttafel. Mit diesen vier Spannungsraumzeigern kann der Stromzeiger stets innerhalb der Hystereseefläche geführt werden. Im Umschaltzeitpunkt 1 (siehe Abbildung 5.15b) berührt der Strom die untere Hysteresebegrenze in β -Achse, wodurch β_{State} von 1 auf 0 wechselt. Da der Zustand α_{state}

einen Wert von 1 besitzt, bedeutet das Berühren der β -Hysteresegrenze eine Umschaltung des Spannungsraumzeigers von \vec{RZ}_0 auf \vec{RZ}_3 . Dieser Spannungsraumzeiger bleibt solange aktiv, bis der Stromzeiger die nächste Hysteresegrenze (Punkt 2, Abbildung 5.15b) verletzt.

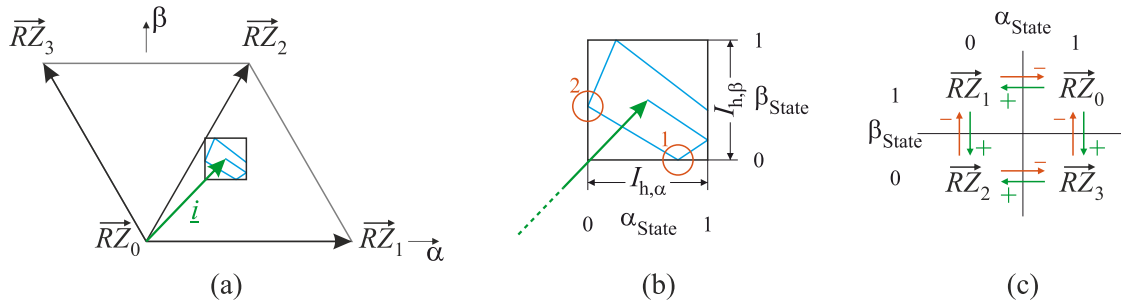


Abb. 5.15.: a) Beispiel einer Schaltraute des SDHC-Reglers mit b) vergrößerter Hysterese-fläche und c) zugehöriger Schalttable

Ebenso zeigt Abbildung 5.15c für die aktive Schaltraute das jeweilige Vorzeichen σ_γ des anregenden Potentials der Gleichtaktspannung Δu_γ nach Gleichung 5.23 bei einem Wechsel des Spannungsraumzeigers. Eine diagonale Umschaltung z. B. von \vec{RZ}_1 nach \vec{RZ}_3 wird hier nicht berücksichtigt, da diese Umschaltung eine Doppel-Umschaltung darstellt, bei der die α - und β -Hysteresegrenze exakt zeitgleich berührt werden. Solche Umschaltungen kommen bei Verwendung von SDHC praktisch nicht vor und haben zudem keine Anregung im Gleichtaktsystem. Die Kenntnis des Vorzeichens des anregenden Potentials Δu_γ beim Wechsel des Spannungsraumzeigers in Kombination mit der Analyse des Gleichtaktstroms bilden die Basis der aktiven Gleichtaktämpfung.

Die bestmögliche Dämpfung besteht exakt im Betragsminimum von Δu_γ . In der Praxis ist es nur schwer möglich, genau in diesem Punkt umzuschalten, da z. B. die Flankenverschiebung in diesen Punkt unter Umständen zu lange dauert. Des Weiteren unterliegt der Stromerfassung die Messgenauigkeit der eingesetzten Stromwandler, wodurch dem Stromverlauf ein zusätzliches Messrauschen überlagert ist. Zur Lösung dieses Problems ist aus technischer Sicht ein zeitliches Schaltfenster w_{ad} um den idealen Umschaltzeitpunkt des Betragsminimums definiert. Dieses Zeitfenster ist in Abbildung 5.16b grau dargestellt. Abbildung 5.16 zeigt den Verlauf des Gleichtaktstroms (oben) und darunter den zugehörigen Verzerrungsstrom der α -Achse. Dabei ist in Abbildung 5.16a eine Verstärkung des Gleichtaktstroms im Umschaltzeitpunkt t_1 zu sehen. Diese wird ausgeführt, da der Verzerrungsstrom in α -Richtung zu einem ungünstigen Zeitpunkt an die obere Hysteresegrenze $I_{h,\alpha}$ anstößt. Im Bild ist auf die Darstellung des β -Verzerrungsstroms verzichtet. Bei Verwendung des modifizierten Regelverfahrens HCad werden zwei neue Hysteresegrenzen je in α - und β -Richtung eingeführt. Diese sind $I_{h,\alpha,hi}$, $I_{h,\alpha,lo}$, $I_{h,\beta,hi}$ und $I_{h,\beta,lo}$, wobei in Abbildung 5.16b ebenfalls

5. Aktive Gleichtaktdämpfung

nur die Grenzen für die α -Richtung gezeigt sind. Die äußeren Hysterese­grenzen (Index: hi) von HCad sind verglichen mit den festen Hysterese­grenzen von SDHC größer, um so Schalt­flanken zeitlich später auszuführen. Durchfährt nun der Gleichtaktstrom den Null­durchgang und eine neue Schalthandlung begünstigt die Dämpfung der Gleichtakt­störungen, so wird die innere Hysterese­grenze (Index: lo) von HCad aktiv. Diese Grenze ist im Vergleich zur festen SDHC-Hysterese­grenze erheblich kleiner, sodass der Verzerrungs­strom eher gegen die neue Grenze läuft und so den vorzeitigen Wechsel eines Spannungsraum­zeigers erzwingt [60].

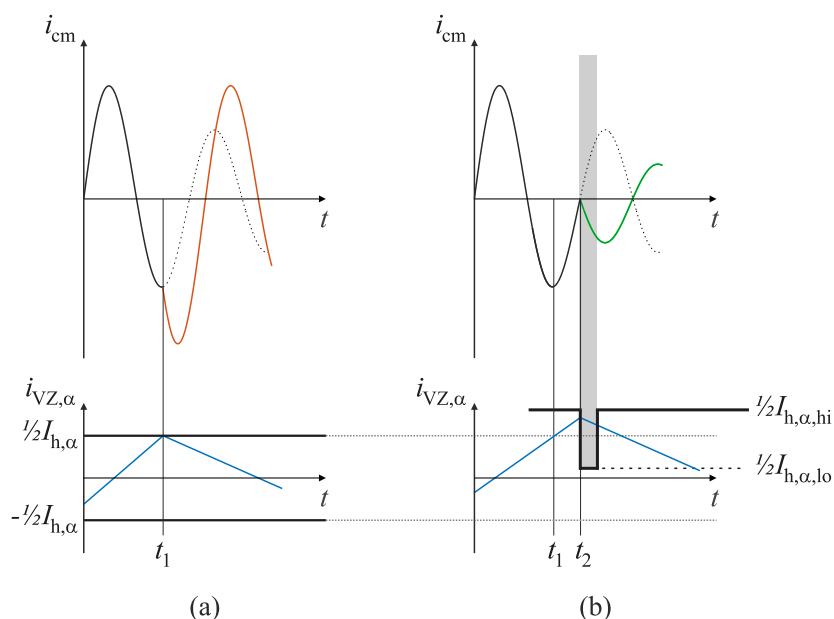


Abb. 5.16.: Gleichtaktstrom und α -Verzerrungs­strom für a) feste und b) variable Hysterese­grenzen

Im Beispiel aus Abbildung 5.16b läuft aufgrund der größeren Hysterese­grenze $I_{h,\alpha,hi}$ der α -Verzerrungs­strom über die ursprüngliche, feste Hysterese­grenze $I_{h,\alpha}$ hinaus. Sobald der Gleichtaktstrom im Schaltfenster w_{ad} ist, wird die Hysterese­grenze $I_{h,\alpha,lo}$ aktiviert. Es folgt die sofortige Umschaltung im Zeitpunkt t_2 , wodurch der Gleichtaktstrom im Null­durchgang umgeschaltet und so aktiv gedämpft wird.

5.3. Zusammenfassung

Das Kapitel befasst sich mit der theoretischen Untersuchung einer möglichen Gleichtakt­dämpfung auf Grundlage der zeitlichen Verschiebung von Schalt­flanken sowie den zugehörigen Randbedingungen und Eingriffsgrenzen. Eine Verschiebung einzelner Schalt­flanken ist

demnach unwirksam, wenn eine neue Schaltflanke im bereits abgeklungenen Zustand der vorherigen Schalthandlung stattfindet. Hingegen ist eine zeitliche Verschiebung stets sinnvoll, wenn der neue Umschaltzeitpunkt im Einschwingvorgang der vorherigen Umschaltung ausgeführt wird. Dabei besteht der bestmögliche Zeitpunkt einer neuen Umschaltung im Betragsminimum von Δu_γ . Als geeignetes Kriterium für die Gleichtaktdämpfung wurde die Auswertung des Summenstroms (Gleichtaktstroms) festgelegt. Anhand dessen Nulldurchgangs und Betrachtung der Steigung kann ein neuer geeigneter Umschaltzeitpunkt prädiktiv bestimmt werden. Das Ablaufdiagramm aus Abbildung 5.17 zeigt die Implementierung des sekundären Regelziels zur aktiven Dämpfung der Gleichtaktstörungen.

1. Der Summenstrom wird zunächst auf dessen Nulldurchgänge analysiert. Um den Nulldurchgang wird nun ein Schaltfenster w_{ad} gelegt, mit dem nach Möglichkeit eine Umschaltung im Betragsminimum von Δu_γ ausgeführt wird. Ist der Summenstrom i_{cm} außerhalb dieses Schaltfensters, werden sofort die äußeren Hysteresegrenzen $I_{h,\alpha/\beta,hi}$ verwendet, um so ungünstige Umschaltungen im Umrichter zu unterdrücken. Die Größe der äußeren Hysteresegrenzen werden so festgelegt, dass die primäre Nutzsignalregelung stets zuverlässig und mit der anwendungsspezifischen Güte erfolgen kann.
2. Neben dem Nulldurchgang wird die Steigung des Summenstroms ausgewertet. Zudem wird das Vorzeichen σ_γ von Δu_γ einer neuen Umschaltung prädiktiv für alle möglichen Kombinationen eines Wechsels der Spannungsraumzeiger anhand der Schaltzustände im Umrichter berechnet. Die Auswertung der α , β Zustände des HCad-Reglers bestimmt so die Auswirkung der neuen Schalthandlung auf das Gleichtaktsystem.
3. Besitzt der neu zu schaltende Spannungsraumzeiger eine dämpfende Wirkung auf die Gleichtaktstörung, so werden sofort die inneren Hysteresegrenzen $I_{h,\alpha/\beta,lo}$ des HCad-Reglers verwendet. Verletzt nun der Verzerrungsstrom in der α - bzw. β -Richtung die inneren Hysteresegrenzen, so wird die sofortige Umschaltung des Spannungsraumzeigers erzwungen, und die Gleichtaktstörung wird bedämpft.
4. Besitzt der nachfolgende Spannungsraumzeiger eine verstärkende Wirkung im Gleichtaktsystem, so werden die äußeren Hysteresegrenzen $I_{h,\alpha/\beta,hi}$ gestellt. Die auszuführende Schalthandlung wird so zeitlich später vollzogen. Im besten Fall wird diese Schaltflanke so lange verschoben, bis der neue Umschaltzeitpunkt nun ebenfalls dämpfend im Gleichtaktsystem wirkt.

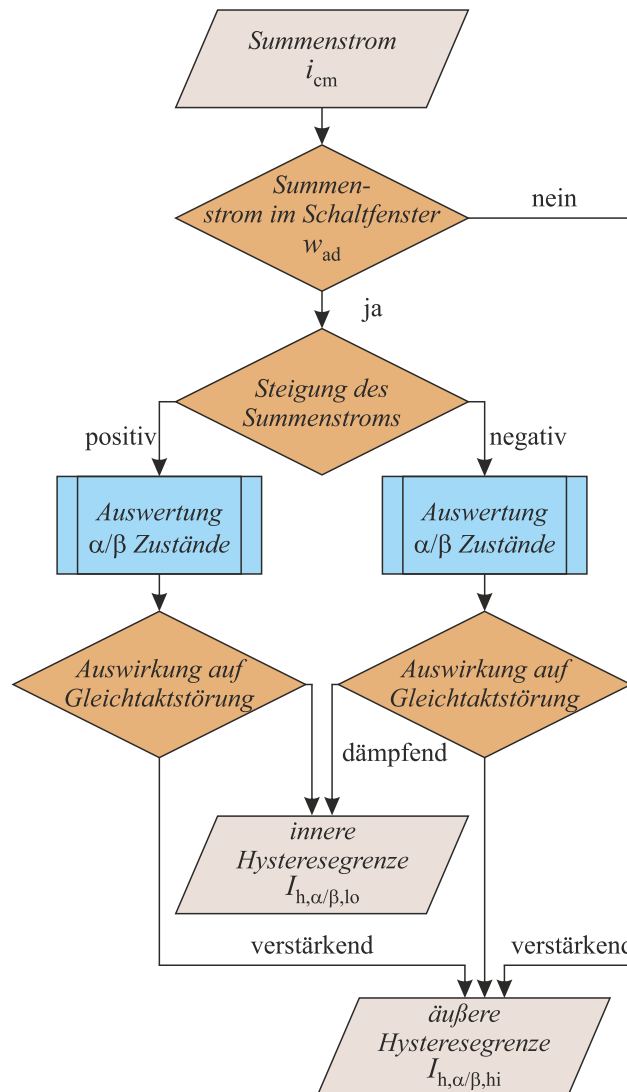


Abb. 5.17.: Ablaufdiagramm zur Auswahl der Hysteresegrenzen des HCad-Stromreglers

Die Rechenzeit der aktiven Gleichtaktdämpfung beläuft sich auf wenige FPGA-Takte. Die Wirkung eines Wechsels der Spannungsraumzeiger und die Auswahl der passenden Hysteresegrenzen in der α - und β -Richtung ist in Look-Up-Tabellen umgesetzt. Die größte Rechenzeit ist für die Bestimmung der Steigung des Gleichtaktstroms notwendig und abhängig vom eingesetzten Messsystem und dem daraus folgenden Filteraufwand. Diese Zeit ist frei einstellbar und kann ebenfalls wenige FPGA-Takte betragen. In dieser Arbeit wird ein FPGA mit einer Taktfrequenz von 10 MHz verwendet, die Berechnungszeit der aktiven Gleichtaktdämpfung ist dadurch kleiner 1 μ s. Wird ein FPGA eingesetzt, dessen Taktfrequenz um beispielsweise Faktor 10 größer ist, so verringert sich die Berechnungszeit ebenfalls um Faktor 10.

6. Simulation

Dieses Kapitel dient der Verifikation von theoretischen Überlegungen einer aktiven Gleichtaktämpfung auf Grundlage der zeitlichen Flankenverschiebung einzelner Schaltpulse. Hierfür wurde ein Simulationsmodell des elektrischen Antriebssystems unter Berücksichtigung parasitärer Einflüsse in Form parasitärer Kapazitäten im Gleichtaktsystem erstellt. Mithilfe der Simulation wird zum einen die Funktionsweise des vorgestellten HCad-Stromregelverfahrens mit der aktiven Dämpfungsmethode veranschaulicht. Zum anderen wird dessen „Betriebsverhalten“ dem des direkten Stromregelverfahrens SDHC mit festen Hysterese Grenzen und dem einer raumzeigerbasierten Pulsweitenmodulation (SV-PWM) nach aktuellem Stand der Technik gegenübergestellt.

6.1. Simulationsmodell

Abbildung 6.1 zeigt das Blockschaltbild nach Abbildung 4.1 für die Simulation mit den umgesetzten Steuerverfahren für die beiden Umrichter.

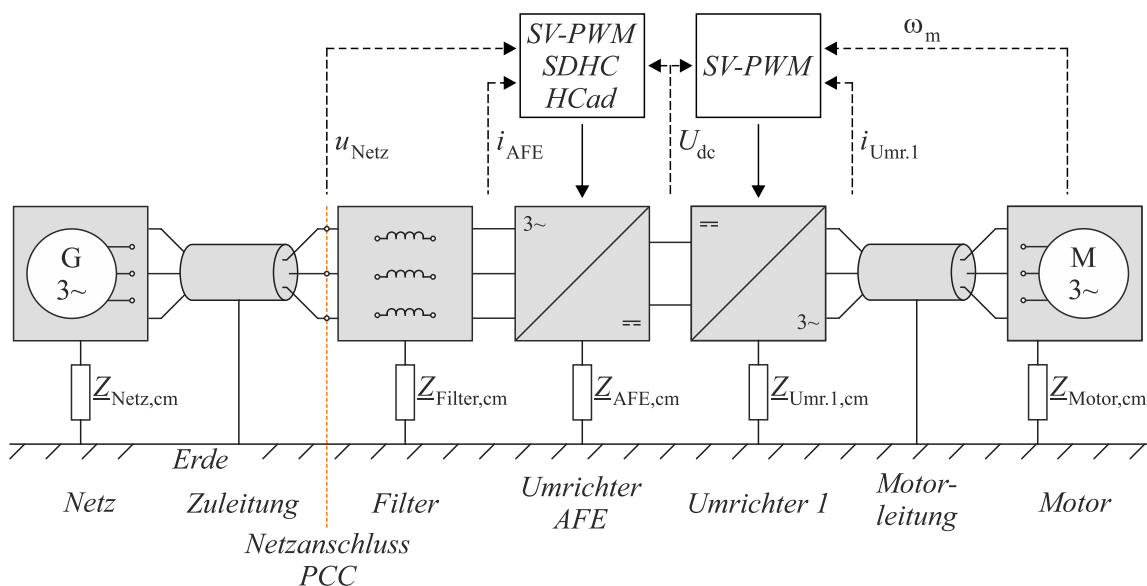


Abb. 6.1.: Blockschaltbild mit Steuerverfahren der beiden Umrichter

Die Ansteuersignale für den netzseitigen Umrichter AFE werden wahlweise mit einer SV-PWM bzw. dem direkten Stromregelverfahren mit festen Hysteresegrenzen (SDHC) und dem direkten Stromregelverfahren mit der aktiven Dämpfungsmethode (HCad) berechnet. Für die Umsetzung der Ansteuersignale des motorseitigen Umrichters beschränkt sich die Simulation auf die SV-PWM. Das Simulationsmodell ist mithilfe der Software MATLAB und SIMULINK aufgebaut. Die elektrischen Komponenten des Antriebssystems werden mithilfe der Software PLECS nachgebildet. Hier wurde das System so umgesetzt, dass ein dominanter Gleichtaktpfad mit einer Resonanzfrequenz von 36 kHz entsteht.

Randbedingungen

Für die Untersuchungen gelten folgenden Bedingungen:

- Die dominante Resonanzfrequenz der Gleichtaktstörung beträgt $f_{cm} = 36$ kHz.
- Die Simulation beschränkt sich auf Störungen im Gleichtaktsystem. Das heißt parasitäre Impedanzen im Gegentakt bleiben hier unberücksichtigt.
- Die Schaltfrequenz der Umrichter bei Verwendung der SV-PWM beträgt $f_s = 9$ kHz. Beim SDHC- bzw. HCad-Verfahren wird aufgrund deren Flat-Top-Verhalten eine mittlere Schaltfrequenz von $f_s = 6$ kHz eingestellt, welche der SV-PWM-Schaltfrequenz von $f_s = 9$ kHz entspricht.
- Zwischenkreisspannung: $U_{dc} = 600$ V
- Leiterspannung Netzanschluss: $U_{L1,L2} = 400$ V
- Netzfilter: Netzdrossel mit $L = 1,2$ mH
- Steuerverfahren im motorseitigen Umrichter 1 bei allen Simulationen: SV-PWM
- Totzeiten sind vernachlässigt.

Farbkennung

Für die Simulationsergebnisse gilt nachfolgende Farbgebung, was die Zuordnung der einzelnen Signalverläufe für das verwendete Steuerverfahren im Umrichter AFE erleichtert.

- **Blau:** AFE mit SV-PWM (raumzeigerbasierte Pulsweitenmodulation)
- **Gelb:** AFE mit SDHC (direkte Stromregelung mit festen Hysteresegrenzen)
- **Rot:** AFE mit HCad (direkte Stromregelung mit variablen Hysteresegrenzen zur zeitlichen Flankenverschiebung)

Bewertungskriterien

Die Wirkung der Steuerverfahren auf das Gleichtaktsystem soll anhand

- der Effektiv- und Spitzenwerte von Gleichtaktspannung und -strom sowie
- des Amplitudenspektrums und
- der Harmonischen der Phasenströme

beurteilt werden. Aufgrund der Verschiebung einzelner Schaltflanken beim HCad-Verfahren ist eine Reduktion der Effektiv- und Spitzenwerte von Gleichtaktspannung und -strom zu erwarten. Da die Flankenverschiebung auf die ständige Änderung der Hysteresegrenzen des Regelverfahrens gemäß Kapitel 5 basiert, wird eine höhere Verzerrung des Nutzssignals erwartet. Diese Annahme soll anhand des Amplitudenspektrums, sowie der Betrachtung der Niederharmonischen des Phasenstroms bewertet werden.

6.2. Simulationsergebnisse

6.2.1. Funktion der aktiven Dämpfung

Abbildung 6.2 verdeutlicht anhand von zwei Spalten die Wirkung der Gleichtaktdämpfung des neuen Steuerverfahrens HCad im Vergleich zum direkten Stromregelverfahren SDHC mit festen Hysteresegrenzen. In der linken Spalte sind die Ergebnisse für SDHC, in der rechten die von HCad gezeigt. In beiden Fällen wird der motorseitige Umrichter mit der SV-PWM betrieben. Zur Verdeutlichung der eingesetzten Steuerverfahren ist die entsprechende Bezeichnung über den Spalten zu beachten. In der Abbildung 6.2a ist der α -Verzerrungsstrom $i_{VZ,\alpha}$ und die festen Hysteresegrenzen $I_{h,\alpha}$ zu sehen. Analog dazu zeigt Abbildung 6.2b den Verzerrungsstrom und die Hysteresegrenzen der β -Richtung des SDHC-Reglers. Bei jeder Berührung der Verzerrungsströme mit einer der zugehörigen Hysteresegrenzen folgt eine Umschaltung im Umrichter. Diese Schaltflanken regen das Gleichtaktsystem an und verstärken den Gleichtaktstrom i_{cm} auf Spitzenwerte von ca. 11 A, siehe Abbildung 6.2c.

Im rechten Teil der Abbildung sind Signalverläufe des HCad-Verfahrens dargestellt. Jede einzelne Schaltflanke des Regelverfahrens HCad wird auf die Dämpfungseigenschaften im Gleichtaktsystem analysiert. Der Umschaltzeitpunkt wird dabei mit je zwei neuen Hysteresegrenzen der α - und β -Richtung zeitlich eher oder später ausgeführt. Dabei ist die äußere Hysteresegrenze ($I_{h,\alpha,hi}$ bzw. $I_{h,\beta,hi}$) mit 6 A größer als die feste Hysteresegrenze von SDHC mit 3,2 A, um Schaltflanken zeitlich zu verzögern. Die innere Hysteresegrenze ($I_{h,\alpha,lo}$ bzw. $I_{h,\beta,lo}$) mit 0,5 A sorgt in Bezug auf den ursprünglichen Umschaltzeitpunkt für eine zeitlich

6. Simulation

eher ausgeführte Umschaltung im Umrichter, wenn diese Schaltflanke eine dämpfende Wirkung auf das Gleichtaktsystem hat. Das Schaltfenster w_{ad} aus Kapitel 5 zeigt den optimalen Zeitpunkt einer Umschaltung mit dämpfender Wirkung im Gleichtaktsystem auf. Da hier eine idealisierte Simulation (ohne Messrauschen, Totzeiten oder Signallaufzeiten) betrachtet wird, kann dieses Schaltfenster sehr kurz gewählt werden, um eine neue Schaltflanke bei Berührung einer der inneren Hysteresegrenzen exakt im Nulldurchgang des Gleichtaktstroms zu erzwingen. Dies ist in den beiden Abbildungen 6.2d und 6.2e anhand der kurzen „Nadeln“ im Hystereseband des HCad-Stromreglers zu erkennen.

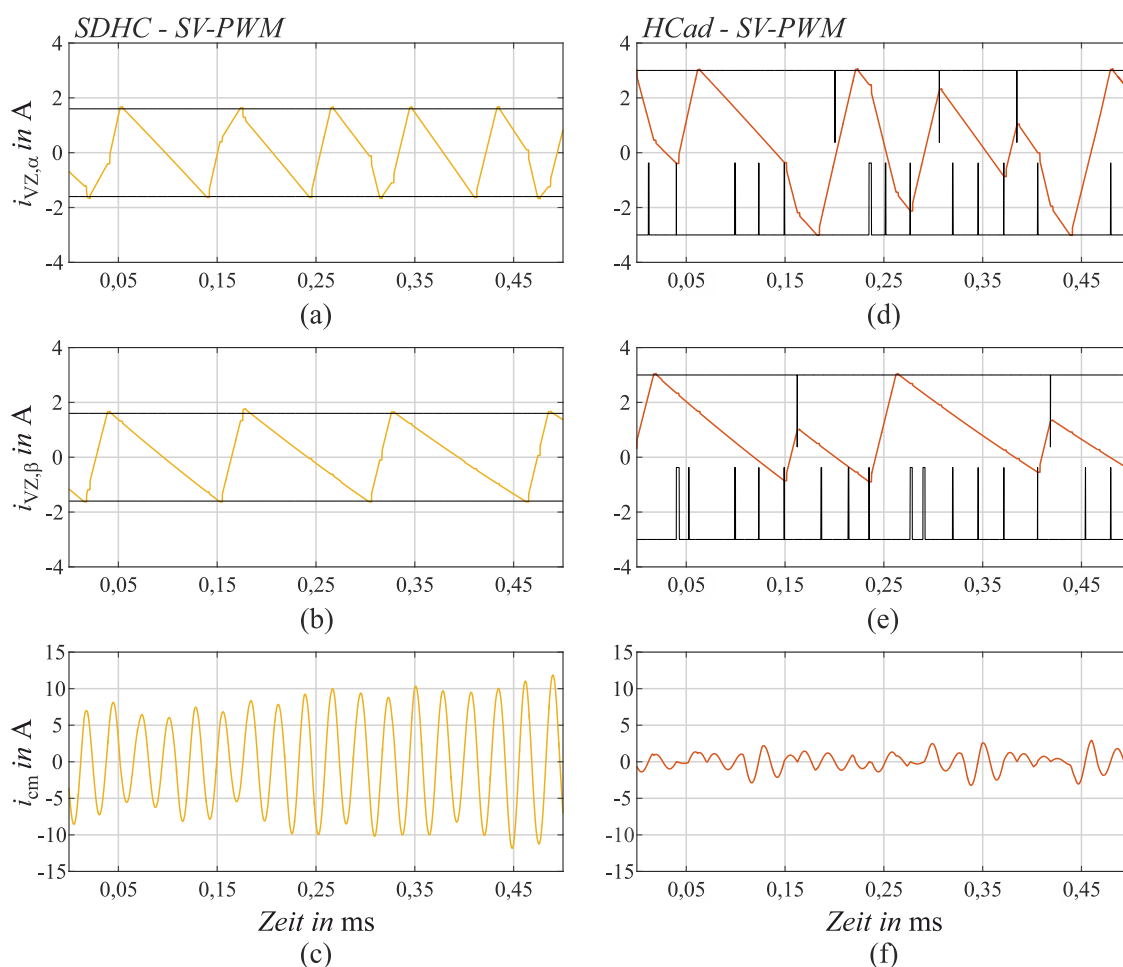


Abb. 6.2.: Verzerrungsstrom in a), d) α -Richtung und b), e) β -Richtung mit c), f) zugehörigen Gleichtaktstrom bei Verwendung von SDHC (gelb) bzw. HCad (rot) als Steuerverfahren im Umrichter AFE

Die Abbildung 6.2f zeigt den Gleichtaktstrom bei Verwendung von HCad im Umrichter AFE. Verglichen mit dem Gleichtaktstrom bei Verwendung von SDHC (siehe Abbildung

6.2c) ist hier eine deutliche Reduktion zu sehen. Für die genauere Betrachtung der Funktionsweise von HCad zeigen die Abbildungen 6.3a und 6.3b einen vergrößerten Ausschnitt der beiden Verzerrungsströme $i_{VZ,\alpha}$ und $i_{VZ,\beta}$ mit den zugehörigen inneren und äußeren Hysteresegrenzen. Hieran ist gut zu erkennen, dass generell die äußeren Hysteresegrenzen ausgegeben werden, um Schalthandlungen prinzipiell zeitlich später auszuführen.

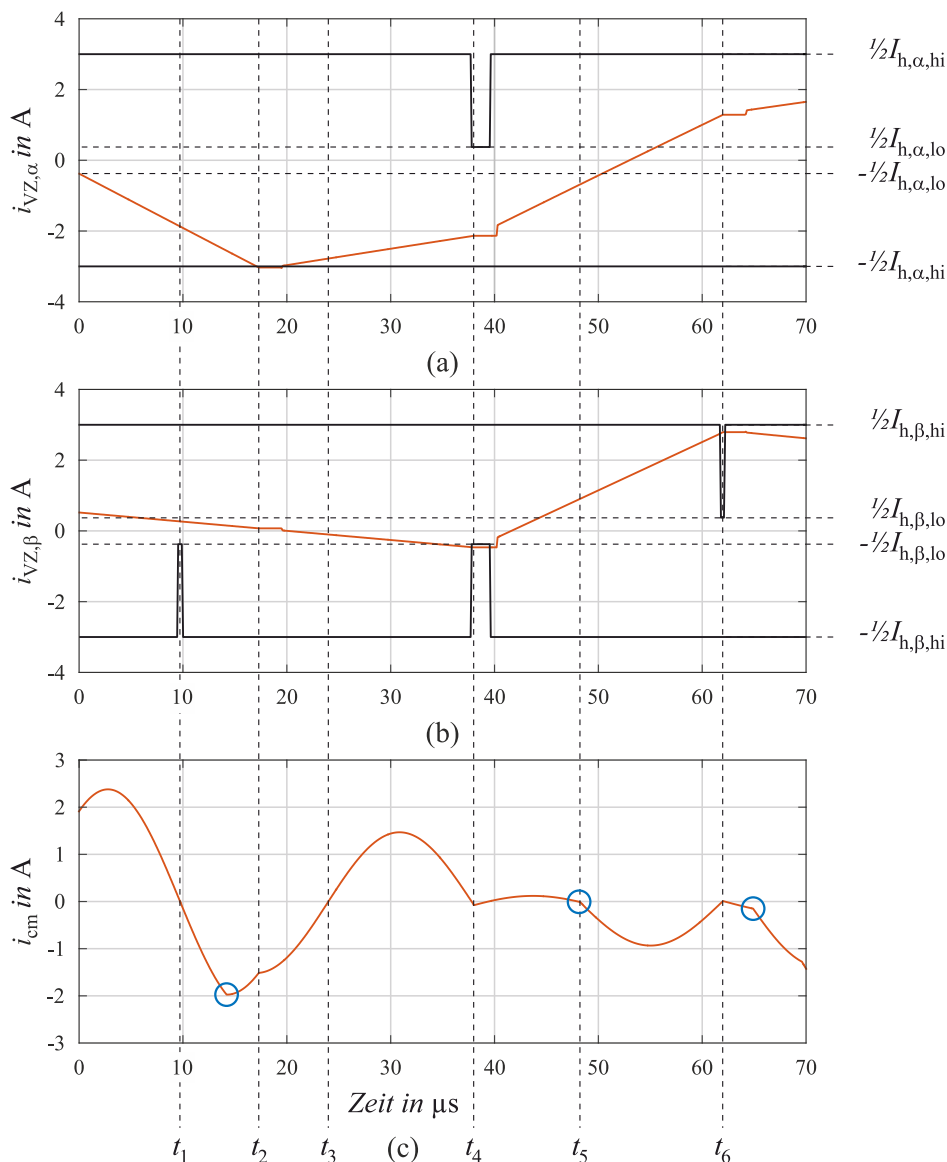


Abb. 6.3.: Vergrößerter Ausschnitt des Verzerrungsstroms in a) α -Richtung und b) β -Richtung sowie c) des Gleichtaktstroms bei Verwendung von HCad

Sobald sich der Gleichtaktstrom i_{cm} (siehe Abbildung 6.3c) im Nulldurchgang befindet und

die Umschaltung eines Spannungsraumzeigers eine dämpfende Wirkung im Gleichtaktsystem hat, wird die innere Hysterese Grenze verwendet. Die Umschaltung mit dämpfender Wirkung wird dann ausgeführt, wenn in der jeweiligen α - bzw. β -Achse der Verzerrungsstrom gegen die innere Hysterese Grenze läuft. Anhand der Zeitpunkte t_1 bis t_6 sollen spezielle Gegebenheiten aufgezeigt werden.

- *Zeitpunkt t_1* : In diesem Zeitpunkt durchkreuzt der Gleichtaktstrom den Nulldurchgang mit negativer Steigung. Ein neuer Spannungsraumzeiger, welcher aufgrund des Berührens der negativen Hysterese Grenze in β -Richtung ausgewählt wird, hat eine dämpfende Wirkung im Gleichtaktsystem. Daher ist in diesem Zeitpunkt die innere Hysterese Grenze $I_{h,\beta,lo}$ aktiv. Der Verzerrungsstrom $i_{VZ,\beta}$ läuft jedoch oberhalb dieser Grenze hinweg, sodass keine Umschaltung ausgeführt werden kann. Es tritt somit auch keine Änderung im Gleichtaktsystem auf.
- *Zeitpunkt t_2* : Die äußeren Hysterese Grenzen gewährleisten die Einhaltung des primären Regelziels (die Nutzsinalregelung). Im Zeitpunkt t_2 berührt in der α -Richtung der Verzerrungsstrom $i_{VZ,\alpha}$ die negative äußere Grenze. Die daraus resultierende Umschaltung im Umrichter wird unabhängig von der aktuellen Lage des Gleichtaktstroms ausgegeben und kann zufällig verstärkend aber auch zufällig dämpfend wirken.
- *Zeitpunkt t_3* : Auch hier durchkreuzt der Gleichtaktstrom seinen Nulldurchgang. Eine Umschaltung in der α - bzw. β -Richtung besitzt keine dämpfende Wirkung im Gleichtaktsystem, weshalb die äußeren Hysterese Grenzen in beiden Achsen bestehen bleiben.
- *Zeitpunkt t_4* : Dieser Zeitpunkt ist vergleichbar mit dem Zeitpunkt t_1 . Die Umschaltung auf den neuen Spannungsraumzeiger bei einer Berührung der negativen β -Hysterese Grenze hat hier eine dämpfende Wirkung im Gleichtaktsystem, weshalb die innere Hysterese Grenze aktiv ist. Hier läuft nun der Verzerrungsstrom $i_{VZ,\beta}$ gegen die Grenze und führt einen Wechsel des Spannungsraumzeigers aus. Als Resultat wird die Steigung des Gleichtaktstroms im Nulldurchgang umgekehrt und das Gleichtaktsystem bedämpft.
- *Zeitpunkt t_5* : Zum Zeitpunkt t_5 läuft weder der Verzerrungsstrom in α - noch in β -Richtung gegen eine Hysterese Grenze. Dennoch ist eine Änderung im Gleichtaktstrom zu erkennen. Diese Wirkung ist auf eine Umschaltung im motorseitigen Umrichter zurückzuführen. In der Abbildung treten weitere solcher Umschaltungen auf, welche mit den blauen Kreisen markiert sind. Ähnlich, wie in einem Zeitpunkt nach t_2 sind diese Umschaltungen in Bezug auf die Lage des Gleichtaktstroms rein zufällig. Die Wirkung der Umschaltungen im motorseitigen SV-PWM gesteuerten Umrichter lassen sich nicht vermeiden und eine Verstärkung im Gleichtaktsystem ist somit möglich. Jedoch kann

eine dämpfend wirkende Umschaltung im Umrichter AFE auf die Umschaltung des zweiten Umrichters reagieren und das weitere Aufschwingen vermeiden.

- *Zeitpunkt t_6* : Zuletzt zeigt t_6 eine Umschaltung, welche eine dämpfende Wirkung im Gleichtaktsystem besitzt. Diese ist vergleichbar mit der im Umschaltzeitpunkt t_4 .

6.2.2. Vergleiche

In Abbildung 6.2 ist ein zeitlicher Ausschnitt von 0,5 ms und in Abbildung 6.3 von 70 μ s dargestellt, um die Funktionsweise von HCad und dessen dämpfende Wirkung auf den Gleichtaktstrom aufzuzeigen. Nachfolgend wird das Schaltverhalten und die daraus resultierende Auswirkung im Gleichtaktsystem untersucht, wenn wahlweise die SV-PWM, das SDHC- und das HCad-Regelverfahren als Steuersatz im Umrichter AFE zur Verwendung kommt. Dabei werden die Signalverläufe über einen Zeitraum von zwei Netzperioden betrachtet. Zur Orientierung ist in Abbildung 6.4 ein Teil des elektrischen Antriebssystems am Netzanschluss dargestellt. Alle nachfolgenden Signalverläufe werden an diesem Messpunkt aufgezeichnet. Diese sind der Gleichtaktstrom i_{cm} , die Gleichtaktspannung u_{cm} und der Phasenstrom i_{L1} im Leiter L1.

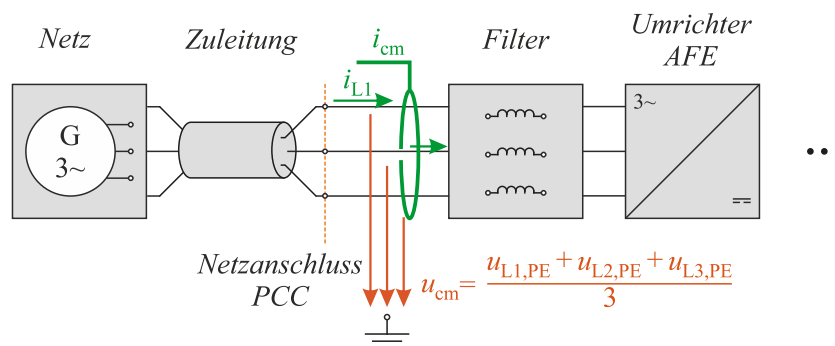


Abb. 6.4.: Betrachtung am Netzanschlusspunkt

Betrachtung Gleichtaktspannung und -strom

Die linke Spalte in Abbildung 6.5 zeigt den Gleichtaktstrom bei Verwendung von SV-PWM, SDHC und HCad für den Umrichter AFE. Rechts ist die dazugehörige Gleichtaktspannung dargestellt. Im ersten Fall ist für beide Umrichter die SV-PWM implementiert, wobei Umrichter 1 mit 9 kHz und Umrichter AFE mit 9,001 kHz taktet. Durch die minimal ungleichmäßige Schaltfrequenz der Umrichter entsteht das zyklische Auf- und Abschwngen (Schwebung) in den blauen Signalverläufen von Gleichtaktspannung und -strom. SDHC hat im Vergleich zur

6. Simulation

SV-PWM ein breites Stromspektrum [82], wodurch die anregenden Frequenzen des Gleichtaktsystems kleiner sind und so eine Verstärkung der Gleichtaktstörungen schwächer ausfällt. Dennoch ist die Anregung durch den motorseitigen Umrichter 1 (mit konzentriertem PWM Spektrum bei $k \cdot f_s = k \cdot 9\text{kHz}$) weiterhin vorhanden. Bei Verwendung von HCad werden, wenn immer möglich, Schalthandlungen mit dämpfender Wirkung auf das Gleichtaktsystem gezielt geschaltet, wodurch das Aufschwingen der Gleichtaktstörungen (vgl. SV-PWM, Abb. 6.5a) gänzlich vermieden wird. Eine Anregung, verursacht durch den motorseitigen Umrichter (mit SV-PWM), kann zwar weiterhin nicht vermieden werden, jedoch reagiert die darauf folgende Umschaltung im Umrichter AFE sofort auf den aufschwingenden Gleichtaktstrom. Somit lassen sich im Vergleich zu den anderen beiden Betriebsarten (SV-PWM und SDHC) die Gleichtaktstörungen beträchtlich reduzieren.

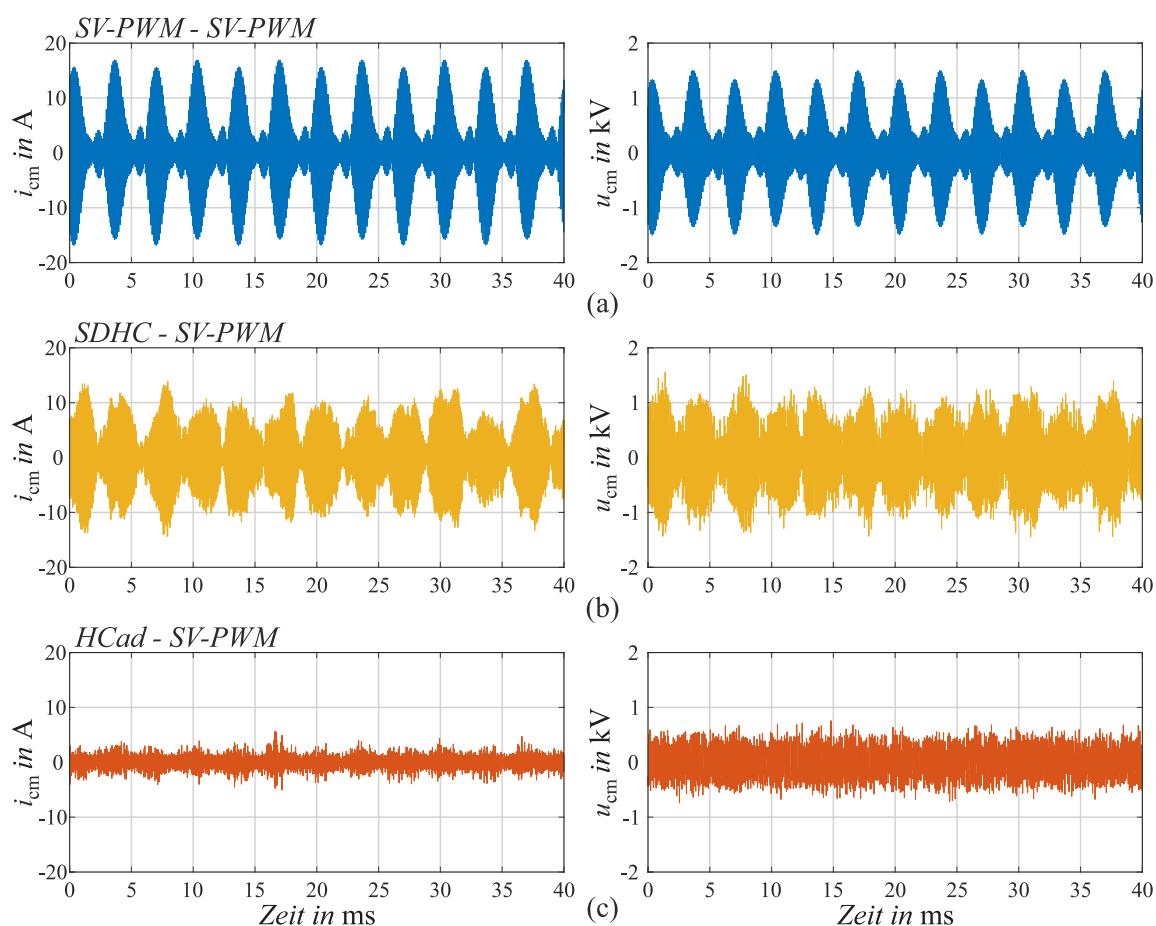


Abb. 6.5.: Gleichtaktstrom (links) und Gleichtaktspannung (rechts) für verwendete Steuerungsverfahren des Umrichters AFE a) SV-PWM, b) SDHC und c) HCad

| | SV-PWM | SDHC | HCad | Reduktion mit SDHC | Reduktion mit HCad |
|-----------------------|---------|---------|---------|-----------------------|-----------------------|
| I_{cm} | 5,52 A | 4,78 A | 1,11 A | 13,4 % | 79,9 % |
| \hat{I}_{cm} | 17,28 A | 14,37 A | 5,84 A | 16,8 % | 66,2 % |
| U_{cm} | 471,5 V | 468,3 V | 277,5 V | 0,6 % | 41,1 % |
| \hat{U}_{cm} | 1 580 V | 1 560 V | 847 V | 1,3 % | 46,4 % |

Tab. 6.1.: Effektiv- und Spitzenwerte von Gleichtaktspannung und -strom bei Verwendung von SV-PWM, SDHC und HCad im Umrichter AFE. Reduktion der Werte bezogen auf Verwendung von SDHC und HCad anstelle der SV-PWM im Umrichter AFE

Durch Verwendung von SDHC anstelle der SV-PWM im Umrichter AFE verringert sich der Effektivwert des Gleichtaktstroms um 13,4%. Hingegen reduziert das HCad-Verfahren verglichen mit der SV-PWM den Effektivwert um 79,9%. In Tabelle 6.1 sind die Effektiv- und Spitzenwerte der Gleichtaktspannung und des Gleichtaktstroms bei Verwendung der SV-PWM, SDHC bzw. HCad aufgezeigt. Zusätzlich ist die prozentuale Reduzierung der Größen beim Einsatz von SDHC bzw. HCad verglichen mit der SV-PWM dargestellt.

Die sehr starke Reduktion ist auf die Verwendung des idealisierten Simulationsmodells zurückzuführen. Die Strommessung wird als ideal betrachtet, somit sind Messungenauigkeiten, Nichtlinearitäten sowie Messrauschen unberücksichtigt. Im Modell ist das elektrische Antriebssystem an eine ideale Netzspannung ohne Überlagerung zusätzlicher Harmonischer angeschlossen. All diese Punkte begünstigen eine optimale Flankenverschiebung in den Nulldurchgang des Gleichtaktstroms und somit in das Betragsminimum des anregenden Gleichtaktspannungspotentials Δu_γ bei minimaler Auslenkung aus dessen Lage. Das heißt, für die Simulation unter idealisierten Bedingungen kann ein sehr schmales Schaltfenster w_{ad} nach Definition aus Kapitel 5.2.3 verwendet werden und folglich eine nahezu optimale Dämpfung der Gleichtaktstörungen erreicht werden.

Betrachtung Phasenstrom L1

Neben der Auswertung der Gleichtaktgrößen wird im nächsten Schritt ein Augenmerk auf den Verlauf des Phasenstroms und dessen Amplitudenspektrums gelegt. Im linken Bereich der Abbildung 6.6 ist für jede Betriebsart (SV-PWM, SDHC und HCad) der zeitliche Verlauf des Phasenstroms i_{L1} am Netzanschlusspunkt über zwei Netzperioden dargestellt. Der Gleichtaktstrom teilt sich gleichmäßig auf die drei Phasen L1, L2 und L3 auf. Somit ist dem gezeigten Phasenstrom i_{L1} ein Drittel des gesamten Gleichtaktstroms überlagert. Da in dieser Simulation Gegentaktstörungen nicht berücksichtigt sind, ist hier als Störstrom der reine

6. Simulation

Gleichtaktstrom zu sehen. Die vorherige Betrachtung des Gleichtaktstroms zeigt, dass bei Verwendung von HCad im Vergleich zur SV-PWM bzw. SDHC eine sehr hohe Reduktion möglich ist. Dies spiegelt sich nun im zeitlichen Verlauf des Phasenstroms wider. Im rechten Bildbereich ist je das dazugehörige Amplitudenspektrum bis 50 kHz gezeigt. In Abbildung 6.6a ist das typische Spektrum einer SV-PWM zu sehen. Die 9 kHz-Nadel ist eindeutig der Schaltfrequenz der Umrichter zuzuordnen. Die übrigen Nadeln sind auf die Vielfachen der Schaltfrequenz zurückzuführen, wobei die 36 kHz-Nadel am stärksten ausgeprägt ist. Der Grund hierfür liegt in der Resonanzfrequenz des Antriebssystems von 36 kHz, welche von einer der Vielfachen der Schaltfrequenz angeregt und verstärkt wird (hier die vierte Vielfache, $4 \cdot 9 \text{ kHz} = 36 \text{ kHz}$).

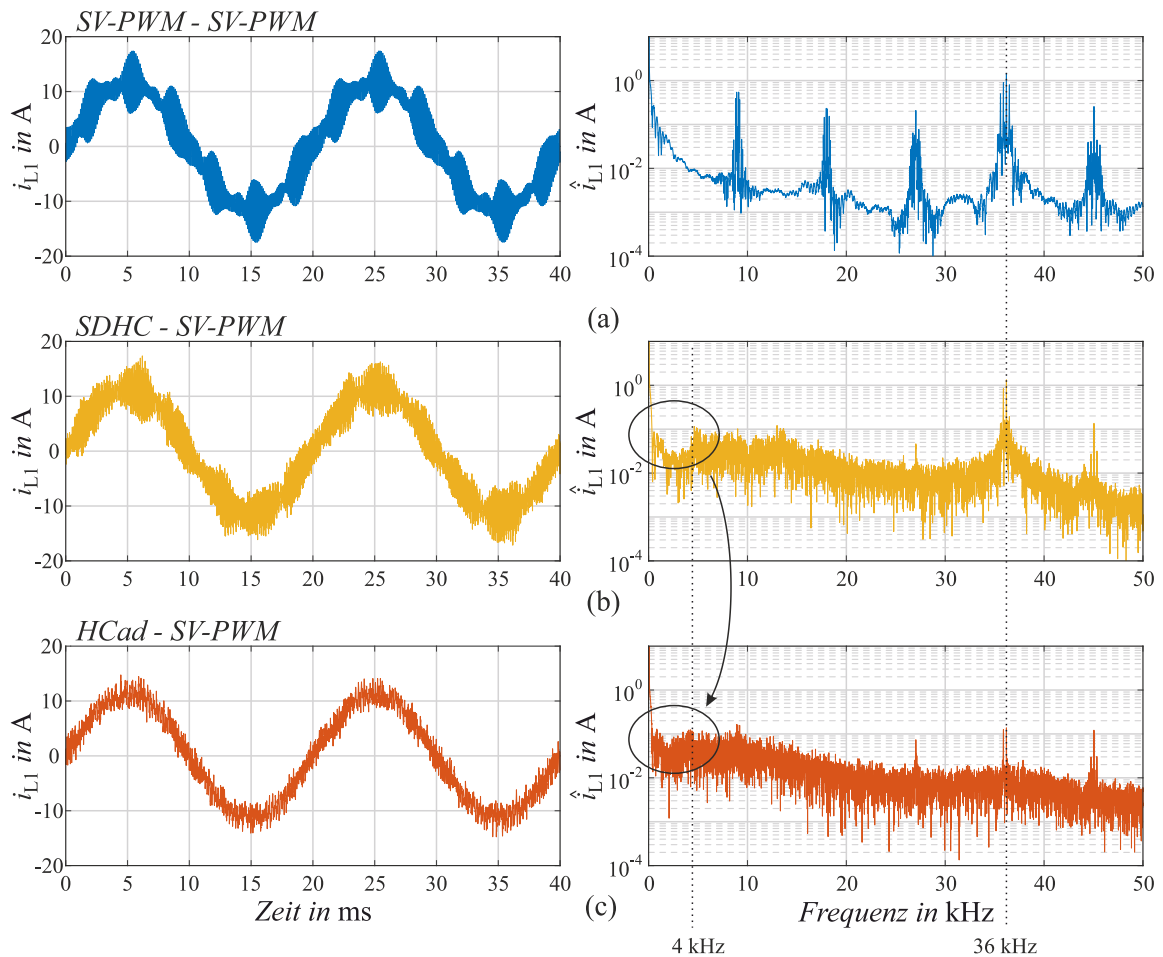


Abb. 6.6.: Phasenstrom L1 (links) und dessen Amplitudenspektrum (rechts) für die Steuerungsverfahren des Umrichters AFE a) SV-PWM, b) SDHC und c) HCad

Im Vergleich zu dem SV-PWM-Verfahren ist das Amplitudenspektrum des SDHC-Verfahrens

breitbandig ausgeprägt. Die typischen „PWM-Nadeln“ der Schaltfrequenz der Umrichter sind nicht vorhanden. Aufgrund der kleineren Amplituden im Spektrum reduziert sich die Anregung des parasitären Schwingkreises. Da jedoch der motorseitige Umrichter 1 mit einer SV-PWM betrieben wird, sind hier dessen Einfluss und Anregung des Schwingkreises dominant. Die Resonanzfrequenz bei 36 kHz ist weiterhin stark ausgeprägt. Die Amplitude des Gleichtaktstroms bei 36 kHz kann durch Verwendung von SDHC minimal von 1,46 A auf 1,33 A reduziert werden. Abbildung 6.6c zeigt den Phasenstrom und das zugehörige Amplitudenspektrum bei Verwendung von HCad im Umrichter AFE. Im Vergleich mit dem SDHC-Spektrum sind zwei Punkte auffällig. Erstens erhöhen sich die niederharmonischen Frequenzen im Bereich bis ca. 4 kHz. Zweitens wird die Stromamplitude in der Resonanzfrequenz um eine Dekade, bezogen auf das SDHC-Verfahren von 1,33 A auf einen Wert von 0,13 A reduziert. Auch hier bleibt eine kleine Nadel in der Resonanzfrequenz zurück, da weiterhin die SV-PWM im Umrichter 1 eingesetzt ist und das Gleichtaktsystem anregt. Im Vergleich zu SDHC reduziert sich die Amplitude (bei 36 kHz) um 90,2 % und im Vergleich zur SV-PWM um 91,1 %.

Nachfolgend sei nun das Amplitudenspektrum im Bereich der Niederharmonischen genauer betrachtet. Abbildung 6.7 zeigt die 50 Hz-Grundschiwingung und die Harmonischen bis zur 40ten Ordnung im Phasenstrom L1 am Netzanschlusspunkt für das SV-PWM-, SDHC- und HCad-Steuerverfahren. Zum anderen stellt die schwarze Linie die Grenzwerte¹ der Harmonischen nach der Norm DIN EN 61800-3 [10] dar. Neben der Betrachtung der einzelnen Harmonischen beschreibt der THD-Wert² das Verhältnis vom Oberschwingungsgehalt zur Grundschiwingungskomponente und berechnet sich mit

$$THD = \sqrt{\sum_{h=2}^{h=H} \left(\frac{Q_h}{Q_1}\right)^2}. \quad (6.1)$$

Im Sinne der Norm beschränkt sich die Betrachtung bis zur 40ten Harmonischen ($H = 40$). Zudem beschreibt Q_1 die Grundschiwingungskomponente und Q_h die jeweilige Harmonische.

Die Grundschiwingungskomponente ist mit 11,5 A für alle drei Verfahren identisch. Bei Betrachtung der einzelnen Harmonischen fällt auf, dass die des HCad-Verfahrens im Vergleich zu SV-PWM bzw. SDHC um ca. eine Dekade höher sind. Dies spiegelt sich in der Verschlechterung des THD-Wertes von HCad wider, welcher bei 4,4 % liegt. Hingegen erreicht das SV-PWM-Verfahren in diesem Simulationspunkt einen THD-Wert von 1,8 % bzw. das SDHC-Verfahren 1,5 %. Die höheren Niederharmonischen von HCad lassen sich auf die Modifikation der Hysteresegrenze in α - und β -Richtung zurückführen. Die Verwendung der

¹zweite Umgebung: Industriegebiete und technische Bereiche von Gebäuden

²THD: Total Harmonic Distortion

inneren und äußeren Hysteresegrenzen reduzieren zwar Gleichtaktstörungen, verzerren jedoch im Umkehrschluss das Nutzsignal mehr als bei SDHC oder SV-PWM.

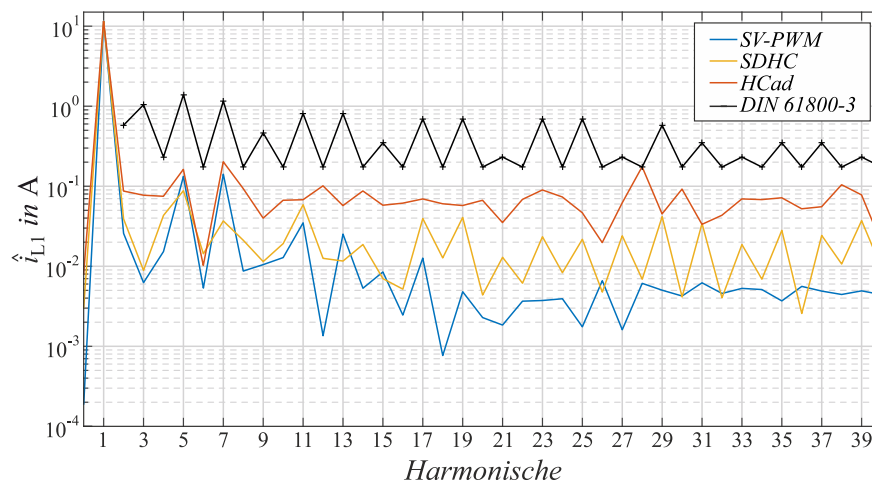


Abb. 6.7.: Verlauf der ersten bis 40ten Harmonischen für SV-PWM, SDHC und HCaD

Für die gezeigte Simulation wurden die inneren und äußeren Hysteresegrenzen so gewählt, dass nahezu alle Schaltflanken im Umrichter AFE zugunsten der aktiven Gleichtaktdämpfung verwendet werden konnten. Dennoch wurden die Hysteresegrenzen so vorgegeben, dass immer ein vergleichbarer Betriebspunkt (z. B. im Bezug auf die Schaltfrequenz) zu den Verfahren der SV-PWM bzw. SDHC besteht. Über die Wahl der inneren und äußeren Hysteresegrenze sowie dem Schaltfenster besteht eine gute Einstellmöglichkeit des primären und sekundären Regelziels.

- *Innere Hysteresegrenzen:* Mit den inneren Grenzen werden Schaltflanken zeitlich eher ausgeführt. Je kleiner diese Grenzen sind, umso wahrscheinlicher ist auch, dass diese vom jeweiligen Verzerrungsstrom $i_{VZ,\alpha}$ bzw. $i_{VZ,\beta}$ berührt werden. Dies hat neben der dämpfenden Wirkung im Gleichtaktsystem auch einen Einfluss auf die Schaltfrequenz von HCaD.
- *Äußere Hysteresegrenzen:* Mithilfe der äußeren Hysteresegrenzen wird die maximale Verschiebungsdauer einer Schaltflanke festgelegt. Dies hat maßgeblichen Einfluss darauf, wie häufig die zeitliche Verschiebung auf die Schaltflanken angewandt werden kann, aber auch wie stark das Nutzsignal verzerrt wird.
- *Schaltfenster:* Das Schaltfenster beeinflusst den tatsächlichen Umschaltzeitpunkt. D. h. wie „genau“ die Schaltflanke in den optimalen Umschaltzeitpunkt (im Betragsminimum von Δu_γ) verschoben werden kann. Diese Größe hängt vor allem vom eingesetz-

ten Messsystem des Gleichtaktstroms ab und wird beispielsweise vom Messrauschen beeinflusst.

Für einen späteren anwendungsbezogenen Betrieb muss hier stets ein Kompromiss zwischen der primären Nutzsinalregelung und dem sekundären Regelziel der aktiven Gleichtakttdämpfung von HCad gefunden werden.

Betrachtung Modulationsgrad des Umrichters AFE

Die bisherigen Untersuchungen beziehen sich auf einen typischen Modulationsgrad von 1,08 des netzseitigen Umrichters AFE. Hierbei zeigt sich, dass eine aktive Gleichtakttdämpfung durch die Flankenverschiebung möglich ist. Weiterhin stellt sich die Frage, ob die Gleichtakttdämpfung unabhängig vom Modulationsgrad vollzogen werden kann oder gar instabile Betriebspunkte entstehen können. Abbildung 6.8 zeigt die Verläufe der Effektivwerte von Gleichtaktstrom und -spannung am Netzanschlusspunkt bei Verwendung von SV-PWM, SDHC und HCad.

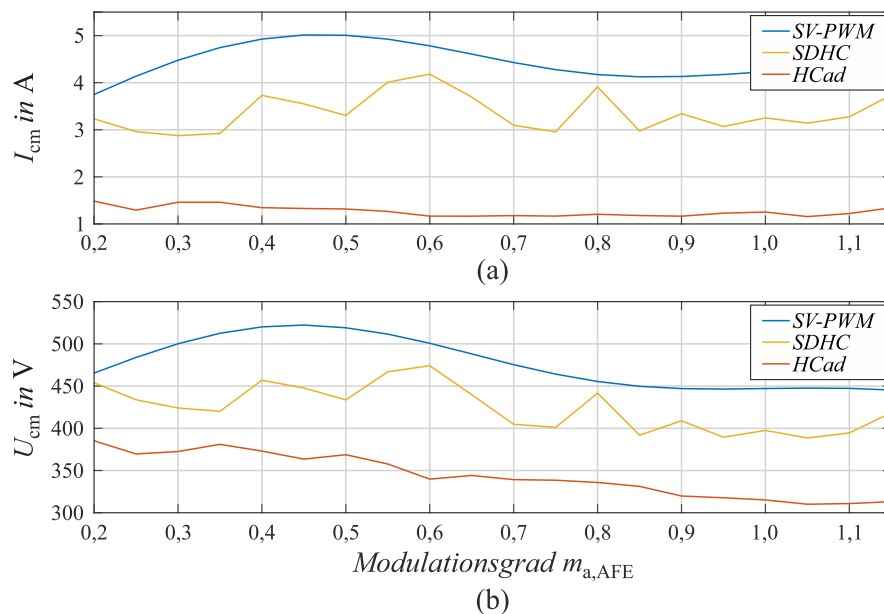


Abb. 6.8.: Effektivwerte von a) Gleichtaktstrom und b) -spannung für Modulationsgrade des Umrichters AFE von $m_a = 0,20$ bis $1,15$

Die Simulation wurde bei verschiedenen Modulationsgraden von $m_a = 0,20$ bis $1,15$ durchgeführt. Für die Betrachtung gilt eine konstante Zwischenkreisspannung von 600 V , wobei die unterschiedlichen Modulationsgrade durch Veränderung der Netzspannung eingestellt wurden.

Für alle Simulationspunkte gilt eine konstante Belastung auf der Motorseite, sowie eine vergleichbare Schaltfrequenz des Umrichters AFE bei Verwendung der SV-PWM, SDHC und HCad. Das verteilte Spektrum des SDHC-Verfahrens reduziert bereits die Anregung von parasitären Schwingkreisen im Vergleich zur SV-PWM. Dieses Verhalten gilt für den kompletten Bereich des Modulationsgrades. Nach Betrachtung der Effektivwerte von Gleichtaktstrom und -spannung über den gesamten Modulationsbereich unter Verwendung von HCad zeigt sich hier eine deutliche Reduktion dieser Größen.

6.3. Zusammenfassung

In diesem Kapitel wird ein bidirektionales Antriebssystem unter Berücksichtigung parasitärer Impedanzen nach Abbildung 4.1 simulativ untersucht. Für den netzseitigen Umrichter AFE sind drei verschiedene Steuerverfahren umgesetzt. Die SV-PWM dient als Vergleichssystem in Form einer klassischen Ansteuerung nach aktuellem Technikstand, dem die Steuerverfahren SDHC und HCad gegenübergestellt werden. Die beiden direkten Stromregelverfahren SDHC und HCad unterscheiden sich nur in der Ausführung ihrer Hysteresegrenzen. Somit ist ein direkter Vergleich im Bezug auf die dämpfende Wirkung für Gleichtaktstörungen bei Verwendung von HCad möglich. Als Steuerverfahren im motorseitigen Umrichter 1 kommt bewusst für alle Simulationspunkte eine SV-PWM zum Einsatz, sodass der Umrichter weiterhin das Gleichtaktsystem mit dessen Schaltflanken im Resonanzpunkt anregt. Die Resonanzfrequenz liegt im Simulationsmodell bei $f_{cm} = 36$ kHz.

Das Augenmerk liegt in den gezeigten Simulationen besonders in der Bewertung der Effektiv- und Spitzenwerte von Gleichtaktstrom und -spannung, dem zeitlichen Verlauf der Phasenströme und deren Amplitudenspektren im Bereich bis 50 kHz sowie in der Betrachtung der Harmonischen bis zur 40ten Ordnung am Netzanschlusspunkt. Bei Verwendung von SDHC im Vergleich zur SV-PWM kann der Effektivwert des Gleichtaktstroms von 5,52 A auf 4,78 A reduziert werden. Kommt im Umrichter AFE das HCad-Verfahren zum Einsatz, so reduziert sich der Effektivwert weiter auf $I_{cm} = 1,11$ A. Dies entspricht einer Reduktion von 79,9%. Bei Betrachtung des Spitzenwerts des Gleichtaktstroms reduziert SDHC diesen von 17,28 A auf 14,37 A. Die zeitliche Flankenverschiebung von HCad verkleinert den Spitzenwert weiter auf $\hat{I}_{cm} = 5,84$ A, was einer Reduktion von 66,2% entspricht. Ebenso kann der Effektiv- und Spitzenwert der Gleichtaktspannung im Direktvergleich zwischen HCad-Verfahren und SV-PWM von $U_{cm} = 471,5$ V auf 277,5 V um 41,1% bzw. von $\hat{U}_{cm} = 1580$ V auf 847 V um 46,4% reduziert werden. Nach Analyse des Amplitudenspektrums des Phasenstroms i_{L1} kann gezeigt werden, dass speziell die Amplitude in der Resonanzfrequenz bei 36 kHz von 1,46 A bei der SV-PWM auf 1,33 A bei SDHC bzw. 0,13 A bei Verwendung des

HCad-Verfahrens verringert wird. Der Einsatz von HCad bewirkt hier eine Reduktion von über 90 %.

Die dämpfende Wirkung von HCad zeigt hier eine sehr hohe prozentuale Reduktion der einzelnen Signale auf. Dies lässt sich mit der idealisierten Betrachtung und dem Aufbau des Simulationsmodells erklären. Die Erfassung der Phasenströme erfolgt in der Simulation ideal und somit ohne Verzögerungen und ohne Messrauschen. Bei Verwendung von HCad begünstigt ein ideales Strommesssignal die Verschiebung einer Schaltflanke in den optimalen Umschaltzeitpunkt. Des Weiteren bleiben Tot- bzw. Signallaufzeiten ebenso wie Gegentaktstörungen in der Simulation unberücksichtigt.

Dennoch zeigt die Simulation das theoretische Potential des HCad-Stromregelverfahrens mit der zeitlichen Flankenverschiebung, nämlich genau diese hohen prozentualen Verringerung im Gleichtaktsystem. Solch ein vergleichbares Stromregelverfahren ist nach einschlägiger Literaturrecherche nicht bekannt und einzigartig. Als Nachteil von HCad muss die Verzerrung des Nutzsymbols und die damit verbundene Verstärkung der Niederharmonischen genannt werden. Die Simulation zeigt hier eine Verschlechterung des THDs bei Verwendung der SV-PWM von 1,8 % auf 4,4 % beim HCad-Verfahren. Diese Verschlechterung ergibt sich dadurch, dass nahezu jede einzelne Schaltflanke bei Verwendung von HCad für die aktive Gleichakttdämpfung verwendet wurde. Hier gilt es einen Kompromiss zu finden, welcher in der eigentlichen Nutzsymbolsregelung und der aktiven Dämpfung von Gleichaktstörungen liegt. Dabei dienen die inneren und äußeren Hysteresegrenzen, sowie das Schaltfenster w_{ad} des HCad-Stromregelverfahrens als Einstellparameter für eine Kompromissfindung.

7. Messung

Das Kapitel enthält Messergebnisse am Laborprüfstand, welche die Funktionsweise der aktiven Gleichtaktdämpfung von HCad bestätigen und die Simulationsergebnisse aus Kapitel 6 verifizieren sollen. Alle Messungen beziehen sich auf einen stationären Betrieb des Antriebssystems.

7.1. Aufbau Prüfstand

Der Prüfstand ist nach Abbildung 7.1 aufgebaut. Ein netzseitiger Stelltransformator stellt die dreiphasige 50 Hz Wechselspannung mit einstellbarer Leiterspannung von 0 bis 400 V bereit. Zwischen dem Transformator und dem Netzfilter befindet sich eine geschirmte Zuleitung mit einer Länge von ca. 50 Meter. Das Netzfilter ist als einfache Netzdrossel realisiert und hat eine Nenninduktivität von 1,2 mH. Beide Umrichter sind baugleiche Zwei-Level-IGBT-Umrichter mit Leistungshalbleitern aus Silizium. Die Asynchronmaschine mit einer Leistung von 5,5 kW ist mit einer 500 Meter langen geschirmten Motorzuleitung am Umrichter 1 angeschlossen. Jede einzelne Komponente ist separat mit einer eigenen PE-Leitung geerdet. Alle Komponenten liegen dabei auf dem gleichen Erdpotential.

Zusätzlich ist in der Abbildung der Signalfluss von Mess- und Steuersignalen dargestellt. Messwerte wie Spannungen (in rot) bzw. Ströme (in grün) werden direkt im Umrichtersystem gemessen und dem FPGA-System¹ zugeführt. Zwischen dem FPGA und dem Umrichter (Pfeil in oranger Farbe) sowie dem FPGA und dem Echtzeitrechensystem (in schwarz) besteht ein bidirektionaler Datenaustausch.

¹FPGA: Field Programmable Gate Array

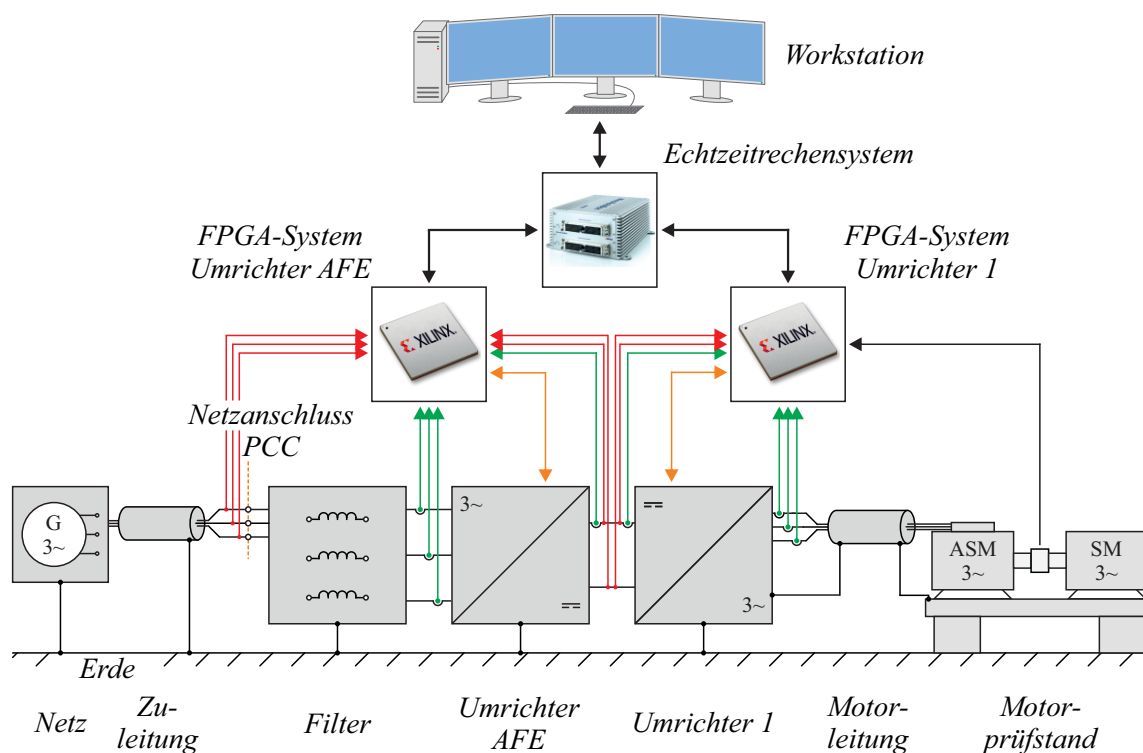


Abb. 7.1.: Aufbau Laborprüfstand - bidirektionales elektrisches Antriebssystem am Netz

FPGA-System

Die Ansteuerung der Umrichter erfolgt unabhängig voneinander mit je einem separaten FPGA-System, somit besteht zwischen den beiden FPGA-Systemen keine Kommunikation. Der gemeinsame Zwischenkreis wird von beiden Systemen überwacht. Als Stromregelverfahren sind in beiden FPGA-Systemen eine raumzeigerbasierte Pulsweitenmodulation (SV-PWM), das direkte Stromregelverfahren SDHC sowie das modifizierte SDHC-Verfahren mit aktiver Gleichtaktdämpfung (HCad) implementiert. Das eingesetzte Regelverfahren generiert die Ansteuersignale für die Leistungshalbleiter und übergibt diese an den Umrichter. Umgekehrt werden Fehlermeldungen des IGBT-Moduls vom Umrichter an das FPGA übermittelt. Zudem sind Schutzfunktionen wie z. B. eine Überstrom-, Überspannung- oder Überfrequenzüberwachung im FPGA implementiert, welche im Fehlerfall den Prüfstand abschalten. Das linke FPGA-System regelt den netzseitigen Umrichter AFE. Hierzu werden Netzspannungen und -ströme sowie die Zwischenkreisspannung gemessen und verarbeitet. Die Regelung hat hier die Aufgabe, die Zwischenkreisspannung auf einen konstanten Wert zu regeln. Das rechte System gibt die Ansteuersignale für den motorseitigen Umrichter 1 aus. Hierzu werden die Ströme U, V und W sowie die Drehzahl der Asynchronmaschine gemessen. Eine feldori-

enterte Regelung stellt hierbei eine konstante Drehzahl der elektrischen Maschine ein. Die Synchronmaschine stellt die entsprechende Last an der Welle ein.

Steuerung

Das Echtzeitrechensystem² dient zum einen der Vorgabe von Parametern wie Grenzwerten für Überstrom, -spannung, -frequenz oder -temperatur sowie von Sollwerten. Schaltbefehle für die Umrichter wie „Regler EIN“, „Regler AUS“ oder die Schützsteuerung für die Vorladung des Zwischenkreises können ebenfalls hierüber vorgegeben werden. Zum anderen dient das System der Übergabe und Anzeige von Messwerten und Fehlersignalen. Am Rechensystem ist eine Workstation angeschlossen, auf welcher eine Oberfläche zur Ansteuerung des Prüfstands aufgesetzt ist.

Betriebspunkt

Ähnlich der simulativen Untersuchungen gilt für die Dokumentation der Messreihen die gleiche Farbkennzeichnung für die eingesetzten Regelverfahren und folgende Randbedingungen:

- Die dominante Resonanzfrequenz des Prüfstandes beträgt $f_{cm} = 36 \text{ kHz}$.
- Die Schaltfrequenz bei Verwendung der SV-PWM beträgt $f_s = 9 \text{ kHz}$. Bei SDHC bzw. HCad wird aufgrund deren Flat-Top-Verhalten eine mittlere Schaltfrequenz von $f_s = 6 \text{ kHz}$ vorgeben.
- Die Zwischenkreisspannung ist auf $U_{dc} = 250 \text{ V}$ eingestellt.
- Die Asynchronmaschine wird im stationären Betrieb bei konstanter Drehzahl von $1\,000 \text{ min}^{-1}$ und konstantem Modulationsgrad des motorseitigen Umrichters 1 von $m_{a,1} = 0,58$ betrieben.
- Der Modulationsgrad des Umrichters AFE beträgt $m_{a,AFE} = 1,08$.
- Alle gemessenen Größen sind Messwerte am Netzanschlusspunkt aus Abbildung 7.1.

Der Resonanzschwingkreis wird durch Schalthandlungen der Umrichter angeregt, deren Gleichtaktpotentiale abhängig von der Zwischenkreisspannung sind. Bei Anwendungen im klassischen 400 V-Netz liegt die Zwischenkreisspannung eines Umrichters im Bereich von 600 V bis 750 V³. Aufgrund des parasitären Schwingkreises sind hohe Gleichtaktspannungen im niedrigen Kilovolt-Bereich zu erwarten, welche den Prüfstand beschädigen können. Aus

²Firma dSPACE: MircroAutoBox

³im 690 V-Netz steigt die Zwischenkreisspannung auf ca. 1 100 V

diesem Grund werden die Messreihen bei einer Zwischenkreisspannung von 250 V durchgeführt. Für den Betrieb bei $m_{a,AFE} = 1,08$ beträgt somit die Leiterspannung am Netzanschlusspunkt 165 V.

7.2. Messergebnisse

Die Komponenten des elektrischen Antriebssystems nach Abbildung 7.1 bilden im Gleichtaktsystem eine dominante Resonanzfrequenz von 36 kHz aus. Die Induktivität des Netzfilters sowie die parasitären Kapazitäten der Motor- und Netzzuleitung sind hier die dominanten Elemente. Für die systematische Analyse der Gleichtaktpfade bzw. der Detektion der Resonanzfrequenzen eignet sich das entwickelte Analysetool aus Kapitel 4.

Die Messergebnisse teilen sich in zwei Betrachtungen auf. Zunächst wird eine Untersuchung der Funktionsweise des HcAd-Regelverfahrens mit der aktiven Gleichtaktämpfung unter Berücksichtigung relevanter Effekte wie z. B. den Signallaufzeiten im Umrichtersystem durchgeführt. Im Anschluss folgt die Bewertung und Gegenüberstellung des neuen HcAd-Stromregelverfahrens mit einer SV-PWM und dem SDHC-Stromregelverfahren.

7.2.1. Funktion der aktiven Dämpfung

Das Kapitel 5 erläutert ausführlich die Funktionsweise der Schaltflankenverschiebung, dessen Wirkung im Gleichtaktsystem in Kapitel 6 unter idealen Bedingungen simulativ betrachtet ist. Abschließend für die Untersuchung der Wirkungsweise des HcAd-Verfahrens sind in Abbildung 7.2 FPGA-interne Signale des netzseitigen Umrichters AFE dargestellt, um das Betriebsverhalten unter realen Bedingungen einer praxisnahen Anwendung aufzuzeigen. In der linken Spalte sind Signalverläufe gezeigt, wenn das Schaltfenster w_{ad} symmetrisch um den Nulldurchgang des Gleichtaktstroms gelegt ist. Der berechnete Gleichtaktstrom⁴ und das definierte Schaltfenster sind hierfür in Abbildung 7.2a gezeigt. Das Schaltfenster (Ordinate rechts) kann nur zwei Zustände annehmen. Befindet sich der Gleichtaktstrom in der Nähe seines Nulldurchgangs so ist das Schaltfenster w_{ad} gleich 1. Im gezeigten Beispiel ist dieses 1, wenn für den Gleichtaktstrom $|i_{cm}| \leq 0,5 \text{ A}$ gilt. Ist der Gleichtaktstrom außerhalb des Schaltfensters, so wird generell die äußere Hysteresebegrenze der α - und β -Achse ausgegeben, um die Schalthandlung des Umrichters zeitlich zu verzögern (im Beispiel: $w_{ad} = 0$, wenn $|i_{cm}| > 0,5 \text{ A}$). Die Abbildung 7.2b zeigt den Verzerrungsstrom $i_{vz,\alpha}$ mit den zugehörigen inneren und äußeren Hysteresebegrenzen $I_{h,\alpha,lo}$ bzw. $I_{h,\alpha,hi}$. Ist das Schaltfenster w_{ad} aktiv und ein neu geschalteter Spannungsraumzeiger hat eine dämpfende Wirkung im Gleichtaktsystem, so wird die innere Hysteresebegrenze ausgegeben. Da im Zeitpunkt t_1 die innere

⁴aus Addition der einzelnen Phasenströme am Netzanschlusspunkt

Hysteresegrenze in α -Richtung vom Verzerrungsstrom berührt wird, findet eine Umschaltung mit dämpfender Wirkung statt. In Abbildung 7.2c ist der Verlauf des Spannungsraumzeigers zu sehen, welcher den Wechsel von \vec{RZ}_2 auf \vec{RZ}_1 im Zeitpunkt t_1 zeigt. Die dargestellten Signalverläufe sind aufgezeichnete Messsignale am Prüfstand. Daran ist zu erkennen, dass zwar im Umschaltzeitpunkt t_1 eine Umschaltung in der Nähe des Nulldurchgangs des Gleichtaktstroms und somit in der Nähe des Betragsminimums von Δu_γ stattfindet, diese jedoch aufgrund von Signallaufzeiten im IGBT-Modul verzögert ausgeführt wird. Die Verzögerung beträgt hier $5\ \mu\text{s}$ und ist im Verlauf des Gleichtaktstroms in Abbildung 7.2a zu sehen. So kann in manchen ungünstigen Fällen die tatsächliche Umschaltung in einem lokalen Maximum oder Minimum des Gleichtaktstroms stattfinden, welche das Gleichtaktsystem verstärkt. Die eigentliche dämpfende Wirkung dieser Umschaltung kann in diesen Fällen nicht genutzt werden.

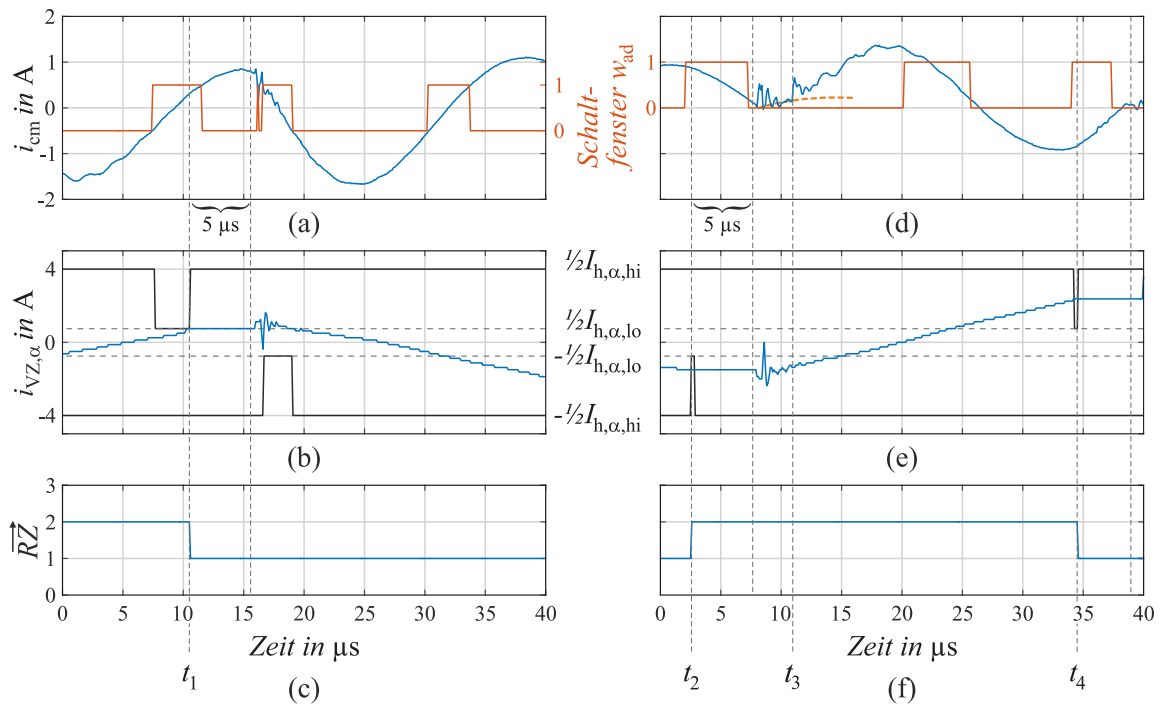


Abb. 7.2.: Verlauf des a) und d) Gleichtaktstroms mit Schaltfenster w_{ad} , b) und e) Verzerrungsstroms mit dessen Hysteresegrenze in α -Richtung sowie c) und f) aktiver Spannungsraumzeiger des Umrichters AFE bei symmetrischen Schaltfenster (linke Spalte) und asymmetrischen Schaltfenster (rechte Spalte)

Um diese Verzögerung zu kompensieren, kann nun das Schaltfenster w_{ad} asymmetrisch um den Nulldurchgang des Gleichtaktstroms gelegt werden, siehe Abbildung 7.2d. So besteht die Möglichkeit, den tatsächlich Umschaltzeitpunkt im Nulldurchgang des Gleichtaktstroms und

somit im Betragsminimum von Δu_γ auszuführen, siehe hierzu die beiden Zeitpunkte t_2 und t_4 . In dieser konkreten Anwendung wurde das Schaltfenster auf die im Prüfstand vorhandene Verzögerungszeit von $5 \mu\text{s}$ ausgelegt. Für eine negative Steigung des Gleichtaktstroms gilt

$$w_{\text{ad}} = \begin{cases} 1 & \text{für } 0,2 \text{ A} \leq i_{\text{cm}} \leq 1,2 \text{ A} \\ 0 & \text{für } i_{\text{cm}} > 1,2 \text{ A} \\ 0 & \text{für } i_{\text{cm}} < 0,2 \text{ A} \end{cases} \quad (7.1)$$

und für eine positive Steigung

$$w_{\text{ad}} = \begin{cases} 1 & \text{für } -1,2 \text{ A} \leq i_{\text{cm}} \leq -0,2 \text{ A} \\ 0 & \text{für } i_{\text{cm}} > -0,2 \text{ A} \\ 0 & \text{für } i_{\text{cm}} < -1,2 \text{ A} \end{cases} \quad (7.2)$$

Der Wechsel des Spannungsraumzeigers zum Zeitpunkt t_2 sorgt für eine optimale Umschaltung im Nulldurchgang des Gleichtaktstroms. Dennoch ist nach der Umschaltung der Gleichtaktstrom größer als vor der Umschaltung, siehe beispielsweise $t = 1 \mu\text{s}$ und $t = 19 \mu\text{s}$. Diese Verstärkung wird von einer Schalthandlung des motorseitigen Umrichters zum Zeitpunkt t_3 verursacht. Findet diese Umschaltung nicht statt, so würde der Gleichtaktstrom ähnlich der orange gestrichelten Kurve verlaufen.

7.2.2. Vergleichsmessung

Im Kapitel 6 *Simulation* wurde das HCad-Verfahren dem SDHC-Verfahren und einer SV-PWM nach aktuellem Stand der Technik unter idealen Bedingungen gegenübergestellt. Nun erfolgt eine ähnliche Betrachtung am Laborprüfstand. Aufgrund der verwendeten 500 Meter langen Motorzuleitung im Antriebssystem entsteht im Bezug auf den Resonanzschwingkreis eine sehr praxisnahe Anwendung. Auch hier werden zur Bewertung der aktiven Dämpfungsmethode von HCad folgende Signalverläufe ausgewertet:

- Gleichtaktstrom und -spannung am Netzanschlusspunkt, siehe Abbildung 7.1
- Amplitudenspektrum des Phasenstroms der Phase L1

Der Gleichtaktstrom ist eine direkte Messgröße, gemessen als Summenstrom mit einer Strommesszange⁵ über alle drei Leiter L1, L2 und L3. Hingegen ist die Gleichtaktspannung eine indirekte Messgröße, welche aus der Addition den einzelnen Phasenspannungen gegen Erdpotential berechnet wird, siehe Gleichung 1.3.

⁵Agilent N2783B. $I_N = 30 \text{ A}$. $BW = \text{DC} \dots 100 \text{ MHz}$

Zuordnung der Messreihe

Für die Gegenüberstellung sind zwei Messreihen bei unterschiedlichen Konfigurationen der Steuerverfahren für die Umrichter durchgeführt worden, siehe Tabelle 7.1. Für die Bewertung der aktiven Dämpfungsmethode werden im netzseitigen Umrichter AFE drei Steuerverfahren implementiert, SV-PWM, SDHC und HCad. Die Flankenverschiebung wird anhand der Auswertung des Gleichtaktstroms bewertet, woraus hohe Anforderungen an die Genauigkeit sowie an die Bandbreite der Wandler folgen. Die im Umrichter AFE eingesetzten Stromwandler⁶ können einen Nennstrom von 25 A mit einer Genauigkeit von 0,3 % messen. Hingegen sind im motorseitigen Umrichter Wandler⁷ für einen Nennstrom von 200 A und einer Genauigkeit von 0,4 % verbaut. Diese sind für die Auswertung des Gleichtaktstroms nicht geeignet, weshalb hier je nach Messreihe die SV-PWM bzw. das SDHC-Verfahren eingesetzt wird. Die aktive Dämpfungsmethode beschränkt sich somit auf den netzseitigen Umrichter AFE.

| Messreihe | Messung | Umrichter AFE | Umrichter 1 |
|-----------|---------|---------------|-------------|
| 1 | 1.1 | SV-PWM | |
| | 1.2 | SDHC | SV-PWM |
| | 1.3 | HCad | |
| 2 | 2.1 | SV-PWM | |
| | 2.2 | SDHC | SDHC |
| | 2.3 | HCad | |

Tab. 7.1.: Zuweisung Steuerverfahren für Messreihe 1 und 2

Aufgrund der dominanten Resonanzfrequenz des Antriebssystems von 36 kHz werden die Umrichter für ein Worst-Case-Szenario bewusst mit einer Schaltfrequenz von 9 kHz bei Verwendung der SV-PWM bzw. einer mittleren Schaltfrequenz von 6 kHz beim SDHC- und HCad-Verfahren betrieben. In diesem Fall liegen Vielfache der Schaltfrequenz im Bereich der Resonanzfrequenz, was zu einer Worst-Case-Anregung im Gleichtaktsystem führt.

Betrachtung Gleichtaktstrom

Zunächst sei der zeitliche Verlauf des Gleichtaktstroms am Netzanschlusspunkt betrachtet. In der Abbildung 7.3 ist der Zeitbereich über drei Netzperioden dargestellt. Nach Tabelle 7.1 kommt für den motorseitigen Umrichter 1 in Messungen 1.1 bis 1.3 die SV-PWM und für die Messungen 2.1 bis 2.3 das SDHC-Stromregelverfahren zum Einsatz. Blaue Verläufe zeigen die Verwendung der SV-PWM im netzseitigen Umrichter AFE auf. Gelbe Signale stehen für

⁶LEM LAH 25-NP. $I_{PN} = 25 \text{ A}$. $X = 0,3 \%$. $BW = \text{DC} \dots 200 \text{ kHz}$

⁷LEM LA 200-P. $I_{PN} = 200 \text{ A}$. $X = 0,4 \%$. $BW = \text{DC} \dots 100 \text{ kHz}$

das SDHC- und rote für das HCad-Stromregelverfahren. In Tabelle 7.2 sind die Effektiv- und Spitzenwerte des Gleichtaktstroms der Messreihen 1 und 2 dargestellt.

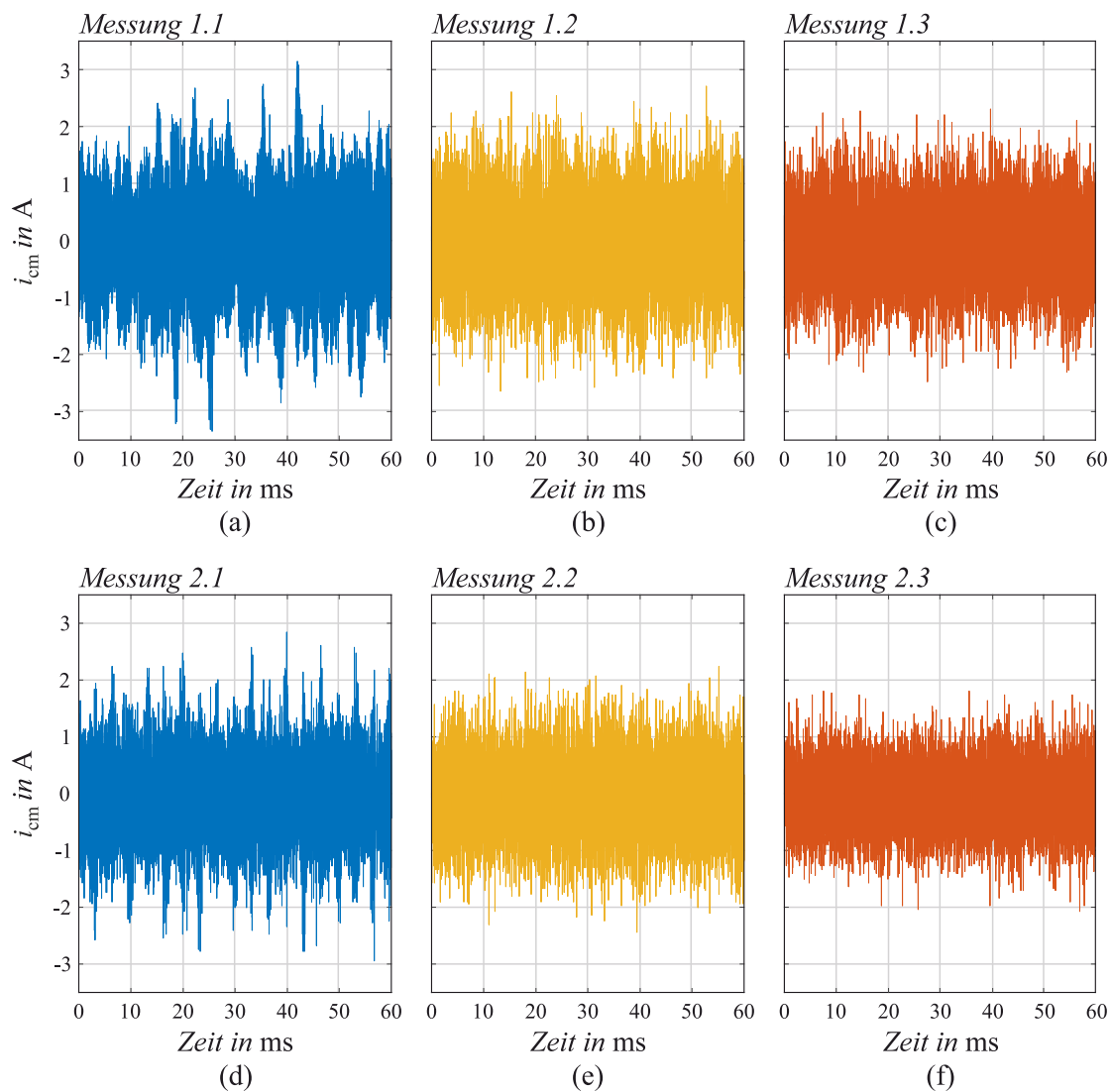


Abb. 7.3.: Zeitlicher Verlauf des Gleichtaktstroms, Messung 1.1 bis 2.3

| Messung | 1.1 | 1.2 | 1.3 | 2.1 | 2.2 | 2.3 |
|----------------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| I_{cm} | 711 mA | 677 mA | 598 mA | 641 mA | 596 mA | 485 mA |
| \hat{I}_{cm} | 3,35 A | 3,01 A | 2,85 A | 3,18 A | 2,74 A | 2,14 A |

Tab. 7.2.: Effektiv- und Spitzenwerte des Gleichtaktstroms, Messung 1.1 bis 2.3

Bei Betrachtung der Messergebnisse fällt auf, dass bereits die Verwendung des direkten Stromregelverfahrens SDHC im Vergleich zur SV-PWM eine Reduktion der Effektiv- und Spitzenwerte des Gleichtaktstroms erzielt. Diese Verringerung beruht einerseits auf dem Flat-Top-Verhalten und andererseits dem verteilten Amplitudenspektrum des SDHC-Verfahrens [82]. Im Bezug auf die Anregung des Gleichtaktsystems weisen Flat-Top-Verfahren ein günstiges Verhalten auf, da über einen Bereich von 60° der Grundschiwingung nur einer der beiden Nullspannungszeiger geschaltet wird [80]. Bei Betrachtung der Effektivwerte aus Messung 1.1 und 1.2 kann so bereits der Gleichtaktstrom um 4,8 % reduziert werden. Findet im motorseitigen Umrichter anstelle der SV-PWM das SDHC-Verfahren Verwendung (vgl. Messung 2.1 und 2.2), so verbessert sich die Reduktion auf 7,0 %. Da das HCad-Stromregelverfahren auf dem SDHC-Stromregelverfahren aufbaut, müssen im Direktvergleich die Messungen 1.2 mit 1.3 sowie die Messungen 2.2 mit 2.3 verglichen werden, siehe Tabelle 7.3.

| | 1.2 | 1.3 | Reduktion | 2.2 | 2.3 | Reduktion |
|-----------------------|--------|--------|-----------|--------|--------|-----------|
| I_{cm} | 677 mA | 598 mA | 11,7 % | 596 mA | 485 mA | 18,6 % |
| \hat{I}_{cm} | 3,01 A | 2,85 A | 5,3 % | 2,74 A | 2,14 A | 21,9 % |

Tab. 7.3.: Effektiv- und Spitzenwerte des Gleichtaktstroms bei SDHC und HCad

Die deutlich höhere Reduktion der Effektiv- und Spitzenwerte der Messreihe 2 ist ebenfalls mit dem Flat-Top-Verhalten von SDHC zu begründen, welches hier im motorseitigen Umrichter 1 implementiert ist. Aufgrund der zeitlichen Flankenverschiebung von HCad kann so eine Reduktion des Effektivwerts von 18,6 % und des Spitzenwerts von 21,9 % erreicht werden. Vergleicht man das neue Stromregelverfahren HCad mit dem Betrieb einer SV-PWM (siehe Tabelle 7.4) so ist eine Verringerung des Effektivwerts von 24,3 % und des Spitzenwerts von 32,7 % möglich, wenn im Umrichter 1 das SDHC-Verfahren eingesetzt ist.

| | 1.1 | 1.3 | Reduktion | 2.1 | 2.3 | Reduktion |
|-----------------------|--------|--------|-----------|--------|--------|-----------|
| I_{cm} | 711 mA | 598 mA | 15,9 % | 641 mA | 485 mA | 24,3 % |
| \hat{I}_{cm} | 3,35 A | 2,85 A | 14,9 % | 3,18 A | 2,14 A | 32,7 % |

Tab. 7.4.: Effektiv- und Spitzenwerte des Gleichtaktstroms bei SV-PWM und HCad

Im Vergleich der Messung 2.3 mit 1.1 wird der Effektivwert des Gleichtaktstroms um 31,8 % und der Spitzenwert um 36,1 % verringert, wenn im motorseitigen Umrichter SDHC und im netzseitigen Umrichter HCad eingesetzt wird. Der Vergleich bezieht sich auf den Einsatz der SV-PWM in beide Umrichter und der eingangs erwähnten vorhandenen Worst-

Case-Resonanzfrequenz.

Neben der Betrachtung des zeitlichen Verlaufes des Gleichtaktstroms ist in Abbildung 7.4 das zugehörige Amplitudenspektrum dargestellt. In Messungen 1.1 bis 2.1 ist in mindestens einem der beiden Umrichter die SV-PWM mit der Schaltfrequenz von $f_s = 9$ kHz implementiert. Die Nadeln bei 9 kHz und deren Vielfache aus Abbildung 7.4a bis 7.4d sind auf das Schaltverhalten der SV-PWM zurückzuführen. Des Weiteren ist in allen Spektren eine Erhöhung im Bereich von 36 kHz und 62 kHz zu sehen. Beide Frequenzen sind Resonanzfrequenzen des Antriebssystems, wobei die Frequenz von 36 kHz dominant ist.

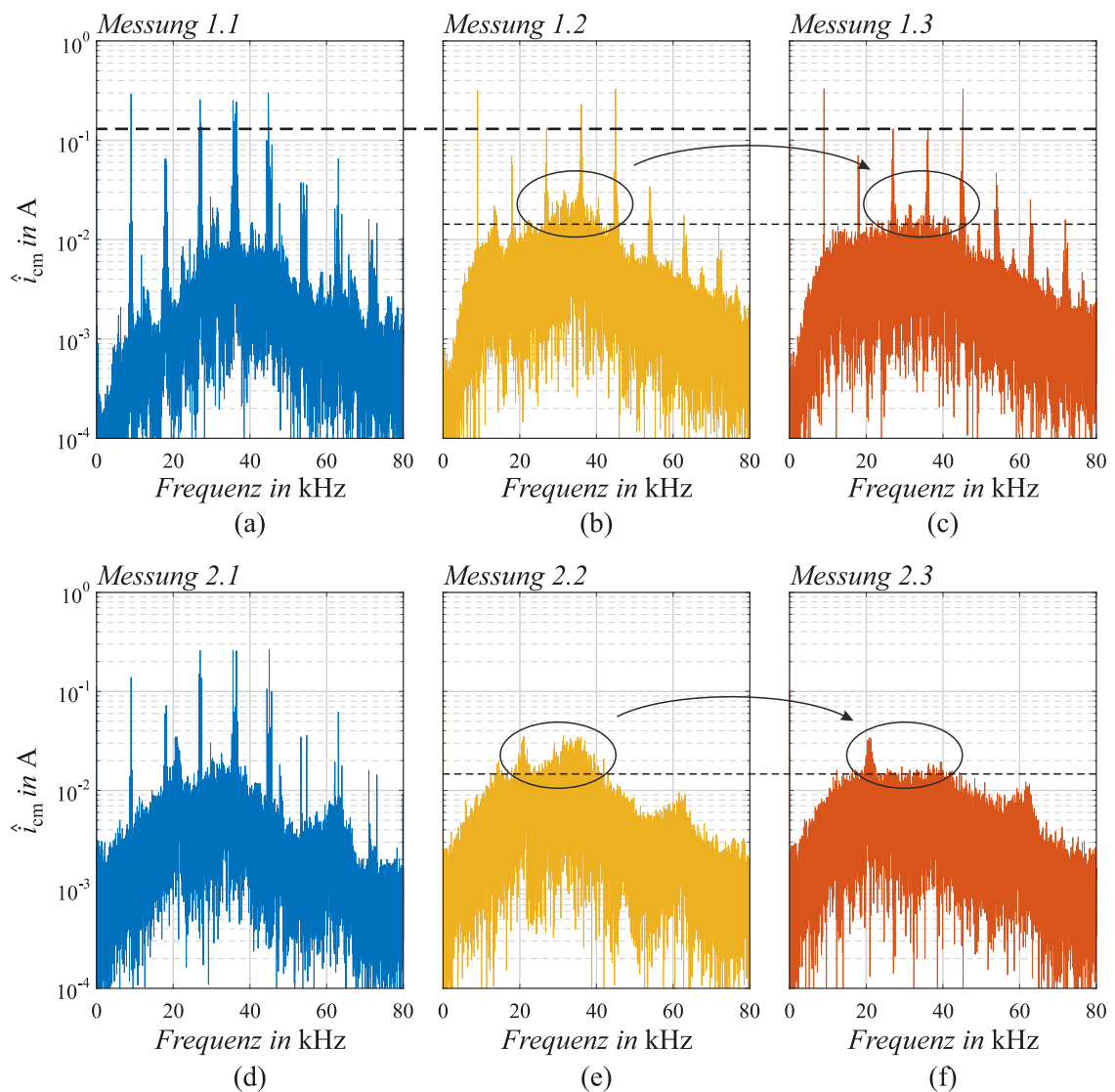


Abb. 7.4.: Amplitudenspektrum des Gleichtaktstroms, Messung 1.1 bis 2.3

Aus den Amplitudenspektren ist in Tabelle 7.5 die Amplitude der dominanten Resonanzfrequenz bei 36 kHz aufgeführt. Dabei ist die Amplitude der Messung 1.1 und 2.1 nahezu identisch, da hier die gleiche Anregung im Gleichtaktkreis aufgrund des Schaltverhaltens der SV-PWM im Umrichter AFE vorhanden ist.

| Messung | 1.1 | 1.2 | 1.3 | 2.1 | 2.2 | 2.3 |
|---------------------------|--------|--------|--------|--------|-------|-------|
| \hat{i}_{cm} bei 36 kHz | 252 mA | 230 mA | 130 mA | 257 mA | 35 mA | 15 mA |

Tab. 7.5.: Amplitude des Gleichtaktstroms bei 36 kHz, Messung 1.1 bis 2.3

In Tabelle 7.6 ist der direkte Vergleich der Amplitude des Gleichtaktstroms bei Verwendung von SDHC und HCad dargestellt. So wird in Messreihe 1 (Abbildung 7.4b und 7.4c) diese Amplitude um 43,5 % reduziert. Aufgrund der verwendeten SV-PWM im motorseitigen Umrichter 1 bleibt dennoch das typische Spektrum (Nadeln der Schaltfrequenz) erhalten.

| | 1.2 | 1.3 | Reduktion | 2.2 | 2.3 | Reduktion |
|---------------------------|--------|--------|-----------|-------|-------|-----------|
| \hat{i}_{cm} bei 36 kHz | 230 mA | 130 mA | 43,5 % | 35 mA | 15 mA | 57,1 % |

Tab. 7.6.: Reduktion der Amplitude des Gleichtaktstroms bei 36 kHz bei Verwendung von HCad anstelle von SDHC

In den Abbildungen 7.4b und 7.4c ist zusätzlich der Frequenzbereich 20 kHz bis 40 kHz um die Resonanzstelle betrachtet. Hier ist eine Verringerung des Amplitudenspektrums bei Verwendung von HCad anstelle von SDHC im Umrichter AFE zu sehen. Da in der Messung 2.2 in beide Umrichter SDHC implementiert ist, reduziert sich die Amplitude des Gleichtaktstroms bei 36 kHz auf 35 mA. Wird anstelle von SDHC das HCad-Verfahren im Umrichter AFE eingesetzt so kann diese Amplitude weiter auf 15 mA verringert werden, was eine Reduktion von 57,1 % entspricht. Auch hier ist in den Abbildungen 7.4e und 7.4f ersichtlich, dass die aktive Gleichtaktdämpfung von HCad nicht auf einzelne Anteile des Amplitudenspektrums beschränkt ist. Die zeitliche Flankenverschiebung von HCad verringert im markierten Bereich von ca. 20 kHz bis 40 kHz nahezu alle Amplituden des Gleichtaktstroms, siehe Abbildung 7.4f.

Betrachtung Gleichtaktspannung

In Abbildung 7.5 sind die zeitlichen Verläufe der Gleichtaktspannung dargestellt, welche sich von Messreihe 1 zu 2 merklich unterscheiden. Die Ursache der verschiedenen Signalverläufe besteht im Flat-Top-Verhalten der direkten Stromregelverfahren SDHC und HCad.

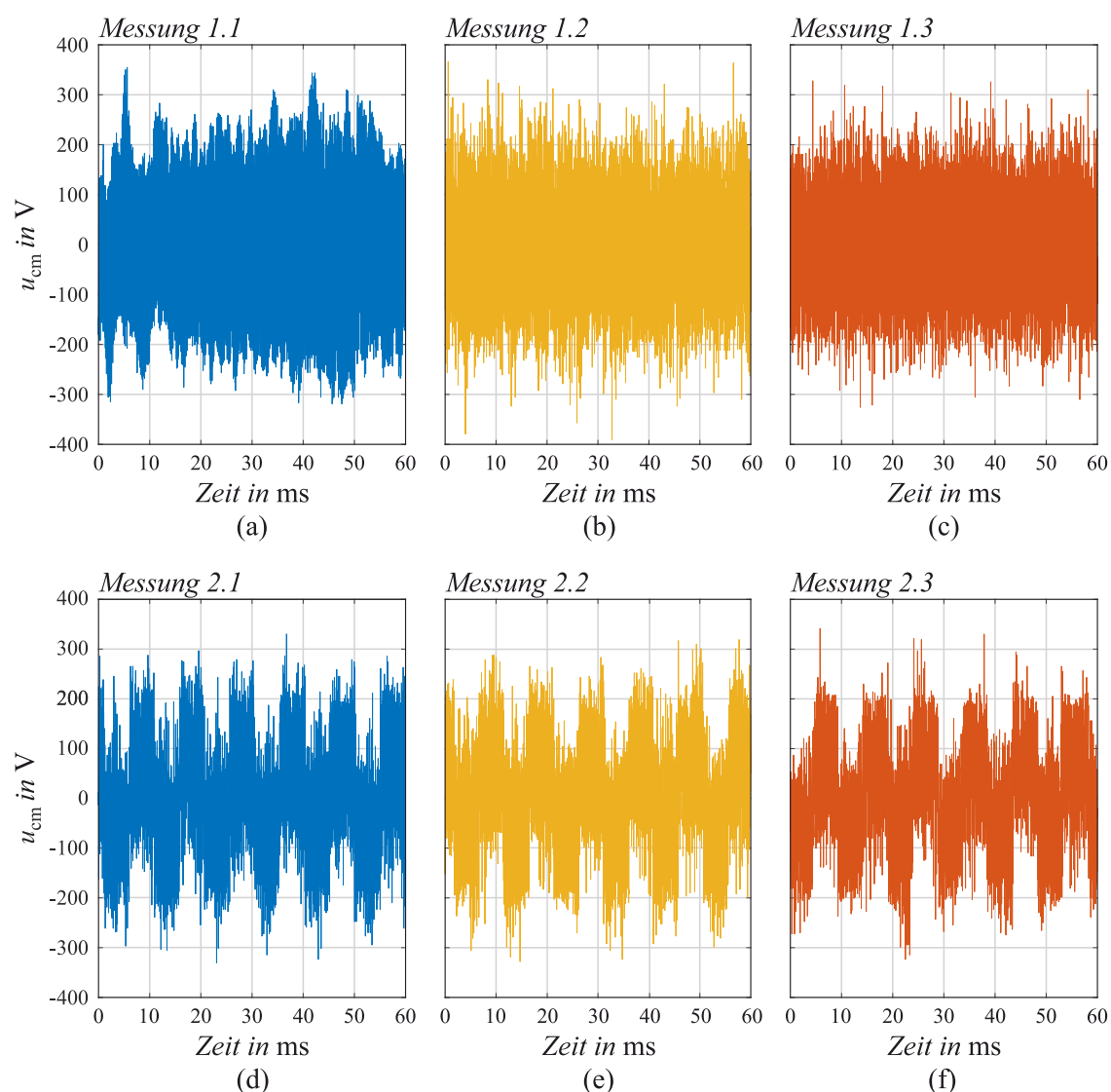


Abb. 7.5.: Zeitlicher Verlauf der Gleichtaktspannung, Messung 1.1 bis 2.3

| Messung | 1.1 | 1.2 | 1.3 | 2.1 | 2.2 | 2.3 |
|-----------------------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|
| U_{cm} | 98,8 V | 102,7 V | 100,7 V | 100,2 V | 100,2 V | 95,5 V |
| \hat{U}_{cm} | 354,8 V | 390,5 V | 354,8 V | 336,9 V | 354,8 V | 341,4 V |

Tab. 7.7.: Effektiv- und Spitzenwerte der Gleichtaktspannung, Messung 1.1 bis 2.3

In allen Betriebspunkten wurde ein fester und somit vergleichbarer Betrieb eingestellt. Der Modulationsgrad des motorseitigen Umrichters 1 beträgt $m_{a,1} = 0,58$ und der des netzsei-

tigen Umrichters $m_{a,AFE} = 1,08$, wobei bei einem kleinen Modulationsgrad verhältnismäßig lange Nullspannungszeiger geschaltet werden. Da bei der SV-PWM alle Spannungsraumzeiger sowie beide Nullspannungszeiger verwendet werden, erzeugt diese eine gleichmäßig verteilte Gleichtaktspannung. Hingegen verwenden die Verfahren SDHC und HCad über einen 60° -Abschnitt der Grundschwingung nur einen der beiden Nullspannungszeiger \vec{RZ}_0 oder \vec{RZ}_7 (Flat-Top). Aufgrund des kleinen Modulationsgrads im Umrichter 1 hat hier das eingesetzte Steuerverfahren einen großen Einfluss auf den Verlauf der Gleichtaktspannung. In Messreihe 1 kommt die SV-PWM zum Einsatz, wobei der Verlauf der Gleichtaktspannung gleichmäßig verteilt ist, siehe Abbildung 7.5a bis 7.5c. Hingegen ist für die Messreihe 2 im motorseitigen Umrichter SDHC implementiert. Aufgrund des Flat-Top-Verhaltens sind in den Verläufen der Gleichtaktspannung in Abbildung 7.5d bis 7.5f die ausgeprägten 60° -Abschnitte zu sehen. Umgekehrt kommt in Messungen 1.2 und 2.2 im Umrichter AFE das SDHC-Verfahren bzw. in Messungen 1.3 und 2.3 das HCad-Verfahren bei einem höheren Modulationsgrad zum Einsatz. Hier werden verhältnismäßig kurze Nullspannungszeiger geschaltet. Daraus folgt, dass der typische Verlauf eines Flat-Top-Verhaltens nicht so stark ausgeprägt ist. Hierzu sind ebenfalls die Effektiv- und Spitzenwerte einer jeden Messung ausgewertet, siehe Tabelle 7.7. Die Effektivwerte sind über die komplette Messreihe 1 und 2 annähernd konstant. Im Zeitbereich ist die Betrachtung der Spitzenwerte im Vergleich zu den Effektivwerten weniger aussagekräftig.

Neben den zeitlichen Verläufen der Gleichtaktspannung ist in der Abbildung 7.6 das Amplitudenspektrum bis zur Frequenz von 80 kHz dargestellt. Die Amplituden der Gleichtaktspannung bei 36 kHz sind in Tabelle 7.8 aufgelistet. Im Vergleich mit dem Amplitudenspektrum des Gleichtaktstroms sind auch hier im Spektrum der Gleichtaktspannung die typischen „Nadeln“ der Schaltfrequenz ($k \cdot f_s$) bei Verwendung von mindestens einer SV-PWM in den Umrichtern zu sehen. Die obere gestrichelte Linie in den Abbildungen 7.6a bis 7.6c zeigt die Amplitude der Gleichtaktspannung bei 36 kHz der Messung 1.3 auf. Daran ist die Reduktion der Amplitude im Vergleich zur Amplitude der Messungen 1.1 und 1.2 zu erkennen. Die zweite untere gestrichelte Linie zeigt zusätzlich die Reduktion des Frequenzbereichs von ca. 20 kHz bis 40 kHz im Direktvergleich von Messung 1.2 zu 1.3. In den Abbildungen 7.6e und 7.6f wird anstelle der SV-PWM im motorseitigen Umrichter das SDHC-Verfahren eingesetzt, weshalb die „PWM-Nadeln“ im Amplitudenspektrum verschwinden. Auch hier wurde in den Abbildungen 7.6e und 7.6f eine gestrichelte Linie auf die Amplituden im Frequenzbereich von 20 kHz bis 40 kHz gelegt, um die Reduzierung dieser Amplituden bei Verwendung von HCad anstelle von SDHC aufzuzeigen.

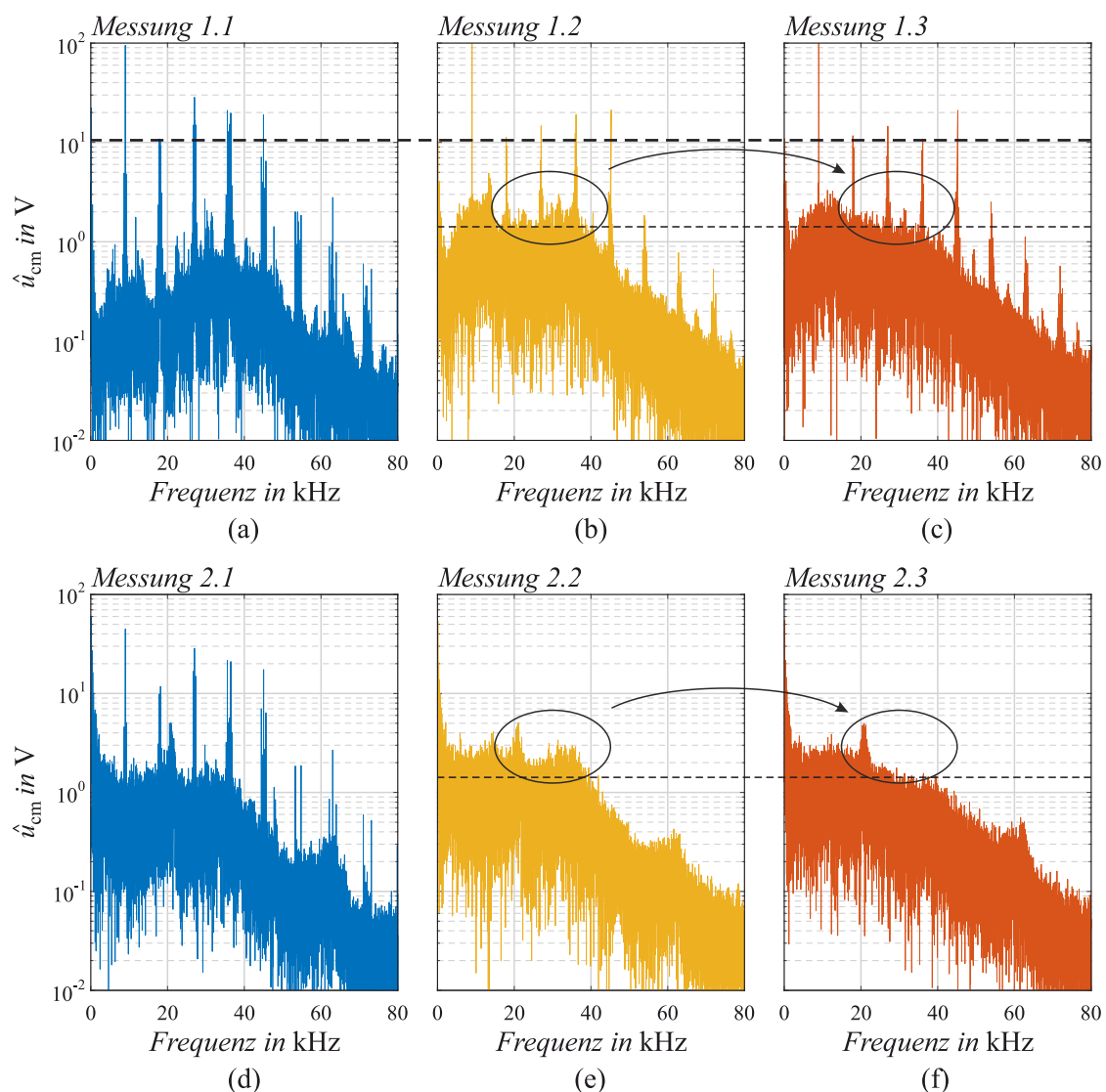


Abb. 7.6.: Amplitudenspektrum der Gleichtaktspannung, Messung 1.1 bis 2.3

| Messung | 1.1 | 1.2 | 1.3 | 2.1 | 2.2 | 2.3 |
|---------------------------|---------|---------|---------|---------|--------|--------|
| \hat{u}_{cm} bei 36 kHz | 19,79 V | 19,08 V | 10,81 V | 21,02 V | 2,90 V | 1,35 V |

Tab. 7.8.: Amplitude der Gleichtaktspannung bei 36 kHz, Messung 1.1 bis 2.3

Die Tabelle 7.9 stellt die Amplituden der Gleichtaktspannung bei 36 kHz für die Messungen 1.2 und 1.3 bzw. 2.2 und 2.3 gegenüber. Zusätzlich ist die prozentuale Reduktion dieser Amplituden aufgrund der zeitlichen Flankenverschiebung von HCad aufgelistet. Für

die Messreihe 1 beträgt die Reduzierung 43,3%. In der Messreihe 2 ergibt sich eine Verringerung um 53,4%.

| | 1.2 | 1.3 | Reduktion | 2.2 | 2.3 | Reduktion |
|---------------------------|---------|---------|-----------|-------|--------|-----------|
| \hat{u}_{cm} bei 36 kHz | 19,08 V | 10,81 V | 43,3 % | 2,9 V | 1,35 V | 53,4 % |

Tab. 7.9.: Reduktion der Amplitude der Gleichtaktspannung bei 36 kHz bei Verwendung von HCad anstelle von SDHC

Da im Bereich der Resonanzstelle die Gleichtaktspannung ebenso wie der Gleichtaktstrom deutlich reduziert werden können, stellt sich nun die Frage, *warum der Effektivwert der Gleichtaktspannung im Vergleich zum Effektivwert des Gleichtaktstroms nicht in gleicher Weise reduziert werden kann*, siehe hierzu Tabelle 7.2 und 7.7. Diese Frage lässt sich anhand zweier Gegebenheiten beantworten.

1. Betrachtung der frequenzabhängigen Impedanz
2. Analyse des niederfrequenten Amplitudenspektrums der Gleichtaktspannung

1. Betrachtung der Impedanz:

In den Abbildungen 7.4 und 7.6 sind jeweils die Amplitudenspektren des Gleichtaktstroms $\hat{i}_{cm}(f)$ und der Gleichtaktspannung $\hat{u}_{cm}(f)$ aus den komplexen Werten von \underline{i}_{cm} und \underline{u}_{cm} dargestellt. Die frequenzabhängige Impedanz am Netzanschlusspunkt lässt sich mit

$$\underline{Z}_{cm} = \frac{\underline{u}_{cm}}{\underline{i}_{cm}} = \frac{\hat{u}_{cm} \cdot e^{j\varphi_u}}{\hat{i}_{cm} \cdot e^{j\varphi_i}} = \frac{\hat{u}_{cm}}{\hat{i}_{cm}} \cdot e^{j(\varphi_u - \varphi_i)} \quad (7.3)$$

berechnen. In Abbildung 7.7 ist das Amplitudenspektrum der parasitären Gleichtaktimpedanz $|\underline{Z}_{cm}|$ am Netzanschlusspunkt dargestellt. Die Impedanzkurve ist bei kleinen Frequenzen hochohmig und nimmt bei steigender Frequenz ab, woraus sich ein kapazitives Verhalten dieser parasitären Impedanz erschließt. Folglich fließt im niedrigen Frequenzbereich über diese Gleichtaktimpedanz ein sehr kleiner Gleichtaktstrom ab, siehe auch Abbildung 7.4. Mit steigender Frequenz nimmt die parasitäre Impedanz am Netzanschlusspunkt ab, wodurch der Gleichtaktstrom größer wird. Bei höheren Frequenzen (> 36 kHz) verringert sich trotz der kleiner werdenden Impedanz am Netzanschlusspunkt der Gleichtaktstrom, siehe Abbildung 7.4. Der Resonanzschwingkreis des Antriebssystems wird durch Zusammenwirken der parasitären Gleichtaktimpedanzen mit der Gegentaktimpedanz der Netzdrossel gebildet. Die Gegentaktimpedanz hat ein induktives Verhalten, weshalb diese mit steigender Frequenz zunimmt. Oberhalb der Resonanzfrequenz von 36 kHz folgt somit, dass der Gleichtaktstrom

aufgrund der steigenden Gegentaktimpedanz kleiner wird. Folglich tragen die Amplituden des Gleichtaktstroms im Frequenzbereich von ca. 20 kHz bis 40 kHz maßgeblich zum Effektivwert des Gleichtaktstroms bei. Da die aktive Dämpfungsmethode von HCad die Amplituden in diesem Frequenzbereich sehr gut reduzieren kann, wirkt sich dies auch in einer Reduktion des Effektivwerts des Gleichtaktstroms aus.

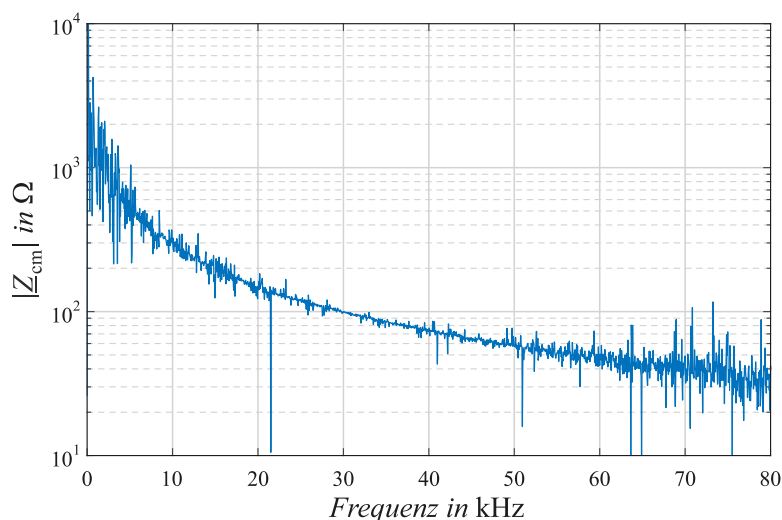


Abb. 7.7.: Frequenzabhängige Impedanz am Netzanschlusspunkt, Messung 1.1

2. Niederfrequentes Amplitudenspektrum der Gleichtaktspannung:

Die Betrachtung des Amplitudenspektrums der Gleichtaktspannung aus Abbildung 7.6 zeigt, dass die zeitliche Flankenverschiebung von HCad die Amplituden im Bereich der Resonanzstelle (ca. 20 kHz bis 40 kHz) um bis zu 53,4% reduzieren kann. Abgesehen von der „PWM-Nadel“ bei 36 kHz befinden sich die Amplituden um die Resonanzstelle im Bereich von wenigen Volt. In der Abbildung 7.8 sind die niederfrequenten Amplitudenspektren der Gleichtaktspannung bis 2 kHz für die Messungen 1.1 bis 2.3 dargestellt. Vor allem im Direktvergleich der Messungen 1.2 mit 1.3 bzw. 2.2 mit 2.3 ist zu sehen, dass die dominanten Amplituden nahezu identisch sind und in einem Bereich von bis zu 50 V liegen. Auf diese niederfrequenten Amplituden hat die zeitliche Flankenverschiebung von HCad keinen Einfluss. Die hohen niederfrequenten Amplituden der Gleichtaktspannungen haben somit einen großen Einfluss auf die Bildung des Effektivwerts. Die, mithilfe der aktiven Gleichtaktämpfung reduzierten, Amplituden im Bereich von 20 kHz bis 40 kHz sind im Vergleich zu den niederfrequenten Amplituden vernachlässigbar klein, sodass keine Reduktion an den Effektivwerten aus Tabelle 7.7 zu erkennen ist.

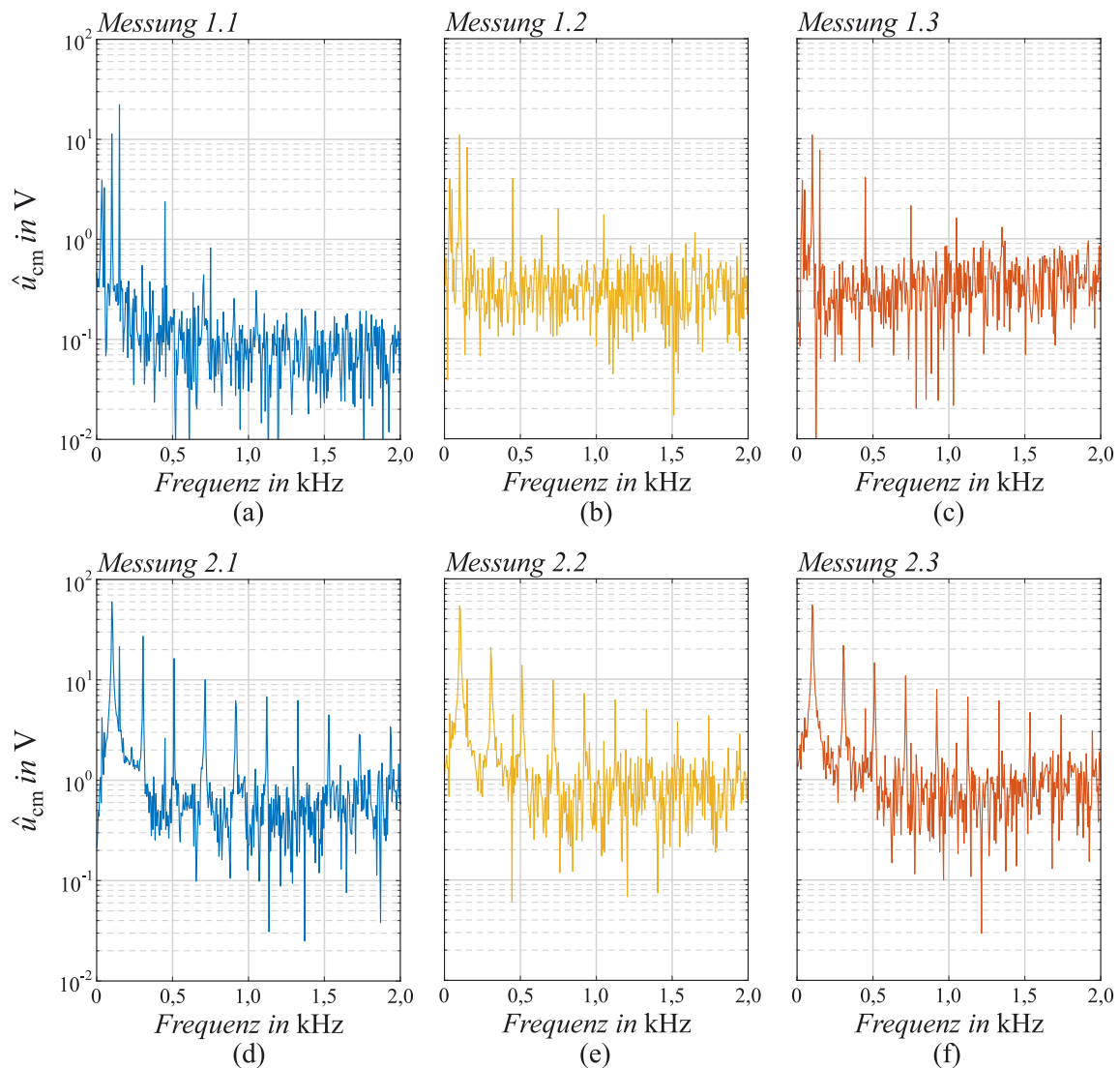


Abb. 7.8.: Amplitudenspektrum der Gleichtaktspannung bis 2 kHz, Messung 1.1 bis 2.3

Betrachtung Phasenstrom L1

Nach der Analyse der Signalverläufe von Gleichtaktspannung und -strom der beiden Messreihen, wird nachfolgend das Amplitudenspektrum des Phasenstroms L1 betrachtet. Zunächst sei auch hier der Frequenzbereich um die dominante Resonanzstelle von 20 kHz bis 40 kHz untersucht. Bei Verwendung des HCad-Stromregelverfahren im netzseitigen Umrichter können auch hier die einzelnen Amplituden im Spektrum reduziert werden, siehe Abbildung 7.9b und 7.9c bzw. 7.9e und 7.9f.

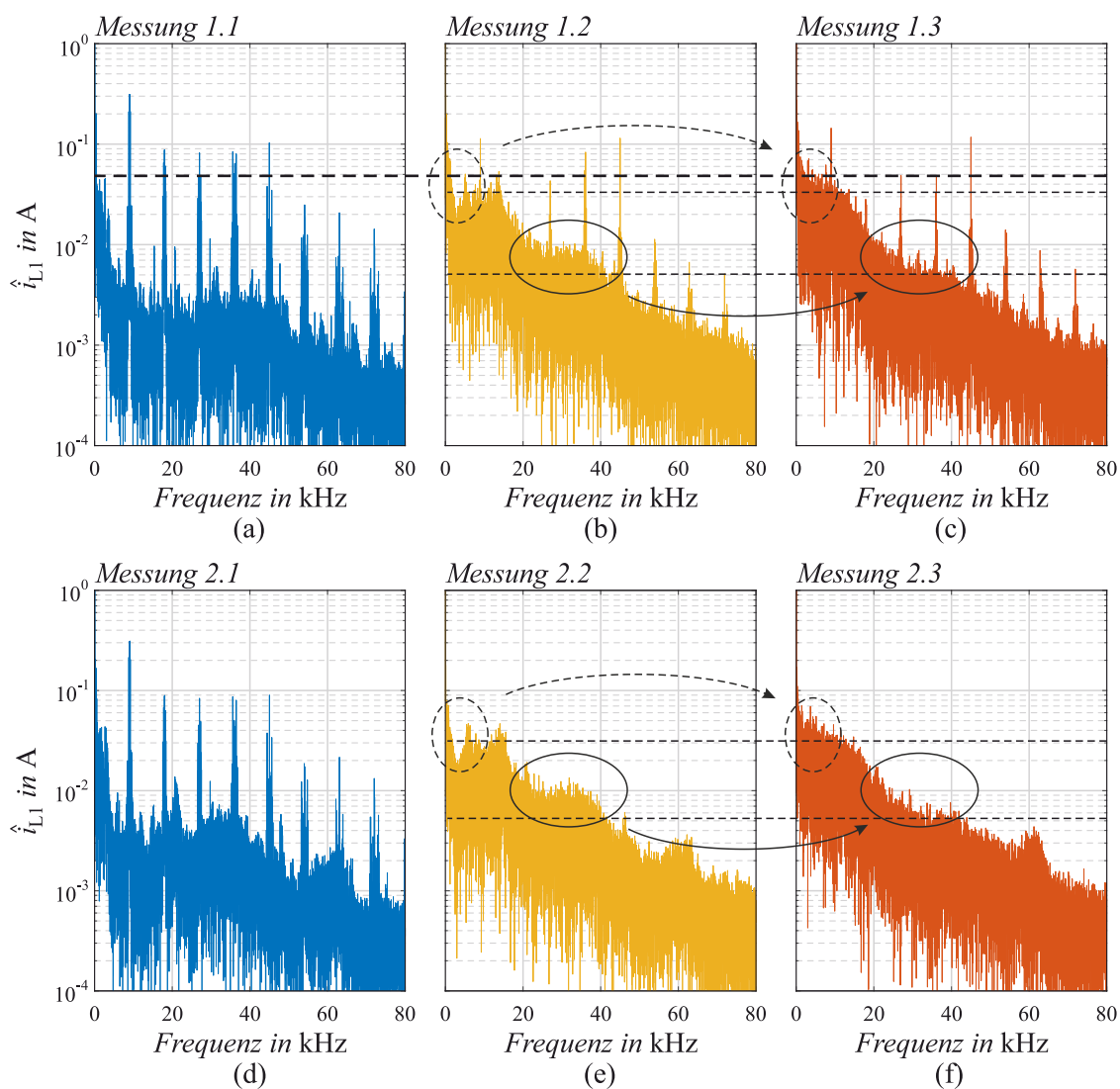


Abb. 7.9.: Amplitudenspektrum des Phasenstroms L1, Messung 1.1 bis 2.3

| Messung | 1.1 | 1.2 | 1.3 | 2.1 | 2.2 | 2.3 |
|---------------------------|-------|-------|-------|-------|-------|------|
| \hat{i}_{L1} bei 36 kHz | 84 mA | 83 mA | 48 mA | 87 mA | 10 mA | 5 mA |

Tab. 7.10.: Amplitude des Phasenstroms bei 36 kHz, Messung 1.1 bis 2.3

Die Amplitude des Phasenstroms bei 36 kHz ist für jede Messung in Tabelle 7.10 dargestellt. Des Weiteren ist in Tabelle 7.11 die Reduktion dieser Amplitude bei Verwendung von HCad anstelle von SDHC aufgezeigt. In der Messreihe 1 reduziert sich die Amplitude um 42,2% und in Messreihe 2 um 50,0%.

| | 1.2 | 1.3 | Reduktion | 2.2 | 2.3 | Reduktion |
|---------------------------|-------|-------|-----------|-------|------|-----------|
| \hat{i}_{L1} bei 36 kHz | 83 mA | 48 mA | 42,2 % | 10 mA | 5 mA | 50,0 % |

Tab. 7.11.: Reduktion der Amplitude des Phasenstroms bei 36 kHz für die Verwendung von HCad anstelle von SDHC

Im Direktvergleich der Amplitude bei 36 kHz des HCad-Verfahrens mit der Amplitude der SV-PWM wird diese in Messreihe 1 um 42,9 % reduziert, vgl. Messung 1.1 mit 1.3. In Messreihe 2 kommt anstelle der SV-PWM das SDHC-Verfahren im motorseitigen Umrichter zum Einsatz, wodurch in den Messungen 2.2 und 2.3 das typische PWM-Spektrum verschwindet. Aus diesem Grund ist hier im Direktvergleich von Messungen 2.1 mit 2.3 eine Verkleinerung der Amplitude bei 36 kHz von 87 mA auf 5 mA um 94,3 % möglich.

Zusätzlich ist in den Abbildungen 7.9b und 7.9c bzw. 7.9e und 7.9f neben dem Frequenzbereich um die Resonanzfrequenz der niederfrequenten Bereich bis ca. 5 kHz betrachtet. Wird anstelle von SDHC das HCad-Verfahren implementiert, so ist eine Erhöhung des Amplitudenspektrums in diesem Frequenzbereich zu erkennen, siehe Abbildungen 7.9c und 7.9f. Der Strom wird bei den beiden direkten Stormregelverfahren SDHC und HCad mit Hysteresegrenzen um den Soll-Strom in der komplexen $\alpha\beta$ -Ebene geregelt, wobei die Grenzen des SDHC-Verfahrens feste Hysteresegrenzen sind. Hierdurch ist sichergestellt, dass das geforderte Nutzsignal in der Last eingepreßt wird. Die zeitliche Verschiebung von Schaltflanken im Umrichter AFE wird bei dem HCad-Verfahren durch ein ständiges Beeinflussen der Hysteresegrenzen vollzogen, siehe Abbildung 5.14. Aufgrund des Eingriffs auf diese Hysteresegrenzen wird der Strom verzerrt, was eine Erhöhung der Harmonischen bewirkt und die Verstärkung im genannten niedrigen Frequenzbereich verursacht. Damit elektrische Antriebssysteme zum einen selbstsicher betrieben werden können und zum anderen weitere Verbraucher in deren Funktion nicht beeinträchtigen, sind sowohl höherfrequente EMV-Grenzwerte als auch im niedrigen Frequenzbereich Richtlinien und Normen existent. Aufgrund der Verstärkung der niederfrequenten Harmonischen bei Verwendung des HCad-Verfahrens ist in Abbildung 7.10 das Amplitudenspektrum der Messreihe 1 bis zur Harmonischen der 40ten Ordnung dargestellt. Zusätzlich sind die Grenzwerte der einzelnen Harmonischen nach der Norm DIN EN 61800-3 [10] für die zweite Umgebung (Industriegebiete und technische Bereiche von Gebäuden) eingezeichnet. In der Norm sind zum einen die einzelnen Amplituden der Harmonischen begrenzt, welche in Abbildung 7.10 schwarz dargestellt sind. Zum anderen ist ein Grenzwert des THDs von 12 % für die zweite Umgebung definiert. Die berechneten THD-Werte der Messreihe 1 nach Gleichung 6.1 sind in der nachfolgenden Tabelle 7.12 aufgelistet.

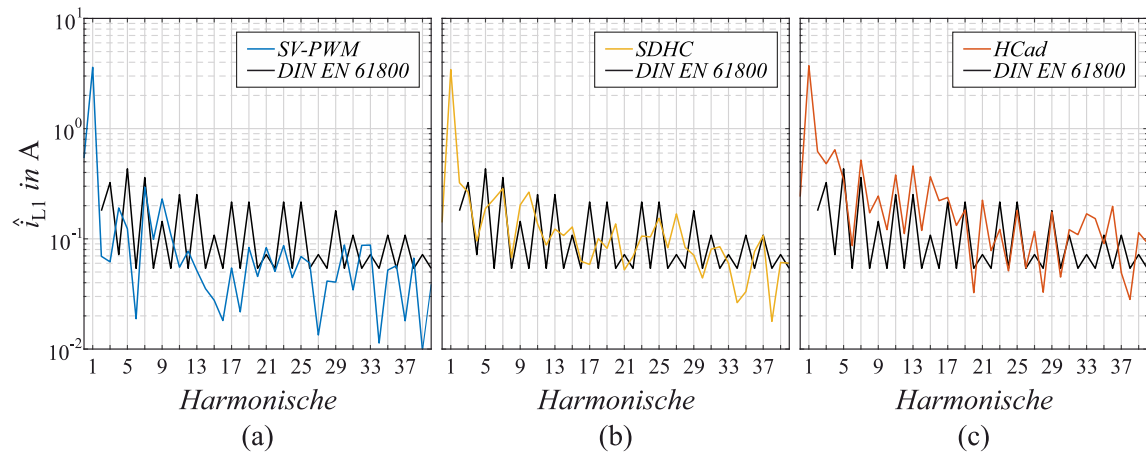


Abb. 7.10.: Amplitudenspektrum des Phasenstroms L1 bis zur 40ten Ordnung, Messung 1.1 bis 1.3

| Messung | 1.1 | 1.2 | 1.3 |
|---------|--------|--------|--------|
| THD | 15,6 % | 24,8 % | 42,5 % |

Tab. 7.12.: THD-Werte des Phasenstroms L1

Die Betrachtung der Amplituden im Frequenzbereich der Harmonischen sollen die Erkenntnisse aus dem Kapitel 6 *Simulation* verifizieren. Hierzu ist in Abbildung 7.10a das Amplitudenspektrum dargestellt, wenn im Umrichter AFE die SV-PWM eingesetzt wird. Analog stehen die Abbildung 7.10b für das SDHC- und die Abbildung 7.10c für das HCad-Verfahren. Die blaue Kurve zeigt, dass die Verwendung der SV-PWM tendenziell die geringsten Harmonischen verursacht und den geringsten THD-Wert aufweist. Dennoch werden vereinzelte Grenzwerte der Norm überschritten, siehe z. B. Harmonische der 9ten Ordnung. Auch der THD-Wert ist mit 15,6 % höher als der maximal zugelassene Wert. In Messung 1.2 erhöht sich der THD-Wert auf 24,8 %. Ebenso sind die einzelnen Harmonischen im Vergleich zur SV-PWM höher, wodurch weitere Grenzwerte der Norm verletzt werden. Auf Grundlage der Simulationsergebnisse aus Abbildung 6.7 konnte gezeigt werden, dass die Anpassung der Hysteresegrenzen des HCad-Verfahrens das Nutzsignal stärker verzerrt, was sich in einer weiteren Erhöhung der Harmonischen auswirkt. In Messung 1.3 erhöht sich der THD-Wert auf 42,5 %. Die Überschreitungen der einzelnen Grenzwerte für alle drei Steuerverfahren sind mit der Verwendung einer einfachen Netzdrossel im Laboraufbau zu begründen. Nach aktuellem Stand der Technik werden zur Einhaltung der geforderten Grenzwerte in bidirektionalen elektrischen Antriebssystemen Netzfilter in LCL-Topologie verwendet. Davon wurde hier

bewusst abgesehen, da die vorliegende Arbeit Untersuchungen zu Auswirkungen und eine softwaretechnische Abhilfemaßnahme von Gleichtaktstörungen behandelt.

Das direkte Stromregelverfahren SDHC weist wegen der Verwendung des vierten Spannungsraumzeigers anstelle der üblichen drei Spannungsraumzeigern eine hohe Dynamik auf [82]. Dem steht jedoch im Vergleich zur SV-PWM ein schlechteres Verhalten der Harmonischen aufgrund des verteilten Amplitudenspektrums gegenüber. Der THD-Wert sowie einzelne Harmonische verschlechtern sich nochmals, wenn anstelle von SDHC das HCad-Verfahren verwendet wird, siehe Messung 1.3. Wie für die Simulation wurden für die durchgeführten Messreihen die inneren und äußeren Hysteresegrenzen der α - und β -Achse wieder so eingestellt, dass nahezu alle Schaltflanken im Umrichter AFE für die aktive Gleichtakt-dämpfung genutzt werden konnten. Wie bereits im Kapitel 6 *Simulation* erwähnt, müssen die Einstellparameter in einer industriellen Anwendung so gewählt werden, dass sich eine vertretbare Kompromisslösung für die eigentliche Nutzsinalregelung (und somit auch dem THD-Verhalten) und der aktiven Gleichtaktdämpfung ergibt.

7.3. Zusammenfassung

Die Funktion der aktiven Gleichtaktdämpfung des direkten Stromregelverfahren HCad kann neben den Simulationsergebnissen aus Kapitel 6 anhand verschiedener Messungen am Laborprüfstand bestätigt werden. Die Induktivität des Netzfilters bildet zusammen mit der geschirmten Netzzuleitung und der geschirmten 500 Meter langen Motorleitung zwischen motorseitigen Umrichter und der elektrischen Maschine einen dominanten Resonanzschwingkreis mit der Resonanzfrequenz von 36 kHz aus, welcher vom Schaltverhalten der beiden Umrichter angeregt wird.

Als Basis des neu entwickelten Stromregelverfahren HCad gilt das direkte Stromregelverfahren SDHC, welches hier im netzseitigen Umrichter AFE für die Vergleichsmessungen implementiert ist. So kann im Direktvergleich dieser beiden Verfahren in den durchgeführten Messungen mit HCad der Effektivwert des Gleichtaktstroms um bis zu 18,6 % bzw. der Spitzenwert um 21,9 % reduziert werden. Die Analyse des Amplitudenspektrums des Gleichtaktstroms zeigt auch hier mit HCad eine deutliche Verringerung von 57,1 % im Bereich von 20 kHz bis 40 kHz um die dominante Resonanzfrequenz. Ebenso reduziert sich das Amplitudenspektrum der Gleichtaktspannung in diesem Frequenzbereich um 53,4 %. Die simulativen Ergebnisse aber auch die Messergebnisse am Prüfstand zeigen, dass eine bewusste zeitliche Verschiebung von Schaltflanken im Umrichter zur Reduzierung von Gleichtaktstörungen beiträgt. Somit ist die „aktive Gleichtaktdämpfung“ als sekundäres Regelziel des HCad-Stromregelverfahrens bestätigt, wobei das geforderte Nutzsinal weiterhin als primäres

Regelziel gestellt werden kann.

Der Nachteil der Dämpfungsmethode besteht in der Erhöhung im niedrigen Frequenzbereich. Aufgrund der ständigen Anpassung der Hysteresegrenzen wird der Strom im Umrichter stärker verzerrt, so dass größere Stromüberschwingungen entstehen bzw. verstärkt werden. Dieser Effekt ist zum einen simulativ in Abbildung 6.7 zu sehen. Zum anderen wird die Verschlechterung bei Betrachtung der Harmonischen nach Abbildung 7.10 und den zugehörigen THD-Werten in den durchgeführten Messungen ersichtlich. Für die Simulations- wie auch die Messergebnisse sind die Parameter der Flankenverschiebung so gewählt, dass nahezu alle Schaltflanken zeitlich verschoben wurden und so im Gleichtaktsystem dämpfend wirken. Die inneren und äußeren Hysteresegrenzen sowie das Schaltfenster von HCad eignen sich als gute Einstellparameter für die Effektivität der aktiven Gleichtaktdämpfung. So kann hier schnell und einfach ein Kompromiss zwischen der Häufigkeit der verschobenen Schaltflanken zur Gleichtaktreduzierung und einer vertretbaren Erhöhung der Niederharmonischen gefunden werden.

8. Zusammenfassung und Ausblick

Zusammenfassung

In jedem elektrischen Antriebssystem sind parasitäre Gleichtaktimpedanzen vorhanden, welche zusammen mit den Gegentaktimpedanzen des Antriebssystems parasitäre Resonanzschwingkreise ausbilden. Dabei regt das Schaltverhalten der eingesetzten Umrichter diese Schwingkreise an, wodurch Gleichtaktstörungen entstehen und verstärkt werden können. Somit beschäftigt sich die vorliegende Arbeit mit der Entstehung und Wirkung von Gleichtaktstörungen in elektrischen Antriebssystemen. Einer der beiden Schwerpunkte der Arbeit liegt in der Entwicklung einer analytischen Berechnungsmethode, um mit einfachen Mitteln ein elektrisches Antriebssystem auf vorhandene Gleichtaktpfade zu untersuchen und die entstehenden Resonanzfrequenzen zu detektieren. Der zweite Schwerpunkt besteht in der Untersuchung einer aktiven Dämpfungsmethode für Gleichtaktstörungen, welche auf eine Modifizierung des Steuerverfahrens des Umrichters beruht. Das neu entwickelte direkte Stromregelverfahren ist als Hysteresis Control with Active Damping, kurz HCad benannt.

1. Analytische Berechnungsmethode zur Detektion von Gleichtaktpfaden und der Ermittlung von Resonanzfrequenzen

Das Kapitel 4 beschreibt die Übertragung der komplexen Struktur eines dreiphasigen Schaltbilds des elektrischen Antriebssystems in ein einphasiges Ersatzschaltbild für die Betrachtung des Gleichtakts. Zudem ist die Messmethode der frequenzabhängigen Impedanzen im Gleich- und Gegentakt der einzelnen Komponenten im Antriebssystem aufgezeigt. Das einphasige Ersatzschaltbild des Antriebssystems wird nun mit den frequenzabhängigen Impedanzen jeder Komponente gefüllt und abhängig vom schaltenden Umrichter letztlich zu einer einzelnen Ersatzimpedanz vereinfacht. Die Analyse des frequenzabhängigen Phasengangs der Ersatzimpedanz zeigt so die vorhandenen Resonanzfrequenzen des Antriebssystems auf. Mit anschließender Betrachtung der einzelnen Impedanzen in dieser Resonanzstelle werden die zugehörigen Gleichtaktpfade ersichtlich.

Durch Anwendung dieser Berechnungsmethode besteht die Möglichkeit, Informationen zu den entstehenden Resonanzfrequenzen und Gleichtaktpfaden, nicht nur während des Be-

triebs sondern bereits schon vor der Inbetriebnahme eines Antriebssystems zu erhalten. So kann im Vorfeld auf gegebenenfalls kritische Betriebspunkte eingegangen werden, welche sich durch Anpassung einzelner Komponenten vermeiden lassen. Die Verwendung der vorgestellten Methode stellt so eine zuverlässige Inbetriebnahme eines Antriebssystems sicher. Das ermöglicht neben der Zeitersparnis eine kosten- und ressourcenschonende Umsetzung durch die Verhinderung der nachträglich notwendigen Filterlösungen.

Die Voraussetzung für die vorgeschlagene Methodik besteht in der Kenntnis der frequenzabhängigen Impedanzen im Gleich- und Gegentakt jeder einzelnen eingesetzten Komponente des Antriebssystems. Diese können durch die im Kapitel 4 erläuterte einfache Messmethode erfolgen oder bestmöglich bereits als Herstellerangaben vorliegen.

2. Direktes Stromregelverfahren mit zeitlicher Flankenverschiebung zur aktiven Dämpfung von Gleichtaktstörungen

Der Schwerpunkt der vorliegenden Arbeit liegt in der Entwicklung eines geeigneten Steuerungsverfahrens mit dem Ziel der aktiven Dämpfung von Gleichtaktstörungen. Diese Dämpfung wird mit einer minimalen zeitlichen Verschiebung einzelner Schaltflanken im Umrichter durchgeführt.

Hierzu zeigt Kapitel 5 die mathematische Beschreibung, wie einzelne Umschaltungen des Umrichters im Gleichtaktsystem wirken. Weiterhin wird gezeigt, welche Umschaltzeitpunkte für die Gleichtaktdämpfung optimal sind, und anhand welcher Kriterien die Flankenverschiebung analysiert und ausgeführt werden kann. Zudem ist hier die technische Umsetzung erläutert. Als Steuerverfahren dient ein direktes Stromregelverfahren, welches nach dem Prinzip eines $\alpha\beta$ -Hysteresestromreglers arbeitet. Die Anpassung der Hysteresegrenzen ermöglicht es, Schaltflanken im Umrichter zeitlich eher zu erzwingen bzw. zeitlich später auszuführen. Die Funktionsweise der aktiven Gleichtaktdämpfung unter Wahrung der eigentlichen Nutzsignalregelung wird in Kapitel 6 anhand eines idealen Simulationsmodells untersucht. Das Kapitel 7 verifiziert die gewonnenen Erkenntnisse anhand verschiedener Messreihen an einem praxisnahen Laborprüfstand, welcher aufgrund parasitärer Impedanzen eine dominante Resonanzfrequenz von 36 kHz aufweist. Die Auswertung der durchgeführten Messungen von HCad im Vergleich zur SV-PWM nach aktuellem Technikstand sowie dem direkten Stromregelverfahren SDHC bestätigt die Funktionalität der Gleichtaktdämpfung. Dabei unterscheiden sich die direkten Stromregelverfahren SDHC und HCad nur in der Ausführung ihrer Hysteresegrenzen. Im Direktvergleich beider Verfahren reduzieren sich bei Verwendung von HCad anstelle von SDHC die Amplituden \hat{i}_{cm} und \hat{u}_{cm} im Bereich der Resonanzfrequenz um nahezu 50 %. Das geforderte Nutzsignal kann bei Verwendung des HCad-Verfahrens trotz der aktiven Gleichtaktdämpfung über den gesamten Modulationsbereich immer eingepreßt werden. Der

Hauptvorteil besteht hierbei darin, dass die aktive Gleichtaktdämpfung eine rein softwareseitige Anpassung ist, wenn im Umrichter bereits eine dreiphasige Erfassung der Stromwerte besteht. Jedoch gelten hier höhere Anforderungen an die Genauigkeit und Bandbreite des eingesetzten Messsystems, da neben dem Nutzsignal zusätzlich die Störgrößen in Amplitude und Frequenz erfasst werden müssen.

Ausblick

Der optimale Zeitpunkt für einen Wechsel der Spannungsraumzeiger mit bestmöglicher Dämpfung im Gleichtaktssystem besteht im Betragsminimum der anregenden Gleichtaktspannung Δu_γ und somit im vorzeichenrichtigen Nulldurchgang des Gleichtaktstroms. Dabei ist aufgrund von Laufzeiten der berechnete interne Schaltbefehl eines neuen Spannungsraumzeigers zur tatsächlich ausgeführten Schalthandlung im IGBT-Modul zeitlich verzögert, siehe Abschnitt 7.2.1. Wird der interne Schaltbefehl exakt im Nulldurchgang des Gleichtaktstroms ausgegeben, so wird dieser um die Verzögerungszeit später ausgeführt (im Beispiel der Abbildung 7.2 beträgt diese Zeit $5 \mu\text{s}$). Für eine Optimierung kann das Schaltfenster w_{ad} für günstige, dämpfende Schalthandlungen asymmetrisch um den Nulldurchgang des Gleichtaktstroms definiert werden, um so die genannte Verzögerungszeit zu kompensieren. Diese Möglichkeit wurde in dieser Arbeit im ersten Schritt bereits umgesetzt und erprobt. Die Abbildung 7.2b zeigt, dass mithilfe der Verschiebung des Schaltfensters die tatsächlich im IGBT-Modul ausgeführten Umschaltungen nun im Nulldurchgang des Gleichtaktstroms und somit im optimalen Umschaltzeitpunkt für die Gleichtaktdämpfung liegen. Die Verzögerungszeit hängt z. B. von den Signallaufzeiten der Treiberstufe für die IGBT-Module, von den Berechnungszeiten des Stromregelverfahrens sowie der Signalfilterung im FPGA und vom eingesetzten Messsystem der Stromerfassung ab. Die Schwellwerte des Schaltfensters wurden für diese Arbeit auf die Verzögerungszeit von $5 \mu\text{s}$ ausgelegt. Ändert sich das Umrichtersystem, z. B. andere Treiberstufen oder Messkette, ändert sich ebenso die Verzögerungszeit. Die Optimierung des asymmetrischen Schaltfensters muss dann neu ausgelegt werden. Eine nachfolgende Arbeit könnte diesen Punkt aufgreifen, um das Verfahren der aktiven Gleichtaktdämpfung robust, flexibel und einfach implementierbar für den Einsatz in konfigurierbaren elektrischen Antriebssystemen zu gestalten.

Kritische Resonanzfrequenzen eines Antriebssystems liegen heutzutage in einem Frequenzbereich von ca. 10 kHz bis 40 kHz, welche von den Schalthandlungen der eingesetzten Umrichter zum Schwingen angeregt werden [80]. Der Abschnitt 5.1.3 zeigt die Grenze des unkritischen Betriebs, bei der höherfrequente Gleichtaktstörungen bei neuen Schalthandlungen im Umrichter nicht weiter „aufschaukelnd“ angeregt werden, da diese bereits abgeklungen

sind. Seit einigen Jahren ist ein klarer Trend in Richtung schnellschaltender Bauelemente aus Halbleitermaterialien wie Siliziumkarbid (SiC) oder Galliumnitrid (GaN) erkennbar. Mit Erhöhung der Schaltfrequenz der Leistungshalbleiter besteht so die Gefahr, dass nun höherfrequente Resonanzfrequenzen im Antriebssystem zum Schwingen angeregt werden, welche heutzutage noch unkritisch sind. Gerade bei einer Modernisierung von vorhandenen Antriebssystemen (Austausch des Umrichters mit modernen Leistungshalbleitern) besteht dieses Problem, was dann zu einem vorzeitigen Ausfall des elektrischen Antriebssystems oder einem zusätzlichen Filteraufwand führen kann. Eine weiterführende Arbeit kann hier den Algorithmus der aktiven Gleichtaktdämpfung auf ein Umrichtersystem mit neuartigen Halbleitermaterialien implementieren und bewerten. In der vorliegenden Arbeit wird der Gleichtaktstrom und somit das Bewertungskriterium für die aktive Gleichtaktdämpfung aus Addition der drei einzelnen Phasenströme berechnet. Daraus folgen Anforderungen, an eine hohe Genauigkeit und eine ausreichende Bandbreite, um die Gleichtaktstörungen in den einzelnen Phasen in Amplitude und Frequenz korrekt messen zu können. Durch Verschiebung des kritischen Bereichs der Resonanzfrequenz bei Verwendung schnellschaltender Halbleitermaterialien besteht im Rahmen einer Folgearbeit die Herausforderungen an ein geeignetes Messsystem für die Erfassung der Ströme.

Die Verwendung von Multi-Level-Topologien im Umrichter ist ein weiterer Trend, welcher am Markt zunehmend wahrnehmbar ist. Im Kapitel *Stand der Technik* Abschnitt 3.3 wurden die Vorteile im Bezug auf eine niedrigere Anregung im Gleichtaktsystem aufgezeigt. Die Arbeiten [56] und [57] stellen das aus dem SDHC-Verfahren weiterentwickelte SHC-Stromregelverfahren vor. Es eignet sich prinzipiell auch für höhere Levelzahlen und verwendet ähnlich der Raumzeigermodulation nur drei Spannungsraumzeiger für die direkte Stromregelung. Es verbindet so die Vorteile eines überschwingungsarmen stationären Betriebes mit der hohen Dynamik eines direkten Stromreglers. Auch bei diesem SHC-Verfahren spricht aus Sicht des Autors nichts gegen den Einsatz einer Flankenverschiebung zum Zwecke der Gleichtaktdämpfung. Eine fortführende Arbeit könnte somit den Vorteil der geringeren Anregung im Gleichtaktsystem einer Multi-Level- gegenüber einer Zwei-Level-Topologie mit dem sekundären Regelziel der aktiven Gleichtaktdämpfung des HCad-Stromregelverfahrens vereinen, untersuchen und bewerten. Dabei kann für die Umsetzung der Vorteil der einfachen und skalierbaren Implementierung des SHC-Verfahrens auf zukünftig verfügbare Multi-Level-Topologien genutzt werden. Durch die Kombination von SHC und HCad besteht die Möglichkeit, dass eine weitere Reduktion von Gleichtaktstörungen zu erreichen ist. Des Weiteren kann damit bewertet werden, in welchem Maß der notwendige Filteraufwand bezüglich vorhandener Gleichtaktstörungen bei dieser Kombination weiter reduziert werden kann.

Anhang

A. Fourier-Reihe

Herleitung der Fourier-Reihe eines Schaltpulses mit Rechteck- und Trapez-Form. Ein periodischer Spannungsverlauf lässt sich allgemein mit einer unendlichen Folge von Sinus- und Kosinusschwingungen beschreiben.

$$u = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} [a_k \cdot \cos(k\omega_0 t) + b_k \cdot \sin(k\omega_0 t)] \quad (\text{A.1})$$

Dabei gilt für die Periodendauer des Signals

$$T_p = \frac{1}{f} = \frac{2\pi}{\omega_0}. \quad (\text{A.2})$$

Die Koeffizienten a_0 , a_k und b_k berechnen sich zu

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} u \, dt, \\ a_k &= \frac{2}{T_p} \int_0^{T_p} u \cdot \cos(k\omega_0 t) \, dt \quad \text{und} \\ b_k &= \frac{2}{T_p} \int_0^{T_p} u \cdot \sin(k\omega_0 t) \, dt. \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

Aus den Koeffizienten a_k und b_k ergibt sich die Amplitude A_k der Schwingung zu

$$A_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}. \quad (\text{A.4})$$

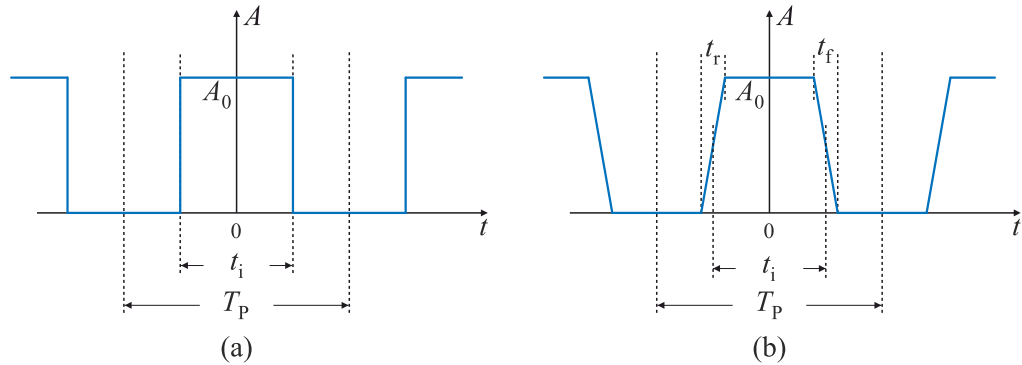


Abb. A.1.: Signalform eines a) Rechteck- und b) Trapezpuls

Die Abbildung A.1 stellt je eine gerade Funktion für einen Rechteckpuls (A.1a) und einen trapezförmigen Puls (A.1b) dar. In beiden Fällen ist die Periodendauer mit T_p und die Einschaltzeit mit t_i bezeichnet. Für den Trapezpuls soll die Anstiegszeit t_r und Abfallzeit t_f gleich groß sein, somit gilt $t_s = t_r = t_f$.

Rechteckpuls

Für den Rechteckpuls berechnen sich die Koeffizienten zu

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{2}{T_p} \left[\int_0^{t_i/2} A_0 dt + \int_{t_i/2}^{T_p/2} 0 dt \right] \\ &= A_0 \frac{t_i}{T_p} \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

und

$$\begin{aligned} a_k &= 2 \cdot \frac{2}{T_p} \left[\int_0^{t_i/2} A_0 \cos(k\omega_0 t) dt + \int_{t_i/2}^{T_p/2} 0 \cos(k\omega_0 t) dt \right] \\ &= \frac{4A_0}{T_p} \left[\frac{1}{k\omega_0} \sin(k\omega_0 t) \right]_0^{t_i/2} \\ &= \frac{2A_0}{k\pi} \sin\left(\frac{k\pi}{T_p} t_i\right). \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

Für Koeffizient b_k gilt $b_k = 0$, da es sich um eine gerade Funktion handelt. Somit ergibt sich ein Amplitudenspektrum nach Gleichung A.4 von

$$A_k = \sqrt{a_k^2} = \left| \frac{2A_0}{k\pi} \sin\left(\frac{k\pi}{T_p} t_i\right) \right|. \quad (\text{A.7})$$

Trapezpuls

Für den Trapezpuls berechnen sich die Koeffizienten zu

$$\begin{aligned}
 a_0 &= \frac{2}{T_p} \left[\int_0^{t_i/2} A_0 dt + \int_{t_i/2}^{(t_i/2+t_s)} A_0 \left(-\frac{t}{t_s} + \frac{\frac{t_i}{2} + t_s}{t_s} \right) dt + \int_{(t_i/2+t_s)}^{T_p/2} 0 dt \right] \\
 &= \frac{2A_0}{T_p} \left\{ \left[t \right]_0^{t_i/2} + \left[\frac{1}{t_s} \left(-\frac{1}{2}t^2 + \left(\frac{t_i}{2} + t_s \right) t \right) \right]_{t_i/2}^{t_i/2+t_s} + 0 \right\} \\
 &= \frac{A_0}{T_p} (t_i + t_s)
 \end{aligned} \tag{A.8}$$

und

$$\begin{aligned}
 a_k &= 2 \cdot \frac{2}{T_p} \left[\int_0^{t_i/2} A_0 \cos(k\omega_0 t) dt + \int_{t_i/2}^{t_i/2+t_s} A_0 \left(\frac{-t}{t_s} + \frac{\frac{t_i}{2} + t_s}{t_s} \right) \cos(k\omega_0 t) dt + \right. \\
 &\quad \left. \int_{t_i/2+t_s}^{T_p/2} 0 \cos(k\omega_0 t) dt \right] \\
 &= \frac{4A_0}{T_p} \left\{ \left[\frac{1}{k\omega_0} \sin(k\omega_0 t) \right]_0^{t_i/2} - \frac{1}{t_s} \left[\frac{\cos(k\omega_0 t)}{k^2\omega_0^2} + \frac{t \sin(k\omega_0 t)}{k\omega_0} \right]_{t_i/2}^{t_i/2+t_s} + \right. \\
 &\quad \left. \frac{\frac{t_i}{2} + t_s}{t_s} \left[\frac{1}{k\omega_0} \sin(k\omega_0 t) \right]_{t_i/2}^{t_i/2+t_s} + 0 \right\} \\
 &= \frac{2A_0 T_p}{k^2 \pi^2 t_s} \left[\sin \left(\frac{k\pi}{T_p} (t_i + t_s) \right) \sin \left(\frac{k\pi}{T_p} t_s \right) \right].
 \end{aligned} \tag{A.9}$$

Auch hier gilt $b_k = 0$, sodass das Amplitudenspektrum nach Gleichung A.4

$$A_k = \left| \frac{2A_0 T_p}{k^2 \pi^2 t_s} \sin \left(\frac{k\pi}{T_p} (t_i + t_s) \right) \sin \left(\frac{k\pi}{T_p} t_s \right) \right| \tag{A.10}$$

ist.

B. RLC-Reihenschwingkreis

Herleitung der Übertragungsfunktion und Sprungantwort eines RLC-Reihenschwingkreises.

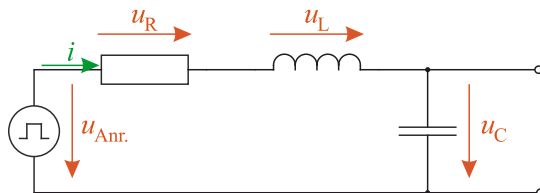


Abb. B.2.: Schaltbild eines RLC-Reihenschwingkreises

Aus Gleichung

$$u_{\text{Anr.}} = u_R + u_L + u_C = R \cdot i + L \cdot \frac{di}{dt} + u_C \quad (\text{B.11})$$

und

$$i = C \cdot \frac{du_C}{dt} \quad (\text{B.12})$$

folgt

$$u_{\text{Anr.}} = LC \cdot \frac{d^2 u_C}{dt^2} + RC \cdot \frac{du_C}{dt} + u_C. \quad (\text{B.13})$$

Übertragungsfunktion und Sprungantwort

Mit Laplace-Transformation von Gleichung B.13 folgt

$$U_{\text{Anr.}}(s) = LC \cdot s^2 \cdot U_C(s) + RC \cdot s \cdot U_C(s) + U_C(s) \quad (\text{B.14})$$

und schließlich Übertragungsfunktion

$$H(s) = \frac{U_C(s)}{U_{\text{Anr.}}(s)} = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{R}{L} \cdot s + \frac{1}{LC}} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\omega_0 \zeta \cdot s + \omega_0^2}. \quad (\text{B.15})$$

Die Polstellen der Übertragungsfunktion $H(s)$ lassen sich zu

$$p_{1/2} = -\zeta \cdot \omega_0 \pm \omega_0 \cdot \sqrt{\zeta^2 - 1} = -\frac{R}{2 \cdot L} \pm \sqrt{\frac{R^2}{4 \cdot L^2} - \frac{1}{LC}} \quad (\text{B.16})$$

mit der Eigenfrequenz

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (\text{B.17})$$

und Dämpfungskonstante

$$\zeta = \frac{R}{2} \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (\text{B.18})$$

bestimmen. Die vorliegende Arbeit beschränkt sich auf den gedämpften Fall ($0 < \zeta < 1$), für den sich nachfolgendes konjugiert komplexes Polpaar ergibt. Für die Betrachtung weiterer Fälle sei auf die Literatur [46, 49] und [74] verwiesen.

$$\begin{aligned} p &= -\zeta \cdot \omega_0 + j\omega_0\sqrt{1-\zeta^2} \\ p^* &= -\zeta \cdot \omega_0 - j\omega_0\sqrt{1-\zeta^2} \end{aligned} \quad (\text{B.19})$$

Die Sprungantwort folgt aus Laplace-Rücktransformation

$$u_\gamma = \mathcal{L}^{-1} \left(H(s) \cdot \frac{1}{s} \right) \quad (\text{B.20})$$

zu

$$U_\gamma(s) = H(s) \cdot \frac{1}{s} = \Delta u_\gamma \frac{\omega_0^2}{(s^2 + 2\omega_0\zeta \cdot s + \omega_0^2)s} = \Delta u_\gamma \frac{\omega_0^2}{(s-p)(s-p^*)s}. \quad (\text{B.21})$$

Mit Hilfe der Partialbruchzerlegung

$$\Delta u_\gamma \frac{\omega_0^2}{(s-p)(s-p^*)s} = \Delta u_\gamma \left(\frac{A}{s-p} + \frac{A^*}{s-p^*} + \frac{B}{s} \right) \quad (\text{B.22})$$

ergeben sich A , A^* und B zu

$$\begin{aligned} A &= -\frac{1}{2} + j\frac{1}{2} \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}, \\ A^* &= -\frac{1}{2} - j\frac{1}{2} \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \quad \text{und} \\ B &= 1. \end{aligned} \quad (\text{B.23})$$

Mit inverser Laplace-Transformation folgt nun

$$U_\gamma(s) = \Delta u_\gamma \left(\frac{A}{s-p} + \frac{A^*}{s-p^*} + \frac{B}{s} \right) \quad \bullet \text{---} \circ \quad u_\gamma = \Delta u_\gamma \left(A \cdot e^{pt} + A^* \cdot e^{p^*t} + \sigma(t) \right) \quad (\text{B.24})$$

bzw.

$$u_\gamma = \Delta u_\gamma \left\{ \sigma(t) - e^{-\omega_0\zeta t} \left[\cos \left(\sqrt{1-\zeta^2} \cdot \omega_0 t \right) + \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin \left(\sqrt{1-\zeta^2} \cdot \omega_0 t \right) \right] \right\}, t \geq 0. \quad (\text{B.25})$$

Literaturverzeichnis

- [1] AKAGI, H. ; TAMURA, S. : A Passive EMI Filter for Eliminating Both Bearing Current and Ground Leakage Current From an Inverter-Driven Motor. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* Bd. 21, IEEE, Sept. 2006, S. 1459–1469
- [2] ALBACH, M. : *Induktivitäten in der Leistungselektronik*. Springer Vieweg, 2017. – ISBN 978-3-658-15080-8
- [3] ALLMELING, J. : *Schnelle Regelung eines Aktivfilters mit niedriger Taktfrequenz für das Mittelspannungsnetz*, ETH Zürich, Diss., 2001
- [4] BERNET, S. : *Selbstgeführte Stromrichter am Gleichspannungszwischenkreis: Funktion, Modulation und Regelung*. Springer Vieweg, 2012. – ISBN 978-3-540-23656-6
- [5] CACCIATO, M. ; CONSOLI, A. ; SCARCELLA, G. ; SCALBA, G. ; TESTA, A. : A Novel Space-Vector Modulation Technique for Common Mode Emissions Reduction. In: *International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics*, 2007, S. 199–204
- [6] CACCIATO, M. ; CONSOLI, A. ; SCARCELLA, G. ; TESTA, A. : Reduction of Common Mode Currents in PWM Inverter Motor Drives. In: *IEEE Industry Applications Conference Thirty-Second IAS Annual Meeting* Bd. 35, IEEE, 1999, S. 469–476
- [7] CETIN, N. ; HAVA, A. : Topology and PWM Method Dependency of High Frequency Leakage Current Characteristics of Voltage Source Inverter Driven AC Motor Drives. In: *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, IEEE, 2012, S. 3430–3437
- [8] Schutzrecht DE10064213A1 (Dez. 2000). DILLIG, R. ; SEGGER, B. ; STEINMUELLER, R. (Erfinder); Siemens AG (Anmelder). *Frequenzumrichtersystem mit einer Dämpfungseinrichtung mit einer passiven, statischen Impedanz zur Bedämpfung unerwünschter Resonanzschwingungen in einem durch mindestens eine eingangsseitige Induktivität und parasitäre verteilte Kapazitäten gebildeten Schwingkreis*

- [9] Norm DIN EN 61000-3-2:2014. März 2015. *Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Teil 3-2: Grenzwerte - Grenzwerte für Oberschwingungsströme*
- [10] Norm DIN EN 61800-3:2004 + A1:2012. Sept. 2012. *Drehzahlveränderbare elektrische Antriebe - Teil 3: EMV-Anforderungen einschließlich spezieller Prüfverfahren*
- [11] Norm DIN VDE 0530-25:2009-08. Aug. 2009. *Drehende elektrische Maschinen - Teil 25: Leitfaden für den Entwurf und das Betriebsverhalten von Drehstrommotoren, die speziell für Umrichterbetrieb bemessen sind*
- [12] DUESTERHOEFT, W. C. ; SCHULZ, M. W. ; CLARKE, E. : Determination of Instantaneous Currents and Voltages by Means of Alpha, Beta, and Zero Components. In: *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, Volume 70 (1951), Jul, Nr. 2, S. 1248–1255
- [13] ENDRES, J. : *Hochdynamischer Stromrichter in Hybridstruktur*, Technische Universität Ilmenau, Diss., 2017
- [14] EP ANTRIEBSTECHNIK GMBH (Hrsg.): *EMV-Technik für die Antriebstechnik von 1 A bis 2500 A*. 03/2009. EP Antriebstechnik GmbH, 2009
- [15] EPCOS AG (Hrsg.): *EMV-Filter - EPCOS Datenbuch*. EPC:32014. EPCOS AG, 2014
- [16] FRANZ, J. : *EMV: Störsicherer Aufbau elektronischer Schaltungen*. 5. Auflage. Springer Vieweg, 2013. – ISBN 978-3-8348-1781-5
- [17] GROSSMANN, U. : *Frequenzselektive Regelung eines parallelen Hybridfilters zur Oberschwingungskompensation in Energieversorgungsnetzen*, Technische Universität Ilmenau, Diss., 2006
- [18] GUSTRAU, F. ; KELLERBAUER, H. : *Elektromagnetische Verträglichkeit - Berechnung der elektromagnetischen Kopplung, Prüf- und Messtechnik, Zulassungsprozesse*. Carl Hanser Verlag GmbH & Co, 2015. – ISBN 978-3-446-44301-3
- [19] HAN, D. ; LI, S. ; CHOI, W. ; SARLIOGLU, B. : Design, Implementation, and Evaluation of a GaN-based Four-Leg Inverter with Minimal Common Mode Voltage Generation. In: *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, IEEE, 2017
- [20] HAVA, A. ; ÜN, E. : Performance Analysis of Reduced Common Mode Voltage PWM Methods and Comparison with Standard PWM Methods for Three-Phase Voltage-Source Inverters. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* Bd. 24, 2009, S. 241–252

-
- [21] Schutzrecht DE000020311104U1 (Sept. 2003). HEIDENHAIN, J. (Erfinder); Dr. Johannes Heidenhain GmbH (Anmelder). *Umrichter mit Dämpfungseinrichtung zur Vermeidung von Resonanzen*
- [22] Schutzrecht DE102005050842A1 (Okt. 2005). HEINING, H.-D. ; SCHIERLING, H. (Erfinder); Siemens AG (Anmelder). *Verfahren zum Betrieb eines Umrichters sowie Schaltungsanordnung*
- [23] HILLER, M. : *Konzeption, Auslegung, Funktion und Eigenschaften von Multilevel-Umrichtern. 3L-NPC: Filter, Wechselwirkung mit elektr. Maschinen / KIT - Karlsruher Institut für Technologie. 2017. – ECPE - Cluster-Schulung*
- [24] HOENE, E. : *Methoden zur Vorhersage, Charakterisierung und Filterung elektromagnetischer Störungen von spannungsgespeisten Pulswechselrichtern*, Technische Universität Berlin, Diss., 2001
- [25] HOFMANN, W. : *Sequentielle Impulsplatzierung zur Verbesserung des Gleichtaktverhaltens bei Umrichtern mit Spannungszwischenkreis / Technische Universität Chemnitz. 2006 (HO 1483/28-2). – Abschlussbericht*
- [26] HOU, C.-C. : A Discontinuous PWM for Three Level Converters with Constant Common Mode Voltage. In: *2013 1st International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC)*, IEEE, 2013
- [27] Schutzrecht US2005/0013145A1 (Jan. 2005). HUBER, N. (Erfinder); Dr. Johannes Heidenhain GmbH (Anmelder). *Converter with Damping Mechanism for the Avoidance of Resonances*
- [28] IEEE STD. 519: *Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems*. März 2014
- [29] JULIAN, A. ; ORITI, G. ; LIPO, T. : Elimination of Common Mode Voltage in Three-Phase Sinusoidal Power Converters. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 14 (1999), Nr. 5, S. 982–989
- [30] KAWAMURA, Y. ; TANAKA, H. ; SUZUKI, K. ; KITAGAWA, W. ; TAKESHITA, T. : Investigation of Modeling for Conducted Noise Reduction on Isolated AC/DC Converter Using SiC Devices. In: *20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe)*, 2018
- [31] KAZMIERKOWSKI, M. P. ; KRISHNAN, R. ; BLAABJERG, F. : *Control in Power Electronics: Selected Problems*. Academic Press, 2002. – ISBN 0–12–402772–5

- [32] KWAK, S. ; MUN, S. : Model Predictive Control Methods to Reduce Common-Mode Voltage for Three-Phase Voltage Source Inverters. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* Bd. 30, 2015, S. 5019–5035
- [33] LAI, Y.-S. ; CHEN, P.-S. ; LEE, H.-K. ; CHOU, J. : Optimal Common-Mode Voltage Reduction PWM Technique for Inverter Control With Consideration of the Dead-Time Effects - Part II: Applications to IM Drives With Diode Front End. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* Bd. 40, 2004, S. 1613–1620
- [34] LAI, Y.-S. ; SHYU, F.-S. : Optimal Common-Mode Voltage Reduction PWM Technique for Inverter Control With Consideration of the Dead-Time Effects - Part I: Basic Development. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* Bd. 40, 2004, S. 1605–1612
- [35] LAI, Y.-S. : Investigations into the Effects of PWM Techniques on Common Mode Voltage for Inverter-Controlled Induction Motor Drives. In: *IEEE Power Engineering Society. 1999 Winter Meeting (Cat. No.99CH36233)*, IEEE, 1999
- [36] LE, Q. A. ; LEE, D.-C. : A Novel SVPWM Scheme for Common-Mode Voltage Reduction in Five-Level Active NPC Inverters. In: *2015 9th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*, IEEE, 2015
- [37] MATTHES, P. : *Aktive harmonische Filter im Praxiseinsatz / EMACON. – EMV Kongress 2016 Düsseldorf - Tutorial*
- [38] BRANDAO FARIA, J. : *Multiconductor Transmission-Line Structures, Modal Analysis Techniques*. 1st Edition. John Wiley and Sons, Inc. New York, 1993. – ISBN 978–0–4715–7443–9
- [39] MILOŠEVIĆ, M. : *On the Control of Distributed Generation in Power Systems*, ETH Zürich, Diss., 2007
- [40] MUETZE, A. ; BINDER, A. : Don't lose your bearings. In: *IEEE Industry Applications Magazine* 12 (2006), Jul, Nr. 4, S. 22–31
- [41] MUETZE, A. : *Bearing Currents in Inverter-Fed AC-Motors*, Technische Universität Darmstadt, Diss., 2004
- [42] MUTOH, N. ; KANESAKI, M. ; NAKASHIMA, J. ; OGATA, M. : A New Method to Control Common Mode Currents Focusing on Common Mode Current Paths Produced in Motor Drive Systems. In: *38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference, 2003.*, IEEE

-
- [43] OGASAWARA, S. ; AKAGI, H. : Circuit Configurations and Performance of the Active Common-Noise Canceler for Reduction of Common-Mode Voltage Generated by Voltage-Source PWM Inverters. In: *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No.00CH37129)*, IEEE, 2000
- [44] OGASAWARA, S. ; AYANO, H. ; AKAGI, H. : An Active Circuit for Cancellation of Common-Mode Voltage Generated by a PWM Inverter. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 13 (1998), Nr. 5, S. 835–841
- [45] OGASAWARA, S. ; AKAGI, H. : Modeling and Damping of High-Frequency Leakage Currents in PWM Inverter-Fed AC Motor Drive Systems. In: *IAS '95. Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting*, IEEE, 1996
- [46] OHM, J. ; LÜKE, H. : *Signalübertragung - Grundlagen der digitalen und analogen Nachrichtenübertragungssysteme*. Springer Berlin Heidelberg, 2014. – ISBN 978–3–642–53900–8
- [47] OMICRON ELECTRONICS GMBH (Hrsg.): *Bode 100 User Manual*. Bode100.AE.4. OMICRON electronics GmbH, 2010
- [48] ORITI, G. ; JULIAN, A. ; LIPO, T. : A New Space Vector Modulation Strategy for Common Mode Voltage Reduction. In: *PESC97. Record 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference.*, 1997
- [49] PAPULA, L. : *Mathematische Formelsammlung - Für Ingenieure und Naturwissenschaftler*. 11. Auflage. Springer Vieweg, 2014. – ISBN 978–3–8348–1913–0
- [50] Schutzrecht DE10059334A1 (Nov. 2000). RAITH, S. ; SEGGER, B. (Erfinder); Siemens AG (Anmelder). *Bedämpfung von Resonanzüberhöhungen bei einem an einem Umrichter mit Spannungszwischenkreis betriebenen elektrischen Motor*
- [51] RAMO, S. ; WHINNERY, J. ; VAN DUZER, T. : *Fields and Waves in Communication Electronics*. 3th Edition. John Wiley and Sons, Inc. New York, 1994. – ISBN 978–0–4715–8551–0
- [52] RÜCKERT, B. : *Direkte Leistungsregelung von doppeltgespeisten Asynchronengeneratoren mit optimaler Gleichtaktspannungsführung zur Minimierung von Lagerströmen*, Technische Universität Dresden, Diss., 2014

- [53] RIEFENSTAHL, U. : *Elektrische Antriebssysteme: Grundlagen, Komponenten, Regelverfahren, Bewegungssteuerung*. 3. Auflage. Vieweg + Teubner Verlag, 2010. – ISBN 978-3-8348-1331-2
- [54] RUCKERT, B. ; HOFMANN, W. : Commutation Strategy for Minimized Common Mode Voltage Using Direct Power Control. In: *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, IEEE, Feb 2012
- [55] SCHELLEKENS, J. ; BIERBOOMS, R. ; DUARTE, J. : Dead-Time Compensation for PWM Amplifiers Using Simple Feed-Forward Techniques. In: *The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010*, IEEE, 2010
- [56] SCHÄFER, M. : *Direct Current Control for Grid Connected Multilevel Inverters*, Universität Politècnica de Catalunya, Diss., 2017
- [57] SCHÄFER, M. ; GOETZE, W. ; HOFMANN, M. ; BAYER, F. ; MONTESINOS-MIRACLE, D. ; ACKVA, A. : Direct Current Control for Grid-Connected Diode-Clamped Inverters. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 64 (2017), Apr, Nr. 4, S. 3067–3074
- [58] Schutzrecht DE10330283A1 (Febr. 2005). SCHIERLING, H. (Erfinder); Siemens AG (Anmelder). *Vorrichtung zur Begrenzung von auftretenden Potentialverschiebungen eines Zwischenkreises eines Gleichspannungszwischenkreis-Umrichters*
- [59] SCHINKEL, M. : *Entwurf und Simulation aktiver EMV-Filter für dreiphasige drehzahlveränderbare Antriebe*, Technische Universität Berlin, Diss., 2009
- [60] SCHMITT, M. ; ACKVA, A. : Active Damping of Common-Mode Oscillations in Electric Drive Systems Using Direct Current Control. In: *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, IEEE, Sep 2017
- [61] SCHMITT, M. ; DRESSEL, B. ; ACKVA, A. : Requirements for Current and Voltage Measurement Systems in Direct Current Controlled Industrial Power Inverters. In: *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, IEEE, Nov 2015
- [62] SCHRAMM, A. : *Analyse der Netzurückwirkungen und Eingangfilter gepulster leistungselektronischer Umrichter*, Technische Universität Ilmenau, Diss., 2013
- [63] SCHRÖDER, D. : *Elektrische Antriebe: Regelung von Antriebssystemen*. 3. Auflage. Springer, 2009. – ISBN 978-3-540-89612-8

-
- [64] SCHRÖDER, D. : *Leistungselektronische Schaltungen: Funktion, Auslegung und Anwendung*. 3. Auflage. Springer Vieweg, 2012. – ISBN 978-3-642-30103-2
- [65] SON, Y.-C. ; SUL, S.-K. : Generalization of Active Filters for EMI Reduction and Harmonics Compensation. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 42 (2006), mar, Nr. 2, S. 545–551
- [66] SON, Y.-C. ; SUL, S.-K. : A New Active Common-Mode EMI Filter for PWM Inverter. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 18 (2003), nov, Nr. 6, S. 1309–1314
- [67] SPECIOVIUS, J. : *Grundkurs Leistungselektronik: Bauelemente, Schaltungen und Systeme*. 3. Auflage. Vieweg + Teubner, 2009. – ISBN 978-3-8348-0557-7
- [68] STAUDT, I. : *3L NPC and TNPC Topology* / Semikron GmbH. AN-11001 Rev.5. 2015. – Application Note
- [69] STEINBRICH, K. : *Untersuchungen zum frequenzabhängigen Übertragungsverhalten von Energiekabeln*, Universität Duisburg-Essen, Diss., 2005
- [70] STRZELECKI, R. ; SMOLENSKI, R. ; KEMPSKI, A. : Reduction of the Bearing Current in PWM Motor Drives by Means of Common Mode Voltage Cancellation. In: *Power Quality and Utilization - EPQU'01 : 6th International Conference*, 2001
- [71] TEIGELKÖTTER, J. : *Energieeffiziente elektrische Antriebe: Grundlagen, Leistungselektronik, Betriebsverhalten und Regelung von Drehstrommotoren*. Vieweg + Teubner Verlag, 2013. – ISBN 978-3-8348-1938-3
- [72] TISCHMACHER, H. : *Systemanalysen zur elektrischen Belastung von Wälzlagern bei umrichter gespeisten Elektromotoren*, Universität Hannover, Diss., 2017
- [73] ÜN, E. ; HAVA, A. : A Near State PWM Method With Reduced Switching Frequency and Reduced Common Mode Voltage for Three-Phase Voltage Source Inverters. In: *2007 IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, IEEE, Mai 2007
- [74] UNBEHAUEN, H. : *Regelungstechnik I - Klassische Verfahren zur Analyse und Synthese linearer kontinuierlicher Regelsysteme, Fuzzy-Regelsysteme*. 14. Auflage. Vieweg, 2007. – ISBN 978-3-8348-0230-9
- [75] VU, H.-C. ; NGUYEN, T. D. ; CHUN, T.-W. ; LEE, H.-H. : New Virtual Space Vector Modulation Scheme to Eliminate Common-Mode Voltage with Balanced Neutral-Point Voltage for Three-Level NPC Inverters. In: *2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEEC 2017 - ECCE Asia)*, IEEE, 2017

- [76] WEBER, B. ; BRANDT, T. ; MERTENS, A. : Compensation of Switching Dead-Time Effects in Voltage-Fed PWM Inverters Using FPGA-Based Current Oversampling. In: *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, IEEE, 2016
- [77] WEBER, S.-P. ; HOENE, E. ; GUTTOWSKI, S. ; JOHN, W. ; REICHL, H. : Modeling Induction Machines for EMC-Analysis. In: *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, IEEE
- [78] WEBER, S.-P. : *Effizienter Entwurf von EMV-Filtern für leistungselektronische Geräte unter Anwendung der Methode der partiellen Elemente*, Technische Universität Berlin, Diss., 2007
- [79] WEIDINGER, T. ; PIEPENBREIER, B. : Analysis and Modelling of Common-Mode Oscillations of Electrical Drive Systems with Active Front End and Long Motor Cables. In: *2008 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, IEEE, Jun 2008
- [80] WEIDINGER, T. : *Untersuchung von Gleichtaktschwingungen in elektrischen Antriebssystemen*, Universität Erlangen-Nürnberg, Diss., 2008
- [81] WÜEST, D. ; JENNI, F. : *Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter*. vdf Hochschulverlag AG an der ETH Zürich, 1995. – ISBN 978-3-7281-2141-7
- [82] WIESSMANN, H. : *Hochdynamisches direktes Stromregelverfahren für Pulswechselrichter im Vergleich zu PWM-Verfahren*, Universität Erlangen-Nürnberg, Diss., 2011
- [83] WIESSMANN, H. ; ACKVA, A. : SDHC - Ein direktes Stromregelverfahren für die Anforderungen von morgen. In: *SPS/IPC/Drives, Elektrische Automatisierung - Systeme und Komponenten* (2011), Nov., S. 403-412
- [84] WIESSMANN, H. ; ACKVA, A. ; BAUMEISTER, J. : Switched Diamond Hysteresis Control. In: *Power Electronics Technology Conference* Bd. 1, Messago PCIM, 2010, S. 405-410
- [85] WIESSMANN, H. ; SCHMITT, M. ; DRESSEL, B. : Verfahren zur phasenweise Regelung der Schaltfrequenz bei Einsatz der Hysteresebreitenregelung SDHC. In: *Prior Art Journal* 15 (2014), S. 99-101. ISBN 978-3-942905-93-0
- [86] WINTRICH, A. ; NICOLAI, U. ; TURSKY, W. ; REIMANN, T. : *Applikationshandbuch Leistungshalbleiter*. 2. Auflage. ISLE Verlag, 2015. – ISBN 978-3-938843-85-7
- [87] ZITZELSBERGER, J. : *Optimierte Raumzeigermodulation zur Verringerung gleichtaktbedingter Lagerströme*, Technische Universität Chemnitz, Diss., 2007