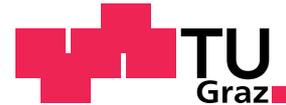




Institut für Regelungs-
und Automatisierungstechnik
Technische Universität Graz



Masterarbeit

Vergleich von regelungstechnischen
Maßnahmen zur Geräuschreduktion
bei umrichtergespeisten
Asynchronmaschinen

Markus Freistätter

Betreuer

Dipl.-Ing. Dr.techn. Priv.-Doz. Robert Bauer

in Zusammenarbeit mit



Graz, 2010/2011

EIDESSTATTLICHE ERKLÄRUNG

Ich erkläre an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst, andere als die angegebenen Quellen/Hilfsmittel nicht benutzt, und die den benutzten Quellen wörtlich und inhaltlich entnommenen Stellen als solche kenntlich gemacht habe.

Graz, am 5.5.2011

Markus Freistätter

(Unterschrift)

Zusammenfassung

Das Geräusch einer umrichter gespeisten Asynchronmaschine weist in Kombination mit der feldorientierten Regelung deutlich hörbare tonale Komponenten auf. Die Ursache dafür liegt in magnetischen Wechselwirkungen innerhalb der Maschine, die von Oberschwingungen in Spannung und Strom herrühren. In dieser Masterarbeit wird der Zusammenhang zwischen Spannung und Strom mit dem Geräusch untersucht, und es werden Verfahren zur Geräuschveränderung präsentiert. Alle Methoden setzen dazu bei der Pulsweitenmodulation im Umrichter an und variieren die Schaltzeitpunkte der Halbbrücken zufällig. Einschränkungen und Probleme bei der Implementierung der Verfahren führen dazu, dass nicht alle nach den theoretischen Vorgaben umgesetzt werden können. Bei Simulationen und Messungen an einem Prüfstand zeigen sich die positiven Auswirkungen auf das Geräusch, gleichzeitig steigt aber auch die Momentenwelligkeit an.

Abstract

The noise of an inverter-fed induction machine in combination with the concept of field-oriented control exhibits audible tonal components. This noise originates from magnetic forces within the motor which are caused by harmonic components in voltage and current. This master thesis analyses the relation of voltage and noise and presents methods of noise modification. All approaches focus on changing pulse-width modulation by randomly varying switching instants. Some problems and differences between the theoretical random pulse-width modulation methods and the actual implementations arise because of the used hardware. Simulations and measurements show good results concerning the acoustic aspects. The price for this convenient noise is increased torque ripple.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Aufgabenstellung	1
2	Die feldorientierte Regelung einer Asynchronmaschine	2
2.1	Das Grundwellenmodell der Asynchronmaschine	2
2.2	Regelungskonzept	4
3	Geräuschentstehung	8
3.1	Magnetisches Geräusch	8
3.1.1	Pulswechselrichter	9
3.1.2	Raumzeigermodulation (RZ)	11
3.1.3	Symmetrierte Sinus-Dreieck-Modulation	16
3.2	Auswirkungen von Pulswechselrichter und Raumzeigermodulation	18
3.3	Andere Geräuschanteile	19
4	Möglichkeiten der Geräuschreduktion	20
4.1	Einfache Möglichkeiten der Geräuschreduktion	20
4.1.1	Veränderung der Schaltfrequenz	20
4.1.2	Schallisolierung	21
4.1.3	Filterung	21
4.2	Zufallsbasierte PWM-Verfahren	21
4.2.1	Lead/Lag-Center (LLC)	22
4.2.2	Lead-Lag (LL)	23
4.2.3	Random Displacement of the Pulse Center (RCD)	24
4.2.4	Random Distribution of the Zero Voltage Vector (RZD)	25
4.2.5	Kombination von RCD und RZD	26
4.2.6	Random Pulse Position (RPP)	27
4.2.7	Random Switching Frequency (RSF)	28
4.2.8	Kombination von RSF mit RCD oder RZD	29
4.2.9	Auswirkungen der RPWM	30
5	Implementierung der RPWM-Verfahren	31
5.1	Das dSPACE-System	31
5.2	Lead/Lag-Center	33
5.3	Lead-Lag	35
5.4	RCD	36
5.5	RZD	39

5.6	Kombination von RCD und RZD	39
5.7	RPP	40
5.8	RSF	42
5.9	Kombinationen der RPWM-Verfahren	42
6	Simulation	43
6.1	Simulationsmodell feldorientierte Regelung	43
6.2	Simulationseinstellungen	44
6.3	Simulationsergebnisse	45
6.3.1	Raumzeigermodulation	45
6.3.2	Lead/Lag-Center	47
6.3.3	Lead-Lag	48
6.3.4	RCD	50
6.3.5	RZD	51
6.3.6	RCD+RZD	52
6.3.7	RPP	54
6.3.8	RSF	56
6.3.9	RSF-Kombinationen	58
6.3.10	Zusammenfassung der Simulationsergebnisse	58
7	Messungen	60
7.1	Messaufbau	60
7.2	Überprüfung auf korrekte Funktion	62
7.3	Subjektiver Eindruck	64
7.4	Messergebnisse	65
7.4.1	Momentenmessung	65
7.4.2	Strommessung	70
7.4.3	Geräuschemessung	72
7.4.4	Beschränkung des Zufalls	74
7.4.5	Änderung der mittleren Schaltfrequenz	76
7.4.6	Zusammenfassung der Messergebnisse	78
8	Zusammenfassung	79

Abbildungsverzeichnis

2.1	Blockschaltbild feldorientierte Regelung	6
3.1	Prinzipschaltung dreiphasiger Pulswechselrichter	9
3.2	Erste Halbbrücke des Wechselrichters	10
3.3	Mögliche Spannungsraumzeiger	12
3.4	Raumzeigermodulation, allgemein	13
3.5	Pulspositionierung Raumzeigermodulation	15
3.6	Verlauf der drei Strangspannungen ohne Symmetrierung	17
3.7	Verlauf der drei Strangspannungen mit Symmetrierung	18
4.1	Lead/Lag-Stellung, LLC-PWM	23
4.2	Lead-Stellung, LL-PWM	24
4.3	Lag-Stellung, LL-PWM	24
4.4	Pulspositionierung RCD-PWM	25
4.5	Pulspositionierung RZD-PWM	26
4.6	Pulspositionierung RCD-RZD-PWM	27
4.7	Pulspositionierung RPP-PWM	28
4.8	Pulspositionierung RSF-PWM	28
5.1	Hardwareaufbau des dSPACE-Systems	32
5.2	Unterscheidung Pulse-, Pause-Mid	33
5.3	Falsche und richtige Lead/Lag-Stellung	35
5.4	Einschränkung RCD durch dSPACE-System	36
5.5	Erste Schaltperiodenhälfte RCD	38
5.6	Zweite Schaltperiodenhälfte RCD	38
6.1	Momentenverlauf Raumzeigermodulation	45
6.2	Momentenverlauf Raumzeigermodulation (vergrößert)	46
6.3	Spektrum Strangspannung a - Raumzeigermodulation (Simulation)	46
6.4	Spektrum Strangstrom a - Raumzeigermodulation (Simulation)	47
6.5	Momentenverlauf Lead/Lag-Center-Modulation	48
6.6	Momentenverlauf Lead/Lag-Center-Modulation (vergrößert)	48
6.7	Spektrum Strangstrom a - Lead/Lag-Center-Modulation (Simulation)	49
6.8	Momentenverlauf Lead-Lag-Modulation	49
6.9	Momentenverlauf Lead-Lag-Modulation (vergrößert)	50
6.10	Spektrum Strangstrom a - Lead-Lag-Modulation (Simulation)	50
6.11	Momentenverlauf RCD-Modulation	51

6.12	Momentenverlauf RCD-Modulation (vergrößert)	51
6.13	Spektrum Strangstrom a - RCD-Modulation (Simulation)	52
6.14	Momentenverlauf RZD-Modulation	52
6.15	Momentenverlauf RZD-Modulation (vergrößert)	53
6.16	Spektrum Strangstrom a - RZD-Modulation (Simulation)	53
6.17	Momentenverlauf RCDRZD-Modulation	54
6.18	Momentenverlauf RCDRZD-Modulation (vergrößert)	54
6.19	Spektrum Strangstrom a - RCDRZD-Modulation (Simulation)	55
6.20	Momentenverlauf RPP-Modulation	55
6.21	Spektrum Strangstrom a - RPP-Modulation (Simulation)	56
6.22	Momentenverlauf RSF-Modulation	56
6.23	Momentenverlauf RSF-Modulation (vergrößert)	57
6.24	Spektrum Strangstrom a - RSF-Modulation (Simulation)	57
6.25	Spektrum Strangstrom a - RSFRCD-Modulation (Simulation)	58
6.26	Spektrum Strangstrom a - RSFRZD-Modulation (Simulation)	59
7.1	Schematische Darstellung des Messaufbaus	60
7.2	Mechanischer Versuchsaufbau	61
7.3	LLC, Center-Stellung, $\mathbf{d} = \mathbf{0.8}$	62
7.4	LLC, Lead/Lag-Stellung, $\mathbf{d} = \mathbf{0.8}$	63
7.5	LLC, Zufallsentscheidung, $\mathbf{d} = \mathbf{0.8}$	63
7.6	Momentenverläufe Lastsprung bei 0 min^{-1} , RCD, RZD, RZ	66
7.7	Momentenverläufe Lastsprung bei 2000 min^{-1} , RSF, RPP, RZ	66
7.8	Momentenverläufe Momentensprung bei 0 min^{-1} , RCD, RZD, RZ	68
7.9	Momentenverläufe Momentensprung bei 2000 min^{-1} , RCD, RZD, RZ	68
7.10	Momentenverläufe Momentensprung bei 2000 min^{-1} , RSF, RPP, RZ	69
7.11	Spektrum Strangstrom a, RZD-Modulation bei 0 min^{-1} (Messung)	70
7.12	Spektrum Strangstrom a, RZD-Modulation bei 2000 min^{-1} (Messung)	71
7.13	Spektrum Strangstrom a, RSF-Modulation bei 2000 min^{-1} (Messung)	72
7.14	Gemittelttes Spektrum der Mikrofonspannung, RZD-Modulation, $f_S = 5 \text{ kHz}$	73
7.15	Gemittelttes Spektrum der Mikrofonspannung, RSF-Modulation	73
7.16	Falsche Zufallsbeschränkung RPP	74
7.17	Gemittelttes Spektrum der Mikrofonspannung, RZD-Modulation, $f_S =$ 1.75 kHz	77
7.18	Momentenverläufe Momentensprung für $f_S = 2.5 \text{ kHz}$ bei 2000 min^{-1}	77

1 Einleitung

Die Asynchronmaschine erfreut sich aufgrund ihres einfachen und robusten Aufbaus einer großen Beliebtheit. Moderne Leistungselektronik und Regelungsverfahren ermöglichen eine gute Drehzahl- und Drehmomentregelung. Durch die ausgefeilten Regelungsverfahren und deren breiten Einsatz finden auch die Umwelteinflüsse dieses Gesamtpakets immer mehr Beachtung. Die nicht sinusförmige Versorgung solcher Maschinen hat unterschiedliche Auswirkungen, eine davon ist ein ausgeprägtes Geräusch. Dieses Geräusch fällt aufgrund seines tonalen Charakters schnell als sehr unangenehm auf. Ist eine Person diesem Ton bei hoher Lautstärke längere Zeit ausgesetzt, so kann sich durchaus ein Gefühl des Unwohlseins einstellen.

1.1 Aufgabenstellung

Diese Arbeit hat zum Ziel, das oben beschriebene Geräusch zu verändern. Der Begriff „Geräuschreduktion“ aus dem Titel bezeichnet dabei nur die Reduktion dieses tonalen Anteils. Es ist zu erwarten, dass nicht das gesamte Geräusch reduziert werden kann, viel mehr soll der einzelne Ton in Rauschen übergehen. Zur Erreichung dieses Ziels soll in einem ersten Schritt die Geräuschenstehung bei elektrischen Maschinen allgemein, und im Speziellen die Entstehung des tonalen Anteils untersucht werden. Sind die Ursachen geklärt, sollen geeignete Maßnahmen zur Geräuschreduktion diskutiert und miteinander verglichen werden. Auch die Frage, welche zusätzlichen - womöglich negativen - Auswirkungen die geräuschverändernden Maßnahmen haben, ist zu klären.

2 Die feldorientierte Regelung einer Asynchronmaschine

Da das Hauptaugenmerk dieser Arbeit nicht auf der Asynchronmaschine und deren Regelungsverfahren selbst, sondern auf Möglichkeiten der Pulsweitenmodulation liegt, werden das mathematische Modell der Asynchronmaschine und das Konzept der feldorientierten Regelung im Folgenden nur sehr oberflächlich betrachtet.

2.1 Das Grundwellenmodell der Asynchronmaschine

Die Herleitung des Grundwellen- oder Raumzeigermodells der Asynchronmaschine beginnt bei der Windungsverteilung, welche die räumliche Anordnung der drei Wicklungen beschreibt. Die Windungsverteilung wird durch einen kontinuierlichen „Windungsbelag“ beschrieben, der in eine Fourier-Reihe entwickelt wird. Dabei erfolgt eine Beschränkung auf die Grundwelle, indem die Fourier-Reihe nach dem ersten Glied abgebrochen wird. Im nächsten Schritt wird der Strombelag als komplexer Zeiger eingeführt, der es ermöglicht, alle drei Strangstrombeläge zu einem Stromraumzeiger zusammenzufassen. In einem Dreiphasensystem kann, sofern der Sternpunkt nicht angeschlossen ist (wenn die Nullbedingung also erfüllt ist), die dritte Größe aus den beiden anderen errechnet werden. Daher reicht ein Raumzeiger mit zwei Komponenten aus, um alle drei Stranggrößen zu beschreiben. Ein Raumzeiger setzt sich aus Real- und Imaginärteil zusammen:

$$\vec{i}_S^S = i_{S\alpha} + j i_{S\beta} \quad (2.1)$$

Der tiefgestellte Index bezeichnet eine Ständergröße, in diesem Fall also einen Ständerstromraumzeiger, der hochgestellte Index hingegen das Koordinatensystem, in dem sich der Raumzeiger befindet. Bei der Betrachtung von Raumzeigern muss daher immer auch das zugrunde liegende Koordinatensystem bekannt sein. Der Raumzeiger zeigt immer in Richtung des Maximums der jeweiligen Größe. Eine Umrechnung von Stranggrößen in Raumzeiger ist in Matrix-Vektor-Notation durch eine einfache Matrixmultiplikation möglich:

$$\vec{i}_S^S = \begin{bmatrix} i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \\ i_{S0} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}}_{\mathbf{T}} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Die letzte Zeile der Matrix \mathbf{T} ist für die Transformation von Stranggrößen in Raumzeiger eigentlich nicht nötig, da wie bereits erwähnt zwei Größen ausreichen um alle drei

Stranggrößen zu bestimmen. Das letzte Element i_{s0} des Raumzeigers wird daher verworfen. Damit die Rücktransformation von Raumzeigern in Stranggrößen aber möglich wird, muss die Inverse von \mathbf{T} existieren. Dies wird durch die Einführung dieses Nullsystems verwirklicht.

Zur Herleitung der Spannungs- und Flussverkettungsgleichungen von Ständer und Läufer erfolgen weitere Betrachtungen von Luftspaltflussdichte und Flussverkettung. Im Ständerkoordinatensystem lauten die Gleichungen für eine Asynchronmaschine mit Käfigläufer:

$$\begin{aligned}
\text{Spannungsgleichungen:} \quad \vec{u}_S^S &= R_S \vec{i}_S^S + \dot{\vec{\Psi}}_S^S \\
&0 = R_R \vec{i}_R^S + \dot{\vec{\Psi}}_R^S - j\dot{\varphi} \vec{\Psi}_R^S \\
\text{Flussverkettungsgleichungen:} \quad \vec{\Psi}_S^S &= L_S \vec{i}_S^S + L_h \vec{i}_R^S \\
\vec{\Psi}_R^S &= L_h \vec{i}_S^S + L_R \vec{i}_R^S,
\end{aligned} \tag{2.3}$$

wobei sich Ständer- und Läuferinduktivitäten L_S und L_R aus der Hauptinduktivität L_h und den jeweiligen Streuinduktivitäten $L_{\sigma S}$ beziehungsweise $L_{\sigma R}$ zusammensetzen:

$$\begin{aligned}
L_S &= L_h + L_{\sigma S} \\
L_R &= L_h + L_{\sigma R}
\end{aligned}$$

Nach einigen Umformungen und mit der Streuziffer σ

$$\sigma = \frac{L_S L_R - L_h^2}{L_S L_R} = 1 - \frac{L_h^2}{L_S L_R} \tag{2.4}$$

erhält man das Gleichungssystem (2.5).

$$\begin{aligned}
\dot{\vec{\Psi}}_S^S &= -R_S \vec{i}_S^S + \vec{u}_S^S \\
\dot{\vec{\Psi}}_R^S &= -R_R \vec{i}_R^S + j\dot{\varphi} \vec{\Psi}_R^S \\
\vec{i}_S^S &= \frac{1}{\sigma L_S} \left(\vec{\Psi}_S^S - \frac{L_h}{L_R} \vec{\Psi}_R^S \right) \\
\vec{i}_R^S &= \frac{1}{\sigma L_R} \left(\vec{\Psi}_R^S - \frac{L_h}{L_S} \vec{\Psi}_S^S \right)
\end{aligned} \tag{2.5}$$

Das Rotormoment wird über Gleichung (2.6) berechnet.

$$M_R = \frac{3}{2} p \operatorname{Im} \left\{ \vec{\Psi}_S^{S*} \vec{i}_S^S \right\} \tag{2.6}$$

Die Differentialgleichung für das mechanische System komplettiert die Systembeschreibung der Asynchronmaschine.

$$\dot{\omega}_{mech} = \frac{1}{J_{AM}} (M_R - M_L) \tag{2.7}$$

Eine ausführliche Herleitung dieses mathematischen Modells kann in [14] nachgelesen werden.

2.2 Regelungskonzept

Das Konzept der feldorientierten Regelung bedient sich des mathematischen Modells der Asynchronmaschine im Läuferflusskoordinatensystem Ψ_R mit dem Ziel, das Verhalten der Gleichstrommaschine nachbilden zu können. Bei der Gleichstrommaschine können Moment und magnetisches Feld unabhängig voneinander durch Anker- und Erregerstrom eingestellt werden. Durch die Wahl des speziellen Koordinatensystems kann dieses Verhalten auch bei der Asynchronmaschine erreicht werden. Mit dem Realteil des Ständerstromraumzeigers im Läuferflusskoordinatensystem

$$\vec{i}_S^{\Psi} = i_{Sd} + j i_{Sq} \quad (2.8)$$

kann der Fluss, mit dem Imaginärteil das Moment eingestellt werden. Das mathematische Modell der Asynchronmaschine im Läuferflusskoordinatensystem besteht aus den Gleichungen (2.9) bis (2.14).

$$i_{Sd} = \frac{1}{L_\sigma} \left[-R_\sigma i_{Sd} + u_{Sd} + \left(p\omega_{mech} + \frac{R_R L_h}{L_R} \frac{i_{Sq}}{\Psi_R} \right) \cdot L_\sigma i_{Sq} + \frac{L_h}{L_R^2} R_R \Psi_R \right] \quad (2.9)$$

$$i_{Sq} = \frac{1}{L_\sigma} \left[-R_\sigma i_{Sq} + u_{Sq} - \left(p\omega_{mech} + \frac{R_R L_h}{L_R} \frac{i_{Sq}}{\Psi_R} \right) \cdot L_\sigma i_{Sd} - p\omega_{mech} \frac{L_h}{L_R} \Psi_R \right] \quad (2.10)$$

$$\text{mit } R_\sigma = R_S + \frac{L_h^2}{L_R^2} R_R$$

$$\dot{\Psi}_R = \frac{R_R}{L_R} (L_h i_{Sd} - \Psi_R) \quad (2.11)$$

$$\dot{\rho} = \frac{R_R L_h i_{Sq}}{L_R \Psi_R} \quad (2.12)$$

$$M_R = \frac{3}{2} p \frac{L_h}{L_R} \Psi_R i_{Sq} \quad (2.13)$$

$$\dot{\omega}_{mech} = \frac{1}{J_{AM}} (M_R - M_L) \quad (2.14)$$

Bei Ψ_R fällt der fehlende Index, der den d - oder q -Anteil symbolisiert, auf. Dies liegt daran, dass das Koordinatensystem am Läuferfluss ausgerichtet ist. Der Imaginärteil von $\vec{\Psi}_R^{\Psi}$ ist also 0. ρ steht für den Winkel, den das Läuferflusskoordinatensystem mit dem Läuferkoordinatensystem einschließt. Dieser Winkel wird benötigt, um die Drehung der Raumzeiger in das Läuferflusskoordinatensystem durchzuführen. In Gleichung (2.11) wird die alleinige Abhängigkeit des Läuferflusses von der d -Komponente des Ständerstromraumzeigers deutlich, in Gleichung (2.13) die Abhängigkeit des Moments von der q -Komponente. Durch die Entkopplung können zwei Stromregler für die d - und q -Komponente realisiert werden. Diesen Stromregelschleifen wird eine Fluss- und etwaige Drehzahlregelung überlagert.

Die Zusammenhänge in den beiden Ständerspannungsgleichungen (2.9) und (2.10) sind nichtlinear, was ein Problem für den Entwurf des Regelungsverfahrens darstellt. Eine einfache Lösung dieses Problems besteht darin, den Ständerspannungsraumzeiger

\vec{u}_S^Ψ in zwei Komponenten aufzuteilen: eine, die auf den Strom wirkt ($\vec{u}_{S,i}^\Psi$) und eine Kompensationskomponente ($\vec{u}_{S,komp}^\Psi$).

$$u_{Sd} = u_{Sd,i} + u_{Sd,komp}$$

$$u_{Sq} = u_{Sq,i} + u_{Sq,komp}$$

Die Kompensationskomponenten enthalten den nichtlinearen Anteil

$$u_{Sd,komp} = - \left(p\omega_{mech} + \frac{R_R}{L_R} \frac{L_h}{\Psi_R} i_{Sq} \right) \cdot L_\sigma i_{Sq} - \frac{L_h}{L_R^2} R_R \Psi_R \quad (2.15)$$

$$u_{Sq,komp} = \left(p\omega_{mech} + \frac{R_R}{L_R} \frac{L_h}{\Psi_R} i_{Sq} \right) \cdot L_\sigma i_{Sd} + p\omega_{mech} \frac{L_h}{L_R} \Psi_R \quad (2.16)$$

und für die Stromregelung ergibt sich durch die Aufteilung des Ständerspannungsraumzeigers eine einfache Strecke:

$$\dot{i}_{Sd} = \frac{1}{L_\sigma} (-R_\sigma i_{Sd} + u_{Sd,i}) \quad (2.17)$$

$$\dot{i}_{Sq} = \frac{1}{L_\sigma} (-R_\sigma i_{Sq} + u_{Sq,i}) \quad (2.18)$$

Nicht alle der vier Zustandsvariablen i_{Sd} , i_{Sq} , Ψ_R und ρ sind mit vertretbarem Aufwand (und damit erträglichen Kosten) messbar. Die Messung der Strangströme stellt kein Problem dar. Zur Transformation der Stranggrößen in Raumzeiger wird der Winkel ρ benötigt, der wie der Fluss Ψ_R jedoch nur schwer messtechnisch erfassbar ist. Aus diesem Grund wird zur Schätzung dieser beiden Größen ein „vereinfachter“ Beobachter entworfen:

$$\Psi_{R,k+1} = \left(1 - \frac{R_R}{L_R} T_d \right) \Psi_{R,k} + \frac{R_R}{L_R} L_h T_d i_{Sd,k} \quad (2.19)$$

$$\rho_{k+1} = \rho_k + \frac{R_R}{L_R} T_d L_h \frac{i_{Sq,k}}{\Psi_{R,k}} \quad (2.20)$$

Die Gleichungen (2.19) und (2.20) beschreiben keinen „klassischen“ asymptotischen Beobachter. Viel mehr handelt es sich dabei um einfache Approximationen der Gleichungen (2.11) und (2.12), indem für den jeweiligen Differentialquotienten ein Differenzenquotient eingesetzt wurde. Für den Läuferfluss zum Beispiel:

$$\dot{\Psi}_R \approx \frac{\Psi_{R,k+1} - \Psi_{R,k}}{T_d} \quad \text{mit} \quad \Psi_{R,k} = \Psi_R(kT_d) \quad (2.21)$$

Als Anfangswerte werden

$$\begin{aligned} \Psi_{R,0} &= L_h \\ \rho_0 &= 0 \end{aligned}$$

gewählt.

Zusätzlich müssen noch Strom- und Spannungsbegrenzungen vorgesehen werden. Dabei ist zu beachten, dass bei der feldorientierten Regelung keine skalare Größe, sondern die Länge eines Raumzeigers begrenzt werden muss. Es ist sinnvoll, die Dynamik des Läuferflusses zu berücksichtigen, da sich dieser sehr träge verhält. Aus diesem Grund werden d - und q -Komponenten nicht zu gleichen Teilen zurückgestutzt, sondern unterschiedlich gewichtet. Dem d -Anteil wird eine höhere Priorität eingeräumt, um diesen möglichst wenig zu verändern. Bei der Verwendung von Reglern mit Integral-Anteil und anschließender Begrenzung muss zusätzlich noch eine Anti-Windup-Maßnahme implementiert werden.

Das in Abbildung 2.1 dargestellte Blockschaltbild verdeutlicht die Struktur der feldorientierten Regelung. Der Regelungsvorgang wird abschließend kurz zusammengefasst.

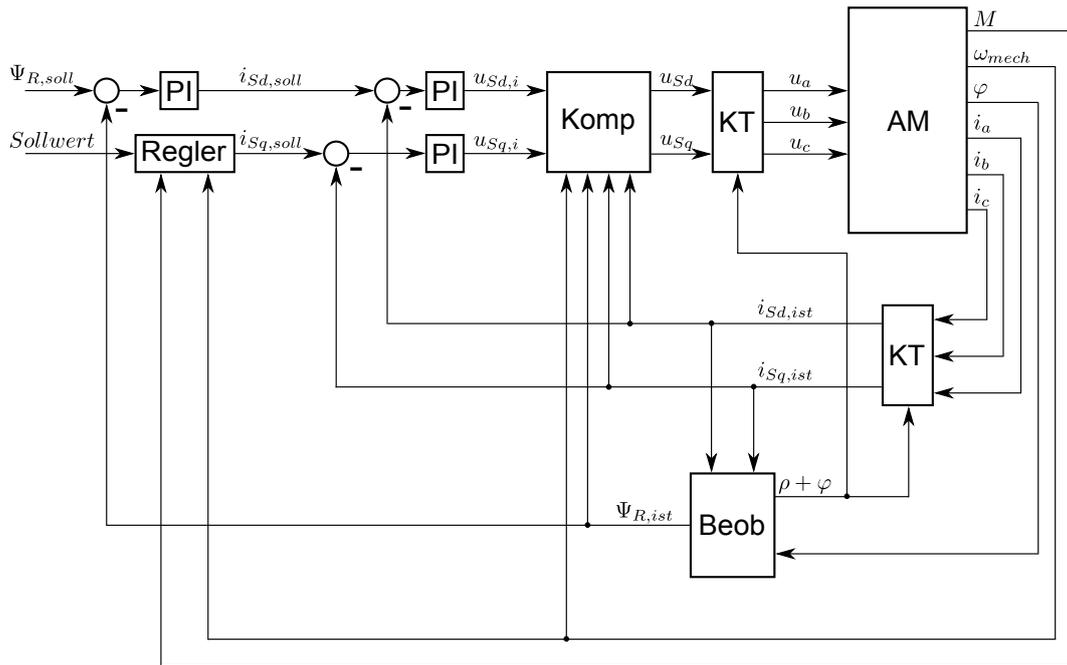


Abbildung 2.1: Blockschaltbild feldorientierte Regelung

Strangströme, Drehzahl und Rotorlage der Asynchronmaschine werden gemessen und dienen als Eingangssignale für die Regelung. Auf die Transformation der Strangströme in Raumzeiger erfolgt eine Drehung derselben in das Läuferflusskoordinatensystem (Block Koordinatentransformation KT). Damit liegen die Ist-Werte für die Stromregler und Eingangsgrößen für Beobachter und Spannungskompensation vor. Die Soll-Werte für die Stromregelung werden über den Flussregler und den Drehzahlregler (beziehungsweise durch Momentenvorgabe) generiert. Auch eine Lageregelung ist denkbar. Aus diesem Grund ist in Abbildung 2.1 nur ein allgemeiner *Regler*-Block angegeben. Die Ausgangsgrößen der Stromregelung, d - und q -Komponenten des Ständerspannungsraumzeigers, werden zusammengefasst, der Raumzeiger ins Ständerkoordinatensystem zurückgedreht und in Stranggrößen rücktransformiert. Diese Spannungen werden an die Maschine ausgegeben und der Regelalgorithmus beginnt von vorne.

Raumzeigermodulation und Pulswechselrichter, die Bindeglieder zwischen Regelalgorithmus und Asynchronmaschine, die für die Ausgabe des Sollspannungsraumzeigers verantwortlich sind, werden im folgenden Kapitel beschrieben. In [15] wird die feldorientierte Regelung ausführlich behandelt.

3 Geräusentstehung

Alle elektrischen Maschinen erzeugen im Betrieb ein Geräusch, das sich aus mehreren unterschiedlichen Komponenten zusammensetzt. Naheliegende Schallquellen sind etwa Lüfter oder Lager. Der unangenehme tonale Anteil wird als *magnetisches Geräusch* bezeichnet.

Allgemein wird bei der Schallentstehung zwischen *direkter* und *indirekter* Schallerzeugung unterschieden [8]. Direkter Luftschall entsteht dadurch, dass Luftteilchen durch Strömungsvorgänge selbst zum Schwingen angeregt werden, was eine Schallabstrahlung zur Folge hat. Bei der indirekten Schallerzeugung werden zuerst mechanische Bauteile der Maschine durch unterschiedliche Vorgänge zum Schwingen gebracht und erst über die Maschinenoberfläche werden diese Schwingungen an die Umgebungsluft weitergegeben. Die Schwingungen der mechanischen Bestandteile der Maschine werden als *Körperschall* bezeichnet.

Dieses Kapitel widmet sich hauptsächlich der Entstehung des magnetischen Geräusches, anschließend werden noch andere Schallquellen im Zusammenhang mit elektrischen Maschinen genannt.

3.1 Magnetisches Geräusch

Das magnetische Geräusch einer elektrischen Maschine wird durch Körperschall, also indirekte Schallabstrahlung hervorgerufen. Magnetische Wechselwirkungen im Luftspalt der Maschine verursachen Schwingungen in den mechanischen Bauteilen, was eine Schallabstrahlung zur Folge hat [12]. Es kann anhand der Ursache der magnetischen Wechselfelder noch zwischen *netzbedingtem* und *maschinenbedingtem* Geräusch unterschieden werden [8]. Maschinenbedingte Geräusche treten aufgrund von nicht-idealen magnetischen Eigenschaften der Maschine, wie zum Beispiel unsymmetrischer Wicklungsverteilung oder Exzentrizitäten, auf. Netzbedingte Geräusche hingegen werden durch Spannungsoberschwingungen, welche sich auf Ströme und Luftspaltflussdichte auswirken, erzeugt.

Das unangenehme Geräusch, welches im Rahmen dieser Arbeit verändert werden soll, zählt zu den netzbedingten Geräuschen. Aus einem bestimmten Grund, der in den folgenden Abschnitten genau erklärt wird, treten also Oberschwingungen in der Versorgung der Maschine auf. Da der maschinenbedingte Anteil des magnetischen Geräusches für diese Betrachtungen eher unwichtig ist, und da sich Maßnahmen gegen maschinenbedingte Geräusche auf Maßnahmen bei der Konstruktion der elektrischen Maschine beschränken, wird diesem Anteil keine Beachtung mehr geschenkt. Im Folgenden wird daher unter dem allgemeinen Begriff des magnetischen Geräusches nur der netzbedingte Anteil verstanden.

Da Spannungsüberschwingungen für das magnetische Geräusch eine wesentliche Rolle spielen, versuchen viele wissenschaftliche Artikel einen einfachen Zusammenhang herzustellen. In [4] wird eine Methode zur Berechnung des Geräuschspektrums einer umrichter- gespeisten Asynchronmaschine vorgestellt. Ausgehend vom Spannungsspektrum des Umrichters, das durch Berechnung oder Messung bestimmt werden kann, wird die Luftspaltflussdichte näherungsweise berechnet. Daraus wird auf die Frequenzverteilung des Geräuschspektrums geschlossen. Das Verfahren ist aber zu ungenau, um über die Amplituden des Geräuschspektrums eine exakte Aussage machen zu können. Auch in [7] wird versucht, das magnetische Geräusch aufgrund von harmonischen Komponenten in Strom und Spannung zu beschreiben. Indem Strom- und Spannungsspektrum mit Koeffizienten, die das menschliche Gehör nachahmen sollen, gewichtet werden, ist das Verfahren dabei aber vergleichsweise einfach. So ist beispielsweise die Gewichtung in Frequenzbereichen, in denen das menschliche Gehör am empfindlichsten ist (typischerweise im Bereich um 4 kHz), am größten. Aufgrund der Ungenauigkeit dieser Methoden bietet die Schätzung des Geräusches praktisch keine zusätzliche Information gegenüber der Betrachtung der Ströme. Ausführlichere Beschreibungen wie in [12] erscheinen wegen des dabei betriebenen Aufwands wenig sinnvoll.

Da nun geklärt ist, dass Spannungsüberschwingungen zu entsprechenden Geräuschteilen führen, soll in den folgenden Abschnitten untersucht werden, wodurch es zu diesen Überschwingungen in der Versorgung kommt.

3.1.1 Pulswechselrichter

Die Ausgangsgröße der feldorientierten Regelung ist wie in Kapitel 2 erwähnt ein Spannungsraumzeiger. Dieser Raumzeiger kann natürlich eine beliebige Länge (innerhalb der Stellgrößenbeschränkung) und einen beliebigen Winkel haben. Da aber als Stellglied ein Pulswechselrichter verwendet wird, können die Raumzeiger nicht direkt ausgegeben werden. Die Prinzipschaltung eines dreiphasigen Pulswechselrichters ist in Abbildung 3.1 dargestellt. Ein dreiphasiger Pulswechselrichter besteht im Grunde aus drei parallel ge-

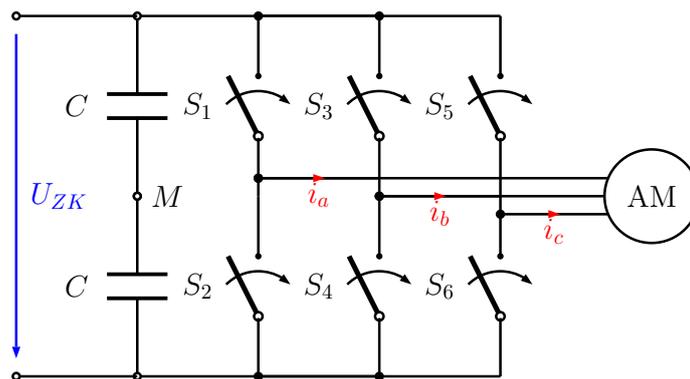


Abbildung 3.1: Prinzipschaltung dreiphasiger Pulswechselrichter

geschalteten Halbbrücken. Eine Halbbrücke besteht aus zwei Halbleiter-Schaltern und zwei Freilaufdioden, siehe Abbildung 3.2. Der Zweig mit den Schaltern S_1 und S_2 stellt die

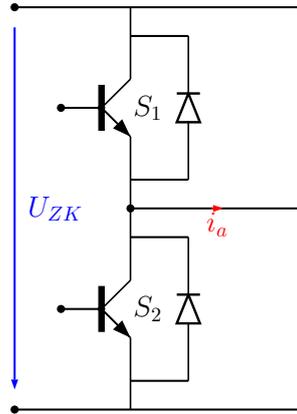


Abbildung 3.2: Erste Halbbrücke des Wechselrichters

erste Halbbrücke dar. Um einen Kurzschluss der Zwischenkreisspannung U_{ZK} zu verhindern, muss immer (zumindest) ein Schalter jeder Halbbrücke ausgeschaltet (offen) sein. Die beiden Schalter einer Halbbrücke können also immer nur gegengleich ein- oder ausgeschaltet werden. Daraus ergibt sich, dass jede der drei Halbbrücken zwei Zustände besitzen kann: Ist der obere Schalter eingeschaltet (und damit der untere ausgeschaltet), so ist die Halbbrücke eingeschaltet und der Anschlusspunkt des jeweiligen Stranges der Maschine liegt auf dem positiven Potential der Zwischenkreisspannung. Ist der untere Schalter eingeschaltet, so ist die Halbbrücke ausgeschaltet und der Anschlusspunkt liegt auf dem negativen Potential der Zwischenkreisspannung. Da jede Halbbrücke also zwei mögliche Zustände besitzt und es insgesamt drei Halbbrücken gibt, gibt es nur $2^3 = 8$ unterschiedliche Ausgangsspannungsraumzeiger. Genau genommen sind es nur sieben, da zwei der möglichen acht Kombinationen zu demselben Ergebnis führen: Sind alle Halbbrücken eingeschaltet, so liegen alle drei Anschlusspunkte der Maschine auf dem gleichen positiven Potential der Zwischenkreisspannung. Sind alle Halbbrücken ausgeschaltet, so liegen wieder alle Anschlusspunkte auf demselben, jetzt negativen, Potential. In beiden Fällen liegt keine Spannung an den Klemmen der Maschine an. Zwei unterschiedliche Zustände der Halbbrücken, alle ein- und alle ausgeschaltet, führen also zu demselben Spannungsraumzeiger. Dieses Faktum wird im späteren Verlauf zur Veränderung des magnetischen Geräusches ausgenutzt. Die acht möglichen Spannungsraumzeiger sind in Abbildung 3.3 dargestellt. Es gibt sechs *aktive* Spannungsraumzeiger und zwei *Nullzeiger* ($\vec{U}_{S,0}$ und $\vec{U}_{S,7}$). In Tabelle 3.1 sind alle möglichen Kombinationen von Zuständen der Halbbrücken und die zugehörigen Spannungsraumzeiger angegeben. Den in Länge und Winkel beliebigen Spannungsraumzeigern, die die Regelung anfordern kann, stehen also acht sowohl in Winkel als auch Länge diskrete Raumzeiger, die durch den Pulswechselrichter generiert werden können, gegenüber. Wie nun ein beliebiger Raumzeiger mittels dieser acht möglichen nachgebildet werden kann, wird im folgenden Abschnitt erklärt.

i	HB ₁	HB ₂	HB ₃	Raumzeiger $\vec{U}_{S,i} = \frac{2}{3}U_{ZK}$
0	0	0	0	0
1	1	0	0	e^{j0}
2	1	1	0	$e^{j\frac{\pi}{3}}$
3	0	1	0	$e^{j\frac{2\pi}{3}}$
4	0	1	1	$e^{j\frac{3\pi}{3}}$
5	0	0	1	$e^{j\frac{4\pi}{3}}$
6	1	0	1	$e^{j\frac{5\pi}{3}}$
7	1	1	1	0

Tabelle 3.1: Ausgangsraumzeiger des Pulswechselrichters

3.1.2 Raumzeigermodulation (RZ)

Die Raumzeigermodulation wird in diesem Abschnitt ausführlich erklärt, da sie für die tonalen Komponenten im magnetischen Geräusch mitverantwortlich ist. Darüber hinaus bildet sie den Ausgangspunkt für die geräuschverändernden Maßnahmen in dieser Arbeit. Die Raumzeigermodulation stellt eine Möglichkeit dar, wie ein Sollspannungsraumzeiger $\vec{U}_{S,soll}$ (in Abbildung 3.3 blau dargestellt) durch *zeitliche Mittelung* einer Kombination der acht diskreten Spannungsraumzeiger über eine Schaltperiode nachgebildet werden kann. Genauer gesagt werden nicht alle acht Spannungsraumzeiger zur Mittelung verwendet, sondern nur die vier benachbarten. Diese vier Raumzeiger spannen jenen Sektor auf, in dem der Sollspannungsraumzeiger liegt. In Abbildung 3.3 sind dies $\vec{U}_{S,1}$, $\vec{U}_{S,2}$ und die beiden Nullzeiger $\vec{U}_{S,0}$ und $\vec{U}_{S,7}$. Es werden also immer zwei aktive und zwei Nullzeiger zur Generierung des Sollzeigers verwendet. Ziel ist es nun, anhand des Soll- und der benachbarten Raumzeiger jene Zeiten zu bestimmen, während denen die drei Halbbrücken eingeschaltet sind. Anstelle der Ausgabe des Sollzeigers über die gesamte Schaltperiode werden die benachbarten Zeiger abwechselnd ausgegeben, um im Mittel über die Schaltperiode dasselbe Ergebnis zu erzielen. Mathematisch lässt sich dieser Sachverhalt für das Beispiel aus Abbildung 3.3 wie folgt darstellen [9]:

$$\vec{U}_{S,soll} = \frac{1}{T_S} \left(t_0 \vec{U}_{S,0} + t_1 \vec{U}_{S,1} + t_2 \vec{U}_{S,2} + t_7 \vec{U}_{S,7} \right), \quad (3.1)$$

beziehungsweise in Komponentenschreibweise und für die diskreten Raumzeiger ihre konstanten Werte eingesetzt:

$$u_{S,\alpha} = \frac{2}{3} \frac{U_{ZK}}{T_S} \left(0t_0 + 1t_1 + \frac{1}{2}t_2 + 0t_7 \right) \quad (3.2)$$

$$u_{S,\beta} = \frac{2}{3} \frac{U_{ZK}}{T_S} \left(0t_0 + 0t_1 + \frac{\sqrt{3}}{2}t_2 + 0t_7 \right) \quad (3.3)$$

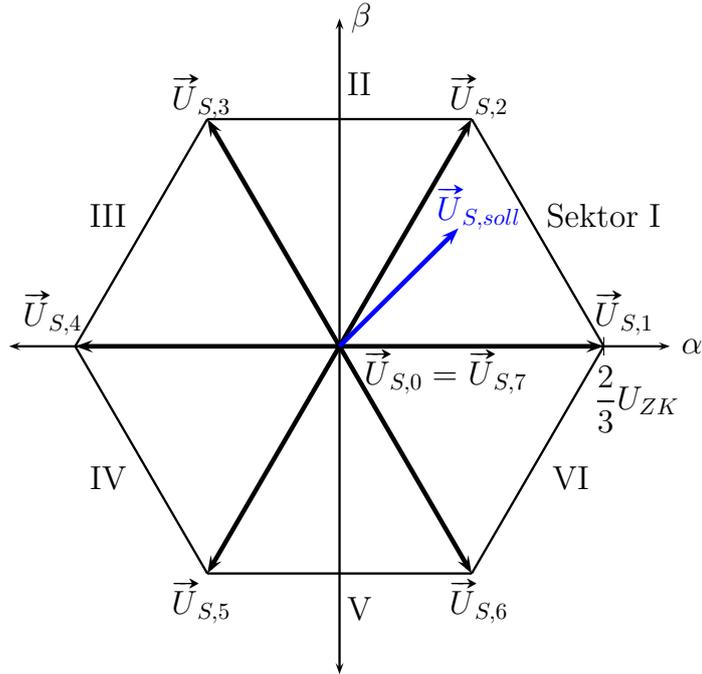


Abbildung 3.3: Mögliche Spannungsraumzeiger

T_S steht in obigen Gleichungen für die Schaltperiodendauer, die Zeiten t_0 , t_1 , t_2 und t_7 bezeichnen die Zeitspannen, in denen die jeweiligen Raumzeiger aktiv sind. Es ist leicht ersichtlich, dass t_2 durch Umformen sofort aus Gleichung (3.3) berechnet werden kann ($u_{S,\alpha}$ und $u_{S,\beta}$ sind ja als Ausgangsgrößen der Regelung bekannt). Damit kann nun auch die Zeit t_1 für den anderen aktiven Raumzeiger bestimmt werden. Die Gesamtzeit für die Nullzeiger, $t_N = t_0 + t_7$, entspricht der Zeitspanne, innerhalb der keine aktiven Zeiger ausgegeben werden:

$$t_N = t_0 + t_7 = T_S - t_1 - t_2 \quad (3.4)$$

Diese Gleichung bedeutet nichts anderes, als dass die einzelnen Zeiten der diskreten Raumzeiger in Summe die Schaltperiodendauer ergeben müssen. Daraus erhält man aber keine Information über die Aufteilung der einzelnen Nullzeiger-Zeiten t_0 und t_7 . Die Verteilung kann beliebig gewählt werden, solange die Summe der beiden einzelnen Zeiten konstant bleibt. Eine naheliegende Wahl ist es, die gesamte Zeit des Nullzustandes symmetrisch aufzuteilen:

$$t_0 = t_7 = \frac{t_N}{2} \quad (3.5)$$

Diese Aufteilung hat den positiven Effekt, dass die Stromwelligkeit minimiert wird. Mit anderen Aufteilungen können zum Beispiel die Schalt- oder Leitungsverluste der Leistungshalbleiter minimiert werden¹.

¹sogenannte „Flat-Top“-Modulation, siehe [9] oder auch [15]

Da für das vorangegangene Beispiel angenommen wurde, dass der Sollspannungsraumzeiger im ersten Sektor des Raumzeigersechsecks aus Abbildung 3.3 liegt, soll nun eine allgemeine Vorschrift zur Bestimmung der *aktiven* Zeiten (Zeiten, in denen aktive Raumzeiger ausgegeben werden) hergeleitet werden (Herleitung nach [15]). Abbildung 3.4 wiederholt und verallgemeinert den Sachverhalt. Der Sollspannungsraumzeiger liegt in einem

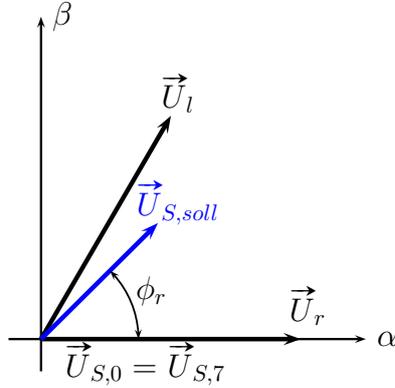


Abbildung 3.4: Raumzeigermodulation, allgemein

beliebigen Sektor des von den möglichen Ausgangsraumzeigern aufgespannten Sechsecks. Die vier benachbarten Raumzeiger sind die beiden Nullzeiger $\vec{U}_{S,0}$ und $\vec{U}_{S,7}$, der rechte Nachbar \vec{U}_r und der linke Nachbar \vec{U}_l . Zum rechten Nachbarn schließt der Sollzeiger den Winkel ϕ_r ein. Das Gleichungssystem kann analog zu Gleichung (3.1) aufgestellt werden:

$$\vec{U}_{S,soll} = \frac{1}{T_S} \left(t_0 \vec{U}_{S,0} + t_r \vec{U}_r + t_l \vec{U}_l + t_7 \vec{U}_{S,7} \right) \quad (3.6)$$

Wieder gilt die Bedingung für die Zeiten:

$$T_S = t_0 + t_r + t_l + t_7 \quad (3.7)$$

Das ergibt dasselbe Gleichungssystem mit drei Gleichungen für vier (beziehungsweise drei) Unbekannte. Anstatt Gleichung (3.6) nun in α - und β -Komponenten zu zerlegen, werden die Zeiger in Polarform dargestellt. Als Bezugszeiger dient der rechte Nachbar \vec{U}_r des Sollzeigers. Der Bezugszeiger lässt sich mit der Sektornummer $n_s = 1 \dots 6$ darstellen als

$$\vec{U}_r = \frac{2}{3} U_{ZK} e^{j(n_s-1)\frac{\pi}{3}}. \quad (3.8)$$

Damit ergeben sich der Sollzeiger und sein linker Nachbar mit $|\vec{U}_{S,soll}| = \hat{U}_{S,soll}$ zu:

$$\vec{U}_{S,soll} = \hat{U}_{S,soll} e^{j\phi_r} e^{j(n_s-1)\frac{\pi}{3}} \quad (3.9)$$

$$\vec{U}_l = \frac{2}{3} U_{ZK} e^{jn_s\frac{\pi}{3}} \quad (3.10)$$

Anschließend werden die Ausdrücke der Gleichungen (3.8) bis (3.10) in Gleichung (3.6) eingesetzt:

$$\hat{U}_{S,soll} e^{j\phi_r} e^{j(n_s-1)\frac{\pi}{3}} = \frac{2 U_{ZK}}{3 T_S} (t_r e^{j(n_s-1)\frac{\pi}{3}} + t_l e^{jn_s\frac{\pi}{3}}) \quad (3.11)$$

Durch Umformen erhält man:

$$t_l + t_r e^{-j\frac{\pi}{3}} = \frac{3 \hat{U}_{S,soll}}{2 U_{ZK}} \frac{1}{T_S} e^{j(\phi_r - \frac{\pi}{3})} \quad (3.12)$$

Nach einigen weiteren Rechenschritten und Umformungen können die Gleichungen zur Bestimmung von t_r und t_l angeschrieben werden:

$$t_r = \sqrt{3} T_S \frac{\hat{U}_{S,soll}}{U_{ZK}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \phi_r\right) \quad (3.13)$$

$$t_l = \sqrt{3} T_S \frac{\hat{U}_{S,soll}}{U_{ZK}} \sin(\phi_r) \quad (3.14)$$

Anhand dieser beiden Zeiten kann nun mittels Gleichung (3.7) die Dauer des Nullzustandes bestimmt werden. Die Sektornummer liefert die Information darüber, welche zwei der sechs aktiven Raumzeiger auszugeben sind. Im nächsten Schritt müssen die soeben bestimmten Zeiten t_0 , t_7 , t_r und t_l in jene Zeitintervalle umgerechnet werden, während denen die drei Halbbrücken jeweils eingeschaltet sein sollen, t_a , t_b und t_c . Soll zum Beispiel der Raumzeiger $\vec{U}_{S,2}$ eine bestimmte Zeit lang ausgegeben werden, so müssen die Halbbrücken 1 und 2 diese Zeitspanne eingeschaltet sein, Halbbrücke 3 ausgeschaltet. Für den Zusammenhang zwischen Halbbrücken-Schalterstellungen und dem Ausgangsraumzeiger sei nochmals auf Tabelle 3.1 verwiesen. Abschließend erfolgt noch eine Umrechnung der soeben bestimmten aktiven Zeiten der Halbbrücken auf *Tastverhältnisse*. Die Tastverhältnisse d_a , d_b und d_c sind definiert als jene Zeiten, während denen die Halbbrücken eingeschaltet sind, bezogen auf die Schaltperiodendauer T_S :

$$\begin{aligned} d_a &= \frac{t_a}{T_S} \\ d_b &= \frac{t_b}{T_S} \\ d_c &= \frac{t_c}{T_S} \end{aligned} \quad (3.15)$$

Es ist ersichtlich, dass die Tastverhältnisse im Bereich zwischen 0 und 1 liegen müssen. Ist die Halbbrücke die gesamte Schaltperiode ausgeschaltet, so ist das zugehörige Tastverhältnis 0. Ist die Halbbrücke die gesamte Schaltperiode eingeschaltet, so ist das Tastverhältnis 1. Diese Tastverhältnisse können nun zusammen mit einer vorgegebenen Schaltperiodendauer T_S an die Hardware ausgegeben werden.

Die Tastverhältnisse alleine genügen jedoch nicht, um die Steuersignale für die einzelnen Halbbrücken genau angeben zu können. Anhand von Abbildung 3.5 soll erklärt werden, welche Informationen noch benötigt werden. Von oben nach unten sind in die-

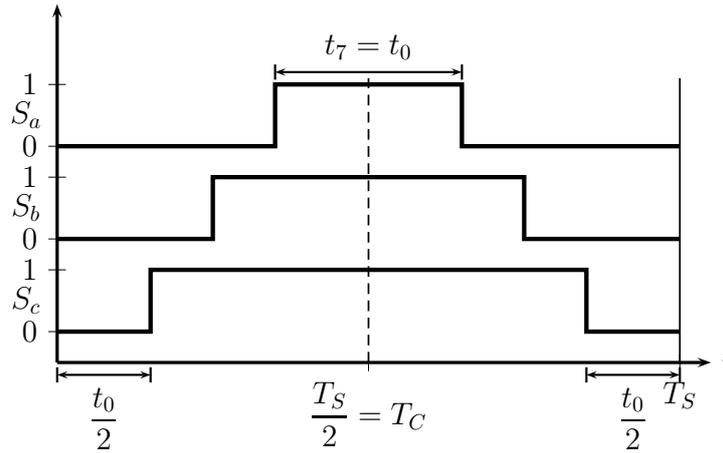


Abbildung 3.5: Pulspositionierung Raumzeigermodulation

ser Abbildung die Schaltfunktionen S_a , S_b und S_c der einzelnen Halbbrücken für eine Schaltperiode aufgetragen. In diesem einfachen Beispiel betragen die Tastverhältnisse:

$$d_a = 0.3$$

$$d_b = 0.5$$

$$d_c = 0.7$$

$S_i = 0$ bedeutet, dass die jeweilige Halbbrücke aus-, $S_i = 1$, dass sie eingeschaltet ist.

$$S_i = \begin{cases} 0 & \text{für HB}_i \text{ aus} \\ 1 & \text{für HB}_i \text{ ein} \end{cases} \quad i = a, b, c \quad (3.16)$$

Tastverhältnis $d_a = 0.3$ sagt aus, dass Halbbrücke a 30 % der Schaltperiodendauer eingeschaltet ist. In den Zeitintervallen, während denen eine oder zwei Halbbrücken eingeschaltet sind, wird ein aktiver und in den Intervallen, während denen keine oder alle Halbbrücken eingeschaltet sind, ein Nullzeiger ausgegeben. Wichtig bei der Anordnung der Pulse innerhalb der Schaltperiode ist, dass diese „ineinander geschachtelt“ sein müssen. Zuerst wird jene Halbbrücke mit dem maximalen Tastverhältnis eingeschaltet, dann jene mit dem mittleren und abschließend jene mit dem minimalen. Beim Ausschalten verhält es sich genau umgekehrt. Dadurch werden genau die Raumzeiger erzeugt, für die die Tastverhältnissberechnungen durchgeführt wurden. Wird zum Beispiel der mittlere Puls gedanklich an den linken Rand verschoben, wird ein ungültiger Ausgangsraumzeiger erzeugt. Ungültig in dem Sinne, dass ein Raumzeiger ausgegeben wird, der den aktuellen Sektor nicht begrenzt. In diesem Beispiel liegt der Sollraumzeiger in Sektor 4, es würde bei einer Verschiebung des mittleren Pulses fälschlicherweise aber $\vec{U}_{S,3}$ ausgegeben werden (siehe dazu Abbildung 3.3 und Tabelle 3.1). Da nun geklärt ist, dass die Pulse immer ineinander angeordnet werden müssen, fehlt noch die Aufteilung der Nullzeiger innerhalb der Schaltperiode. Dabei ist nicht die Verteilung der Zeitdauer des gesamten Nullzustandes auf die einzelnen Nullzeiger gemeint! Diese Verteilung wurde ja bereits

mit Gleichung (3.5) festgelegt und zur Berechnung der Tastverhältnisse benötigt. Dadurch ergibt sich auch folgender Zusammenhang zwischen minimalem und maximalem Tastverhältnis:

$$d_{min} = 1 - d_{max} \quad (3.17)$$

Durch das minimale Tastverhältnis wird die Ausgabedauer des Nullzeigers $\vec{U}_{S,7}$ (alle Halbbrücken ein), durch das maximale (indirekt) die Ausgabedauer des Nullzeigers $\vec{U}_{S,0}$ (alle Halbbrücken aus) bestimmt. Die genaue Anordnung der Pulse innerhalb der Schaltperiode fehlt aber noch. Es wird die symmetrische Anordnung der Pulse um die Schaltperiodenmitte gewählt. Dies ist die zweite Voraussetzung für minimale Strom- und damit auch Momentenwelligkeit neben der weiter oben bereits angesprochenen gleichmäßigen Aufteilung des Nullzustandes auf die beiden Nullzeiger.

Es ist einleuchtend, dass die Schaltperiodendauer an die Diskretisierungszeit des Regelalgorithmus gekoppelt sein muss. Alles andere würde wenig Sinn ergeben, da dadurch entweder berechnete Stellgrößen nicht ausgegeben werden könnten, oder aber eine berechnete Stellgröße mehrmals ausgegeben werden müsste. Bei der klassischen Raumzeigermodulation entspricht die Schaltperiodendauer der doppelten Diskretisierungszeit:

$$T_S = 2 \cdot T_d \quad (3.18)$$

Pro Schaltperiode kann der Regelalgorithmus also zwei Mal ausgeführt werden (sofern die Hardware dies unterstützt): zu Beginn und in der Mitte der Schaltperiode. Zu Beginn der ersten Hälfte der Schaltperiode sind alle Halbbrücken ausgeschaltet und werden den Tastverhältnissen entsprechend eingeschaltet. Zur Schaltperiodenmitte werden vom Regelalgorithmus neue Tastverhältnisse errechnet und die Halbbrücken in der zweiten Hälfte der Schaltperiode entsprechend ausgeschaltet. Da sich die Tastverhältnisse von Beginn und Mitte der Schaltperiode im Allgemeinen unterscheiden, geht die Symmetrie um die Schaltperiodenmitte in Abbildung 3.5 verloren.

3.1.3 Symmetrierte Sinus-Dreieck-Modulation

Die im vorhergehenden Abschnitt beschriebene Herleitung der Tastverhältnisse bei der Raumzeigermodulation ist zwar einfach zu verstehen, aus praktischer Sicht aber relativ ungünstig. Die Zuordnung der linken und rechten Nachbar-Zeiger \vec{U}_l und \vec{U}_r muss anhand der Sektornummer mittels Tabellen, Umschaltung, oder *if-then-else*-Konstrukten geschehen. Den größten Aufwand bei einer Simulation erzeugt aber die Bestimmung der Sektornummer. Grundsätzlich stellt dies kein Problem dar. Liegt der Sollzeiger aber sehr nahe an einer Sektorgrenze, so muss zur Bestimmung des richtigen Sektors die Schrittweite des Solvers sehr klein gemacht werden, was sich negativ auf den Berechnungsaufwand und damit auf die Dauer der Simulation auswirkt. Aus diesem Grund wird nun ein Modulationsverfahren vorgestellt, das die Tastverhältnisse zwar auf eine andere Art und Weise als die Raumzeigermodulation berechnet, schlussendlich aber dieselben Ergebnisse liefert: die *symmetrierte Sinus-Dreieck-Modulation mit Zusatzsignal* [9, 15].

Bei der Sinus-Dreieck-Modulation werden die drei Sollstrangspannungen mit einem Dreieckssignal verglichen. Aus dem Vergleich der beiden Signale ergeben sich die Schalt-

zeitpunkte für die einzelnen Halbbrücken des Wechselrichters. Die mittleren Tastverhältnisse können nach Gleichung (3.19) berechnet werden:

$$d_i = \frac{u_{S,i}}{U_{ZK}} + \frac{1}{2} \quad (3.19)$$

Die Bestimmung der Tastverhältnisse entspricht dabei derjenigen beim Tiefsetzsteller, die Addition von $\frac{1}{2}$ spiegelt den Bezug auf das (gedachte) Potential in der Mitte der Zwischenkreisspannung wider. Ohne Nullsystem treten die betragsmäßigen Maxima der einzelnen Strangspannungen um jeweils $\frac{2\pi}{3}$ versetzt auf, siehe dazu Abbildung 3.6.

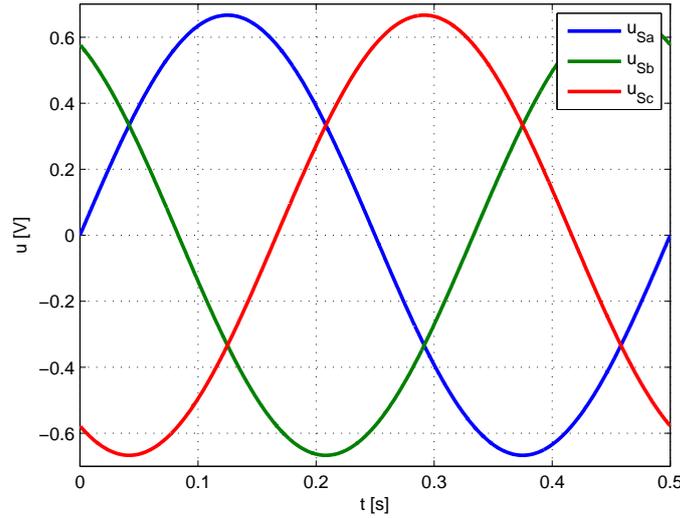


Abbildung 3.6: Verlauf der drei Strangspannungen ohne Symmetrierung

Bei einer Symmetrierung wird vor dem Vergleich mit dem Dreieckssignal eine Nullspannung zu allen drei Strangspannungen addiert. Ist der Sternpunkt nicht beschaltet, so hat diese Addition keine Auswirkungen auf die verketteten Spannungen. Die grundsätzliche Idee dahinter liegt darin, dass ohne diese Addition die Aussteuerung des Pulswechselrichters relativ schlecht ist. Das bedeutet, dass die maximale Amplitude der verketteten Spannungen nur $\frac{\sqrt{3}}{2}U_{ZK}$ beträgt. Ohne Symmetrierung stößt man also schnell an die Aussteuergrenze, da eine der Spannungen betragsmäßig immer deutlich größer ist als die anderen beiden. Um die Aussteuerung zu verbessern, wird folgendes Nullsystem verwendet:

$$u_0 = -\frac{1}{2}(u_{S,max} + u_{S,min}) = \frac{1}{2} \cdot u_{S,mittel} \quad (3.20)$$

$u_{S,max}$, $u_{S,min}$ und $u_{S,mittel}$ in Gleichung (3.20) bezeichnen dabei das aktuelle Maximum, Minimum und den mittleren Wert der Sollstrangspannungen. Addiert man zu den Spannungen $u_{S,i}$ in Gleichung (3.19) das Nullsystem, so erhält man Gleichung (3.21).

$$d_i = \frac{1}{U_{ZK}} \left[u_{S,i} - \frac{1}{2}(u_{S,max} + u_{S,min}) \right] + \frac{1}{2} \quad \text{mit } i = a, b, c \quad (3.21)$$

Mit den auf die Zwischenkreisspannung normierten Spannungen $u_{S,i}^* = \frac{u_{S,i}}{U_{ZK}}$ lässt sich Gleichung (3.21) umformen zu:

$$d_i = u_{S,i}^* + \frac{1}{2} (1 - u_{S,max}^* - u_{S,min}^*) \quad (3.22)$$

Wie in Abbildung 3.7 ersichtlich, werden das jeweilige Betragsmaximum und der betragsmäßig mittlere Wert immer angeglichen. Bei diesem Modulationsverfahren wer-

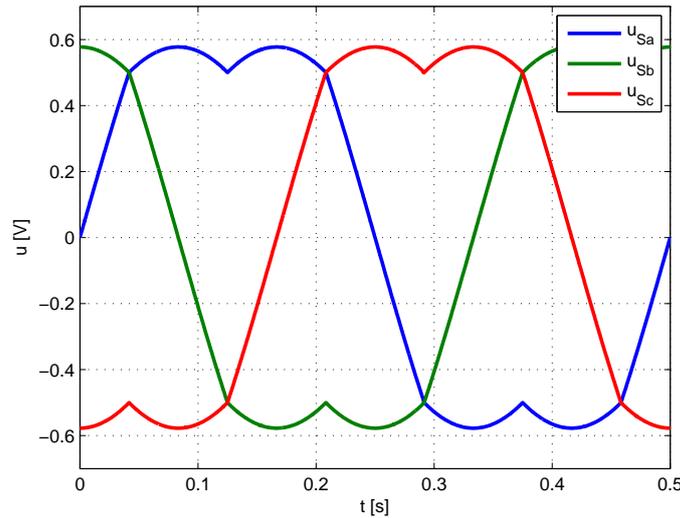


Abbildung 3.7: Verlauf der drei Strangspannungen mit Symmetrierung

den wie bereits erwähnt dieselben Tastverhältnisse berechnet wie bei der Raumzeigermodulation. Der Implementierungsaufwand ist aber vergleichsweise gering: Nach einer Rücktransformation der Raumzeiger in Stranggrößen können die Tastverhältnisse über Gleichung (3.22) einfach berechnet werden. Im Folgenden wird zwar die Raumzeigermodulation als Vergleichsmaßstab verwendet, die Implementierung aber in Form der symmetrierten Sinus-Dreieck-Modulation durchgeführt. Der Zusammenhang zwischen Raumzeiger- und (symmetrierter) Sinus-Dreieck-Modulation wird in [6] und [5] erklärt.

3.2 Auswirkungen von Pulswechselrichter und Raumzeigermodulation

Durch die Kombination von feldorientierter Regelung und Raumzeigermodulation zur Bestimmung der Tastverhältnisse kommt es zu unerwünschten Oberschwingungen in den Ausgangsspannungen des Pulswechselrichters. Diese sind von der Schaltfrequenz abhängig und bedingen, wie zuvor behandelt, Anteile im magnetischen Geräusch. Harmonische der Schaltfrequenz treten also im magnetischen Geräusch auf! In diesem Zusammenhang sei auch auf die *Direct Torque Control* [18, 19] verwiesen. Dabei wird in Abhängigkeit des

gerade benötigten Maschinenflusses und Moments einer der acht Spannungsraumzeiger ausgegeben. Ist zum Beispiel das Moment zu gering, so wird ein Zeiger ausgewählt, der das Moment erhöht. Dadurch ergibt sich eine andere spektrale Verteilung der Energie in der Ausgangsspannung des Wechselrichters. Dies hat zur Folge, dass das magnetische Geräusch in diesem Fall mehr nach Rauschen klingt und keine dominanten Frequenzen hörbar sind. Nachteilig an dieser Vorgehensweise ist (unter anderem) eine größere Momentenwelligkeit. Dafür sind der Berechnungsaufwand und somit die Hardwareanforderungen geringer als bei der feldorientierten Regelung.

Ein unangenehmes Geräusch ist nicht die einzige Auswirkung bei der Versorgung von Asynchronmaschinen mit nicht-sinusförmigen Spannungen und Strömen. Ein Überblick über weitere Auswirkungen und deren Behandlung ist in [17] gegeben.

3.3 Andere Geräuschanteile

Da das magnetische Geräusch nicht der einzige Anteil ist, der im Betriebsgeräusch von elektrischen Maschinen auftritt, wird in diesem Abschnitt kurz auf weitere Schallquellen eingegangen.

Das *mechanische* Geräusch entsteht durch mechanische Interaktion von einzelnen Maschinenkomponenten. So erzeugen etwa Lager durch Reibung Schwingungen, welche an der Oberfläche als Luftschall abgestrahlt werden. Zahnräder können ebenso zum mechanischen Geräusch beitragen.

Das *Luftgeräusch* kann ebenso einen nicht zu verachtenden Anteil am Gesamtgeräusch darstellen. Schallquellen sind hauptsächlich Lüfter. Durch Anströmen von scharfen Kanten kann auch ein tonales Geräusch entstehen.

Das *Flüssigkeitsgeräusch* kann bei hydraulischen Maschinen beispielsweise aufgrund von Ventilen oder pulsierendem Betrieb bei Pumpen entstehen.

Oft ist es so, dass das magnetische Geräusch im Stillstand am unangenehmsten wahrgenommen wird, während bei höheren Drehzahlen andere Geräuschanteile dominieren. Für einen Überblick über die unterschiedlichen Geräuschanteile und deren Reduktion sei nochmals auf [8] verwiesen.

4 Möglichkeiten der Geräuschreduktion

Dieses Kapitel legt den Fokus auf Möglichkeiten zur Reduktion des tonalen Anteils des magnetischen Geräusches bei elektrischen Maschinen. Es wird eine Unterscheidung zwischen Zufalls-Verfahren zur Pulsweitenmodulation und „einfacheren“ Möglichkeiten getroffen.

4.1 Einfache Möglichkeiten der Geräuschreduktion

„Einfache Möglichkeiten“ bezeichnen in diesem Zusammenhang Möglichkeiten der Geräuschveränderung ohne Eingriff in den Regelungsalgorithmus. Das bedeutet weiters, dass die im Folgenden beschriebenen Methoden nicht unbedingt einfach zu realisieren sind. So sind bauliche Maßnahmen etwa im Nachhinein nur noch schwer zu treffen.

4.1.1 Veränderung der Schaltfrequenz

Eine theoretisch sehr einfache Möglichkeit zur Veränderung des magnetischen Geräusches ist eine Erhöhung der Schaltfrequenz. Die Schaltfrequenz wird dabei so hoch gewählt, dass die unangenehmen Geräuschanteile über dem vom Menschen hörbaren Frequenzbereich liegen. In der Praxis lässt sich dieses Vorhaben aber nur relativ schlecht umsetzen. Zum einen nehmen mit steigender Schaltfrequenz auch die Schaltverluste in den Halbleiterschaltern (IGBT, GTO, MOSFET, Thyristor) zu. Zum anderen kann die Schaltfrequenz bei steigender Schaltleistung nicht beliebig erhöht werden, sondern stößt an eine obere Grenze.

Ein weiterer Grund, der gegen eine Erhöhung der Schaltfrequenz spricht, ist der Berechnungsaufwand des Regelalgorithmus. Die Schaltfrequenz ist, wie in Abschnitt 3.1.2 erklärt, an die Diskretisierungszeit gekoppelt. Wird die Schaltperiodendauer verringert (also die Schaltfrequenz erhöht), so muss auch die Diskretisierungszeit verringert werden. Es steht somit weniger Zeit zur Berechnung des Regelalgorithmus zur Verfügung. Die Berechnung selbst wäre vielleicht nicht unbedingt das Problem, die Analog/Digital-Wandlung und das Einlesen der Messgrößen nehmen jedoch relativ viel Zeit in Anspruch. Die Hardware, die den Regelalgorithmus abarbeitet, muss also schnell genug für die eingestellte Diskretisierungszeit sein. Die Änderung des fixen Verhältnisses der Diskretisierungszeit zur Schaltperiodendauer stellt eine Umgehung des Problems dar. So könnte das Verhältnis $T_d = 2T_S$ bei einer Erhöhung der Schaltfrequenz auf $T_d = T_S$ geändert

werden. Dadurch würden die Anforderungen an die Hardware, die der Abarbeitung des Regelalgorithmus dient, wieder sinken.

Als Resultat obiger Einschränkungen kann die Schaltfrequenz meist nur in einem relativ kleinen Bereich verändert werden. Dies kann immerhin dazu verwendet werden, die Anregung etwaiger Resonanzen zu vermeiden. Der unangenehme tonale Charakter des magnetischen Geräusches wird dadurch aber nicht verändert, einzig die Tonhöhe kann variiert werden.

4.1.2 Schallisolierung

Die Schallisolierung stellt eine meist aufwändige und relativ unpraktische Möglichkeit der Geräuschreduktion dar. Bauliche Maßnahmen müssen, sofern überhaupt möglich, meist bereits im Voraus geplant werden. Einen dämpfenden Einfluss auf das magnetische Geräusch hat die Wasserkühlung von elektrischen Maschinen. Aber auch dabei gilt: Diese Maßnahme ist bereits bei der Konstruktion der Maschine vorzusehen und kann im Nachhinein nicht geändert werden. Für das zusätzliche Kühlmedium werden Rohrleitungen benötigt, daher kann eine Wasserkühlung durchaus unerwünscht sein. Darüber hinaus steigen dadurch die Kosten im Allgemeinen an.

4.1.3 Filterung

Da das magnetische Geräusch durch Oberschwingungen in Spannung und Strom hervorgerufen wird, wäre es denkbar, diese Anteile einfach herauszufiltern. Dies bedeutet aber zusätzlichen Hardwareaufwand und damit zusätzliche Kosten, gleichzeitig steigen auch die Verluste an. Ebenfalls negativ sind die Auswirkungen auf die Dynamik des Systems: Ein schneller Anstieg des Moments wird begrenzt.

4.2 Zufallsbasierte PWM-Verfahren

Die im vorhergehenden Abschnitt beschriebenen Möglichkeiten zur Geräuschreduktion haben alle große Nachteile und sind daher aus praktischer Sicht nicht oder nur sehr schwer zu realisieren. In diesem Abschnitt werden zufallsbasierte Verfahren zur Pulsweitenmodulation (PWM) vorgestellt, die deutlich einfacher umsetzbar sind. Die von der in Kapitel 3.1.2 vorgestellten Raumzeigermodulation berechneten Tastverhältnisse dienen als Ausgangspunkt für alle Zufalls-PWM-Verfahren. Aus diesem Grund wurde die Raumzeigermodulation ausführlich erklärt. Davon ausgehend können

- Pulsposition
- Pulsbreite (Tastverhältnisse)
- Schaltfrequenz

zufällig verändert werden. Das Ziel aller zufallsbasierten Verfahren liegt darin, durch die zufällige Variation einer oder mehrerer Variablen (Pulsposition, Pulsbreite, Schaltfrequenz) die Schaltzeitpunkte der einzelnen Halbbrücken zufällig zu verändern. Dadurch soll erreicht werden, dass das magnetische Geräusch nicht mehr deutlich ausgeprägte Frequenzanteile besitzt, sondern rauschähnlicher wird. Denkbar sind auch Kombinationen dieser drei Möglichkeiten, bei denen zum Beispiel Pulsposition und -breite variiert werden. In den folgenden Abschnitten werden unterschiedliche zufallsbasierte PWM-Verfahren vorgestellt, die allesamt wissenschaftlichen Publikationen entnommen sind. Die Zufälligkeit wird bei allen Verfahren, bis auf jenes der zufälligen Schaltfrequenz, über denselben Ansatz generiert: die Ausnutzung der Freiheit bei der Wahl des Nullzustandes. Die Zufalls-Verfahren werden allgemein im Folgenden mit dem Ausdruck *RPWM* für *Random PWM* abgekürzt. Zur Erklärung der RPWM-Varianten werden dieselben Tastverhältnisse wie bei der Raumzeigermodulation verwendet:

$$\begin{aligned}d_a &= 0.3 \\d_b &= 0.5 \\d_c &= 0.7\end{aligned}$$

4.2.1 Lead/Lag-Center (LLC)

Bei dem ersten vorgestellten Zufalls-PWM-Verfahren handelt es sich um die *Lead/Lag-Center Modulation* [16, 11]. Die Idee dahinter ist schnell erklärt: Es werden die von der Raumzeigermodulation berechneten Tastverhältnisse verwendet, die Pulse aber zum Teil anders angeordnet. Immer zu Beginn der Schaltperiode wird eine Zufallsentscheidung getroffen, ob die Pulse für diese Schaltperiode in der Lead/Lag- oder in der Center-Stellung positioniert werden sollen. Die Center-Stellung entspricht dabei der Positionierung der Pulse bei der Raumzeigermodulation (Abbildung 3.5). Bei der Lead/Lag-Stellung werden die einzelnen Pulse quasi invertiert: Zu Beginn der Schaltperiode sind alle Halbbrücken eingeschaltet, werden bis zur Schaltperiodenmitte nacheinander aus-, und ab der Schaltperiodenmitte wieder eingeschaltet. Dieses Pulsmuster ist in Abbildung 4.1 dargestellt. Bei beiden Positionierungsmöglichkeiten bleibt die Symmetrie um die Schaltperiodenmitte erhalten. Wichtig dabei ist, dass bei der Lead/Lag-Stellung neue Schaltzeitpunkte verwendet werden müssen. Es wird im Allgemeinen also nicht einfach die Schaltrichtung (anstatt ein- wird ausgeschaltet und umgekehrt) umgedreht und die Schaltzeitpunkte beibehalten, da sich dadurch die Tastverhältnisse ändern würden.

Bei diesem Verfahren wird also zufällig entschieden, welcher der beiden Nullzeiger $\vec{U}_{S,0}$ und $\vec{U}_{S,7}$ zu Beginn und am Ende, und welcher in der Mitte der Schaltperiode ausgegeben wird. Die symmetrische Aufteilung des gesamten Nullzustandes auf die beiden Nullzeiger bleibt unverändert. Die zeitliche Abfolge von aktiven und Nullzeigern wird nur geringfügig verändert, indem die beiden aktiven Zeiger in umgekehrter Reihenfolge ausgegeben werden.

Da der Zufall bei der Lead/Lag-Center-Modulation relativ begrenzt ist (es wird nur zwischen zwei diskreten Möglichkeiten der Pulspositionierung umgeschaltet), ist zu erwarten, dass die Auswirkungen auf das magnetische Geräusch gering sein werden. Dar-

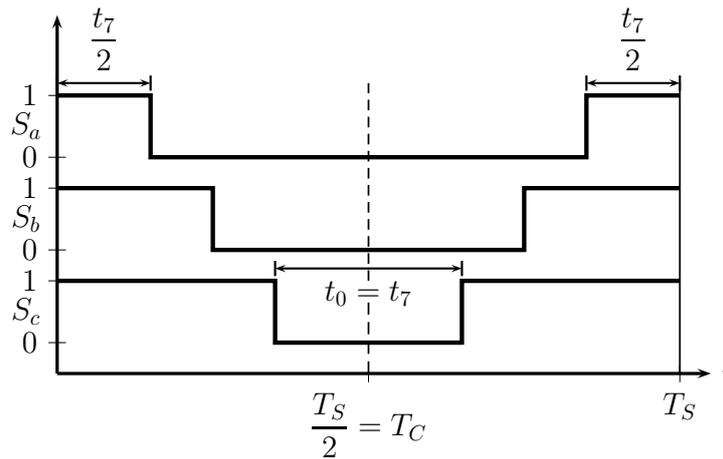


Abbildung 4.1: Lead/Lag-Stellung, LLC-PWM

über hinaus ist klar ersichtlich, dass die Schaltverluste im Vergleich zur Raumzeigermodulation steigen werden. Folgt etwa auf eine Lead/Lag- eine Center-Stellung, so müssen alle Halbbrücken am Beginn der Schaltperiode ausgeschaltet werden. Umgekehrt verhält es sich, wenn eine Center- von einer Lead/Lag-Stellung gefolgt wird. Im schlimmsten Fall (beide Stellungen wechseln sich ab) müssen somit am Beginn jeder Schaltperiode alle sechs Halbleiterschalter umgeschaltet werden.

4.2.2 Lead-Lag (LL)

Die Lead-Lag-Modulation [13, 2] ähnelt dem im vorhergehenden Abschnitt präsentierten Lead/Lag-Center-Verfahren. Wieder können die Pulse in zwei unterschiedlichen Stellungen, *Lead* und *Lag*, angeordnet werden, wieder gelten beide Stellungen für eine gesamte Schaltperiode. Es wird zu Beginn der Schaltperiode entschieden, welche der beiden Varianten aktuell ausgegeben werden soll. Im Lead-Modus, siehe Abbildung 4.2, werden die Pulse linksbündig am Beginn der Schaltperiode ausgerichtet. Im Vergleich dazu werden die Pulse im Lag-Modus, wie in Abbildung 4.3 ersichtlich, rechtsbündig am Ende der Schaltperiode angeordnet. Die Symmetrie der Pulse um die Schaltperiodenmitte geht bei beiden Positionierungsmöglichkeiten verloren. Die Tastverhältnisse selbst werden aber nicht verändert, daher bleibt auch die Aufteilung des gesamten Nullzustandes auf beide Nullzeiger gleich. Im Vergleich zur Raumzeigermodulation ändert sich die zeitliche Abfolge der Ausgabe von aktiven und Nullzeigern. Am Beginn und Ende der Schaltperiode werden jeweils Nullzeiger ausgegeben, in der Mitte die aktiven. Pro Schaltperiode gibt es je Halbbrücke einen Schaltvorgang. Folgen je zwei Lead- oder Lag-Stellungen aufeinander, so sind zu Beginn der Schaltperiode zusätzliche Schaltvorgänge nötig. Dies bedeutet, dass es im schlimmsten Fall (nur Lead- oder Lag-Stellungen) gleich viele Schaltvorgänge wie bei der Raumzeigermodulation gibt. Im besten Fall wechseln sich Lead- und Lag-Position ab, wodurch nur noch halb so viele Schaltvorgänge nötig werden. Im Allgemeinen werden die Schaltverluste unter denen der Raumzeigermodulation liegen.

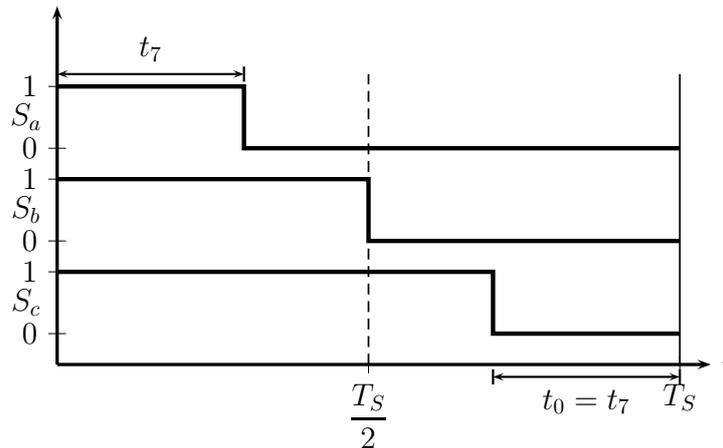


Abbildung 4.2: Lead-Stellung, LL-PWM

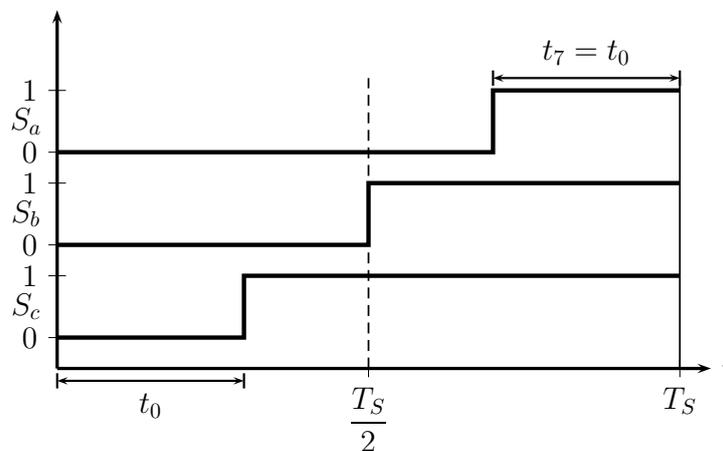


Abbildung 4.3: Lag-Stellung, LL-PWM

4.2.3 Random Displacement of the Pulse Center (RCD)

Diese in [2] beschriebene RPWM-Variante ist etwas ausgeklügelter als die bisher beschriebenen Verfahren. Abbildung 4.4 zeigt die Vorgehensweise. Ausgehend von der Pulspositionierung der Raumzeigermodulation werden die Pulse um einen zufälligen Wert aus der Schaltperiodenmitte verschoben. Die Verschiebung ist dabei für alle Pulse gleich, diese bleiben daher symmetrisch um das neue Pulszentrum T_C . Die Tastverhältnisse ändern sich gegenüber der Raumzeigermodulation wiederum nicht, somit bleibt auch die Aufteilung des gesamten Nullzustandes auf die einzelnen Nullzeiger gleich. Einzig die Verteilung der Zeiten $t_{0,1}$ und $t_{0,2}$, in denen der Nullzeiger $\vec{U}_{S,0}$ ausgegeben wird, ändert sich. Die maximal mögliche Verschiebung der Pulse aus der Schaltperiodenmitte wird vom maximalen Tastverhältnis beschränkt. Dies liegt daran, dass die Pulse nicht über die Grenzen der Schaltperiode hinaus verschoben werden können. Da der Puls, der vom

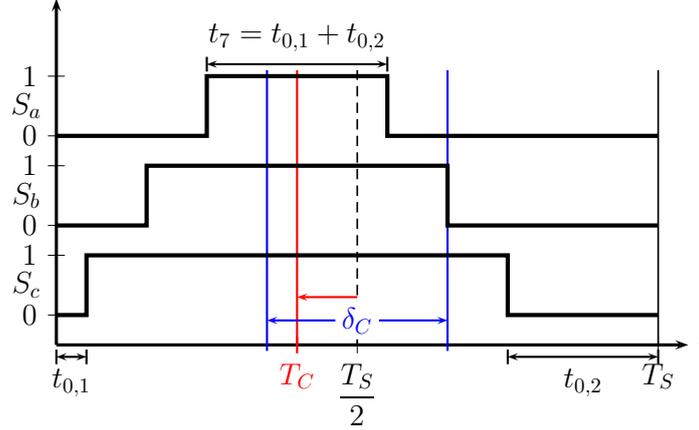


Abbildung 4.4: Pulspositionierung RCD-PWM

maximalen Tastverhältnis erzeugt wird, als erster an diese Grenzen stößt, gibt er folglich die mögliche Verschiebung $|\delta_{C,max}|$ vor:

$$|\delta_{C,max}| = \frac{1 - d_{max}}{2} \cdot T_S \quad (4.1)$$

Wurden die Tastverhältnisse durch die Raumzeigermodulation berechnet, so ist auch Gleichung (4.2) gültig:

$$|\delta_{C,max}| = \frac{d_{min}}{2} \cdot T_S \quad (4.2)$$

Der in Gleichung (4.1) bestimmte Ausdruck beschreibt die Zeitdauer, in der die Halbbrücke mit dem maximalen Tastverhältnis in einer Schaltperiodenhälfte ausgeschaltet ist.

Die zeitliche Anordnung der einzelnen Ausgangsspannungsraumzeiger entspricht derjenigen der Raumzeigermodulation. Ebenso bewegen sich die Schaltverluste auf demselben Niveau.

4.2.4 Random Distribution of the Zero Voltage Vector (RZD)

Die RZD-PWM wird ebenfalls in [2] vorgestellt. Im Gegensatz zum RCD-Verfahren bleiben die Pulse dabei zentriert um die Schaltperiodenmitte ausgerichtet. Dafür wird die gleichmäßige Aufteilung des Nullzustandes auf beide Nullzeiger aufgegeben und eine zufällige eingeführt. Abbildung 4.5 verdeutlicht diesen Ansatz. Strichliert sind die Pulse der Raumzeigermodulation eingezeichnet, durchgehend jene des RZD-Verfahrens. In diesem Beispiel wurde eine Verteilung des Nullzustandes zugunsten des Nullzeigers $\vec{U}_{S,0}$ gewählt. t_0 ist nun bedeutend größer als t_7 . Die Summe aus beiden Zeiten, t_N , muss jedoch konstant bleiben, da ansonsten im Mittel nicht mehr der Sollraumzeiger ausgegeben würde. Aus der veränderten Aufteilung des Nullzustandes folgt eine Änderung der

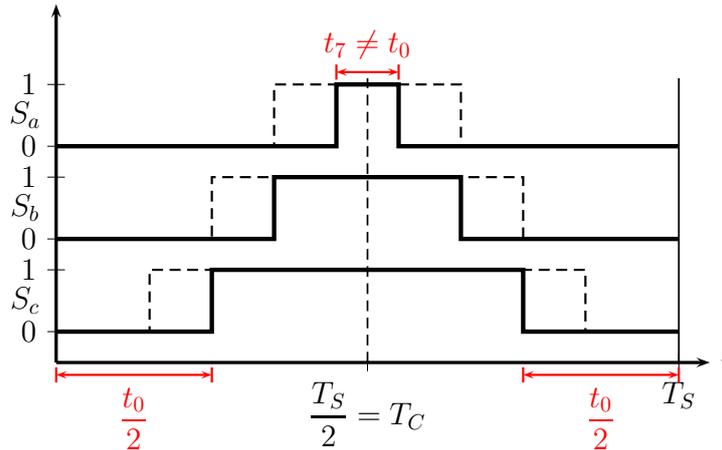


Abbildung 4.5: Pulspositionierung RZD-PWM

Tastverhältnisse. Bei der RZD-Modulation entsprechen die Tastverhältnisse also nicht mehr jenen der Raumzeigermodulation².

Die Verteilung des Nullzustandes kann über die Tastverhältnisse leicht beeinflusst werden. Wird zu allen Tastverhältnissen ein Wert addiert, so wird die Zeit, in der alle Halbbrücken eingeschaltet sind, verlängert. Der Nullzeiger $\vec{U}_{S,7}$ wird somit stärker gewichtet. Wird von allen Tastverhältnissen ein Wert abgezogen, so ist der Nullzeiger $\vec{U}_{S,0}$ länger aktiv. Im Extremfall kann einer der beiden Nullzeiger die gesamte Zeit des Nullzustandes aktiv sein, während der andere nicht verwendet wird. Diese Extremfälle werden durch eine Addition des minimalen Tastverhältnisses zu beziehungsweise durch eine Subtraktion des Minimums von den Tastverhältnissen erzeugt. Das Inkrement für alle Tastverhältnisse kann also zufällig aus dem Intervall $[-d_{min}, d_{min}]$ gewählt werden.

Die Schaltverluste ändern sich gegenüber der Raumzeigermodulation nicht.

4.2.5 Kombination von RCD und RZD

Eine Kombination von RCD und RZD ist ohne zusätzlichen Aufwand einfach möglich. Ausgehend von den Tastverhältnissen der Raumzeigermodulation wird zuerst der Nullzustand neu verteilt (RZD) und anschließend eine Mittenverschiebung (RCD) durchgeführt. In Abbildung 4.6 ist die Vorgehensweise dargestellt. Wie im vorhergehenden Abschnitt erwähnt, wird bei der RZD-PWM der Nullzustand zugunsten eines Nullzeigers neu verteilt. Daraus ergeben sich auch Konsequenzen für die RCD-Modulation. Wird der Nullzeiger $\vec{U}_{S,0}$ stärker gewichtet, so werden die Pulse insgesamt schmaler und die Tastverhältnisse verringert. Dadurch wird gleichzeitig der Bereich, in dem die Pulse durch die RCD-Modulation verschoben werden können, größer. Sinkt also das maximale Tastverhältnis d_{max} , so steigt die maximal mögliche Verschiebung $|\delta_{C,max}|$. Wenn durch die RZD-Modulation hingegen der Nullzeiger $\vec{U}_{S,7}$ stärker gewichtet wird, die Pulse daher

²Die RZD-PWM ist das einzige in dieser Arbeit behandelte Verfahren, bei dem die Tastverhältnisse (bezogen auf die Schaltperiode) verändert werden

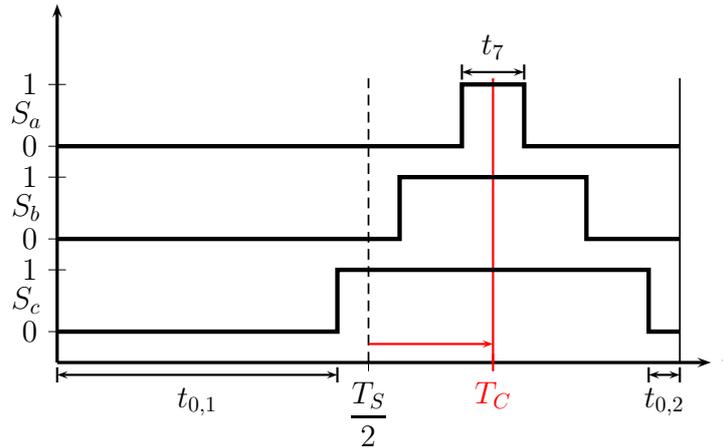


Abbildung 4.6: Pulspositionierung RCD-RZD-PWM

allesamt breiter werden, so wird der für die Mittenverschiebung zur Verfügung stehende Platz reduziert. Durch die zufällige Verteilung des Nullzeigers kann die zufällige Mittenverschiebung also *begünstigt* oder *eingeschränkt* werden. Die Verschiebung δ_C kann nun nicht mehr wie in Gleichung (4.2) auch über das minimale Tastverhältnis berechnet werden, da durch die RZD-Modulation der Zusammenhang zwischen maximalem und minimalem Tastverhältnis (Gleichung (3.17)) verloren geht.

Wieder bleiben die Schaltverluste gegenüber der Raumveigermodulation unverändert. Ebenso bleibt die chronologische Abfolge der aktiven und der Nullzeiger im Allgemeinen erhalten.

4.2.6 Random Pulse Position (RPP)

Das in [13] unter dem Namen *Random Position Space Vector PWM* vorgestellte RPWM-Verfahren kann als eine Verallgemeinerung der RCD-Modulation interpretiert werden. Im Gegensatz zum RCD-Verfahren werden nun nicht mehr alle Pulse gemeinsam aus der Mitte zu einem neuen Pulszentrum T_C verschoben, viel mehr werden die Pulse einzeln innerhalb eines erlaubten Bereiches zufällig angeordnet. Zur Verdeutlichung dient Abbildung 4.7. Die Tastverhältnisse werden ohne Änderung von der Raumveigermodulation übernommen, die Pulse aber einzeln nacheinander innerhalb der Schaltperiode angeordnet. Begonnen wird dabei mit dem Puls, der vom maximalen Tastverhältnis erzeugt wird. Dieser wird zufällig an irgendeiner Position platziert. Die blauen Pfeile in Abbildung 4.7 symbolisieren diesen Vorgang. Im nächsten Schritt wird der vom mittleren Tastverhältnis erzeugte Puls platziert, welcher nun nicht mehr innerhalb der gesamten Schaltperiode positioniert werden kann, sondern innerhalb der rot strichlierten Grenzen des bereits platzierten Pulses bleiben muss. Andernfalls würden falsche Spannungsraumveiger ausgegeben werden. Abschließend wird der Puls des minimalen Tastverhältnisses angeordnet, für den die Grenzen vom Puls des mittleren Tastverhältnisses vorgegeben werden.

Da sich an der Anzahl der Schaltvorgänge gegenüber der Raumzeigermodulation nichts ändert, bleiben auch die Schaltverluste konstant. Die zeitliche Aufteilung des Nullzustandes auf die beiden Nullzeiger bleibt ebenfalls erhalten, da die Tastverhältnisse nicht verändert werden. Es ändert sich die Verteilung der Ausgabe der aktiven Zeiger und des Nullzeigers $\vec{U}_{S,0}$.

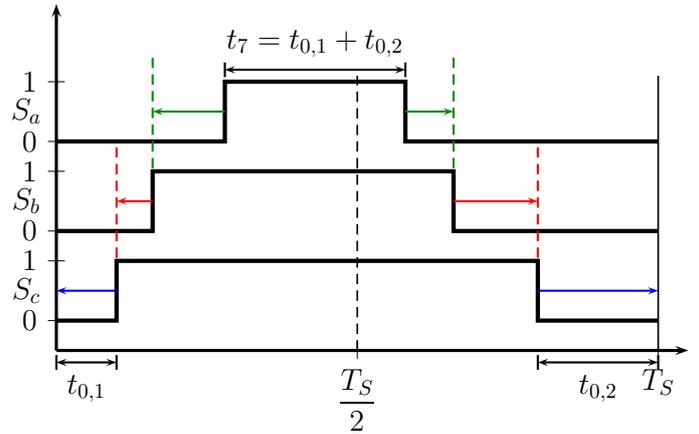


Abbildung 4.7: Pulspositionierung RPP-PWM

4.2.7 Random Switching Frequency (RSF)

Die zufällige Variation der Schaltfrequenz, wie sie etwa in [20], [2], [1] oder [3] beschrieben wird, stellt eine auf den ersten Blick einfache Möglichkeit dar, das magnetische Geräusch zu verändern. Dabei wird die Schaltfrequenz von einem Intervall zum nächsten innerhalb eines gewissen Frequenzbereiches zufällig gewählt, wie in Abbildung 4.8 demonstriert. Als Modulationsverfahren wird meist die Raumzeigermodulation verwen-

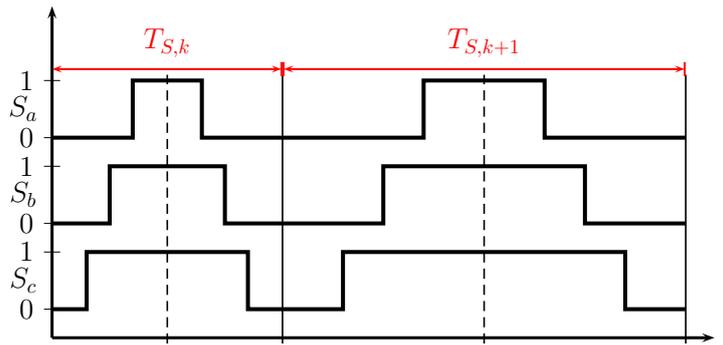


Abbildung 4.8: Pulspositionierung RSF-PWM

det, denkbar sind aber auch Kombinationen mit anderen RPWM-Verfahren. Im Folgenden wird die Raumzeigermodulation mit Verwendung einer zufälligen Schaltfrequenz als *RSF-Modulation* bezeichnet.

Die Auswirkungen einer zufälligen Schaltfrequenz sind aber nicht zu unterschätzen. Da die PWM-Frequenz sinnvollerweise an die Regelungsfrequenz gekoppelt ist, würde es dadurch, sofern von der Hardware überhaupt erlaubt, zu einer zufälligen Diskretisierungszeit kommen. Dies wirft einige Probleme für das ganze Modell der feldorientierten Regelung (Regler, Beobachter) auf, das im zeitdiskreten Fall für eine bestimmte Abtastzeit entworfen wird.

Durch die Entkopplung von Regelung und Pulsweitenmodulation kann dieses Problem umgangen werden. Gleichzeitig entstehen dadurch aber neue Probleme, die die Synchronisierung von Regelung und PWM betreffen. So kann es passieren, dass bei einer im Vergleich zur Diskretisierungszeit großen Schaltperiodendauer von der Regelung berechnete Sollraumzeiger nicht ausgegeben werden können und dadurch „verloren gehen“. Auch der andere Fall ist denkbar: Was soll geschehen, wenn die Schaltperiodendauer kleiner als die Diskretisierungszeit ist? Auch wenn noch kein neu berechneter Spannungsraumzeiger vorliegt, muss etwas ausgegeben werden.

Variable-Delay Randomization of Switching Periods (VDRPWM)

Um dem Problem der Synchronisation von Regelung und Pulsweitenmodulation beizukommen, wird in [21] ein Algorithmus zur Bestimmung der zufälligen Schaltfrequenzen eingeführt. Die Diskretisierungszeit des Regelalgorithmus bleibt konstant, die Schaltperiodendauer wird jeweils so gewählt, dass kein Abtastschritt „versäumt“ wird. Die Verzögerung der Schaltperiode zur Abtastperiode wird zwar in jedem Schritt zufällig gewählt, durch geeignete Begrenzung aber dafür gesorgt, dass die Synchronität erhalten bleibt. Als Resultat ergeben sich gleich viele Abtast- wie Schaltperioden. Für die Schaltperiodendauer gilt:

$$T_{S,min} \leq T_S \leq 2 \cdot T_d \quad (4.3)$$

$T_{S,min}$ stellt dabei eine untere Schranke für die Schaltperiodendauer (maximale Schaltfrequenz) dar, die vorgegeben werden muss.

Obwohl die Realisierung dieses Verfahrens nicht besonders aufwändig ist, wird an dieser Stelle nicht näher darauf eingegangen. Der Grund dafür liegt an der Funktionsweise des zur Erprobung der RPWM-Verfahren verwendeten dSPACE-Systems, das eine strenge Kopplung von Regelung an PWM ermöglicht. Dadurch treten die Probleme mit einer variablen Abtastzeit nicht auf.

4.2.8 Kombination von RSF mit RCD oder RZD

Modulationsarten wie RCD oder RZD können einfach mit zufälliger Schaltfrequenz betrieben werden. An den RPWM-Verfahren ändert sich dabei nichts. Laut [1] verbessert sich dadurch aber das magnetische Geräusch gegenüber der Verwendung von einzelnen RPWM-Verfahren. Aus diesem Grund werden die Kombinationen von RSF mit RCD

und RSF mit RZD ebenfalls untersucht. Zusätzlich wird erhofft, dass durch diese Kombinationen das Intervall, aus dem die Schaltfrequenz zufällig gewählt wird, gegenüber der alleinigen Verwendung der RSF-Variante bei gleichbleibenden akustischen Eigenschaften verkleinert werden kann.

4.2.9 Auswirkungen der RPWM

Die erhoffte positive Auswirkung bei der Verwendung von Zufalls-PWM-Verfahren ist die Reduktion tonaler Komponenten im magnetischen Geräusch durch zufällige Schaltzeitpunkte. Gleichzeitig müssen aber auch die negativen Auswirkungen im Vergleich zur Raumzeigermodulation betrachtet werden: Die Schaltverluste können steigen, auch sind zusätzliche Berechnungen erforderlich. Das wahrscheinlich größte Problem aber ist die Strom- und damit die Momentenwelligkeit. Bei der Raumzeigermodulation ist durch die gleichmäßige Aufteilung des Nullzustandes auf beide Nullzeiger und die Symmetrie der Pulse um die Schaltperiodenmitte die Stromwelligkeit minimal [9]. Im besten Fall bleibt die Momentenwelligkeit auf dem gleichen Niveau. Es ist aber zu erwarten, dass sie zunimmt, teilweise sogar deutlich. Dieser Nachteil wird in [2] beschrieben. Es gilt daher, einen guten Kompromiss zwischen magnetischem Geräusch und Momentenwelligkeit zu finden.

Bis auf das RSF-Verfahren „erzeugen“ alle RPWM-Varianten die Zufälligkeit durch irgendeine Veränderung des Nullzustandes, sei es durch Neuaufteilung (RZD) oder andere Anordnung (LLC,LL,RCD,RPP). Mit steigender Länge des Sollspannungsraumzeigers nimmt der Nullzustand jedoch ab. Das bedeutet, dass gleichzeitig auch der Zufall in den RPWM-Varianten „reduziert“ wird. Daher ist anzunehmen, dass bei steigender Spannung das magnetische Geräusch bei den RPWM-Verfahren, bis auf RSF, dem der Raumzeigermodulation wieder ähnlicher wird.

5 Implementierung der RPWM-Verfahren

In diesem Kapitel wird auf die Implementierung der Zufalls-Modulations-Verfahren eingegangen. Am Prüfstand kommt die speziell auf den Betrieb von Drehstrommaschinen zugeschnittene dSPACE AC Motor Control Solution (ACMC) zum Einsatz. Dieses Echtzeitsystem erlaubt eine komfortable Realisierung des Regelalgorithmus als MATLAB/Simulink-Modell. Dadurch ist es auch einfach möglich, dieselben Modelle der RPWM-Verfahren vor dem Versuch am realen Objekt anhand einer Simulation auf korrekte Funktion zu überprüfen. Durch die Verwendung des dSPACE-Systems ergeben sich jedoch auch einige Einschränkungen, die zur Folge haben, dass nicht alle RPWM-Verfahren exakt jene Pulsmuster erzeugen, die in Kapitel 4 beschrieben wurden.

5.1 Das dSPACE-System

Das gesamte System besteht aus mehreren Hard- und Softwarekomponenten. Ein schematischer Überblick über die Hardware, wie sie am Prüfstand verwendet wird, ist in Abbildung 5.1 dargestellt. Die einzelnen Hardwarekomponenten sind:

- PX10 - Erweiterungsbox
- DS1005 - Prozessorboard
- 2 DS5202 - FPGA-Boards
- DS3002 - Inkrementalgeber-Board

Auf dem DS1005 Prozessorboard wird der Regelalgorithmus ausgeführt, die DS5202 FPGA-Boards in ACMC-Softwarekonfiguration dienen unter anderem der Signalverarbeitung und Ausgabe der PWM-Signale. Mit jedem DS5202-Board könnten theoretisch zwei Maschinen betrieben werden, insgesamt also vier. Das DS3002-Inkrementalgeber-Board ist für die Auswertung der Signale der drei Inkrementalgeber zuständig. Die vier Karten stecken in einer PX10-Erweiterungsbox, welche mittels Adapter mit einem PC verbunden ist. Auf diesem Computer muss die nötige Software installiert sein. Diese besteht aus der dSPACE-Software selbst, einer dazu passenden MATLAB/Simulink-Konfiguration mit Real-Time Workshop und dem ACMC-Blockset, das die ACMC-spezifischen Simulink-Blöcke enthält. Diese Bibliothek stellt beispielsweise Analog/Digital-Wandler-Blöcke zur Verfügung, mit denen auf gemessene Werte zugegriffen werden

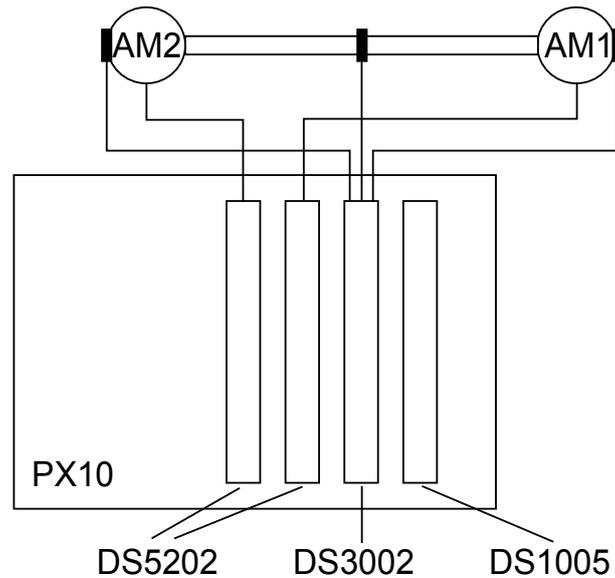


Abbildung 5.1: Hardwareaufbau des dSPACE-Systems

kann. Die Ausgabe der PWM-Signale erfolgt über einen Block, dem nur die PWM-Frequenz und die drei Tastverhältnisse übergeben werden müssen. Über Interrupt-Blöcke kann festgelegt werden, wann der Regelalgorithmus jeweils ausgeführt wird. Die Interrupts werden in Abhängigkeit der PWM generiert. Dabei kann eingestellt werden, ob Interrupts jeweils zu Beginn der Schaltperiode („Pause-Mid“), in der Mitte der Schaltperiode („Pulse Mid“) oder zu beiden Zeitpunkten generiert werden sollen. Dadurch wird garantiert, dass die Regelung auch bei einer Variation der Schaltfrequenz synchron zur Pulsweitenmodulation bleibt. Das verwendete System ermöglicht es somit, den Regelalgorithmus zwei Mal pro Schaltperiode auszuführen. Die exakte Symmetrie der Pulse um die Schaltperiodenmitte geht verständlicherweise verloren, da sich die berechneten Tastverhältnisse im Allgemeinen von einem Abtastschritt zum nächsten verändern. Der dSPACE APMC-User Guide [10] enthält die vollständige Liste der Simulink-Blöcke, deren Verwendung und Funktionsweise, sowie eine generelle Beschreibung des Gesamtsystems.

Zur Erprobung der RPWM-Verfahren wird ein bereits bestehendes Modell zur Steuerung zweier Asynchronmaschinen verwendet, das um die Zufalls-Modulations-Verfahren erweitert wird. Bei diesem Modell werden Pulse- und Pause-Mid-Interrupts getriggert, es gilt also $T_d = \frac{T_s}{2}$. Für den Großteil der RPWM-Verfahren ist es nötig zu wissen, in welchem Interrupt man sich aktuell befindet. Das dSPACE-System selbst liefert darüber jedoch keine Information. Aus diesem Grund wird von einem Digitalausgang das PWM-Clock-Signal ausgegeben, das mit einem Digitaleingang eingelesen wird. Anhand dieses Signals kann nun zwischen Pulse- und Pause-Mid unterschieden werden. Es muss jedoch beachtet werden, dass es aufgrund dieser Anordnung zu einer zeitlichen Verzögerung kommt. In Abbildung 5.2 sind ein PWM-Signal und die zur Unterscheidung von Puls- und Pause-Mid nötigen Signale abgebildet. *PUM* bedeutet Pulse-, *PAM* Pause-Mid.

Wird am Digitaleingang eine 0 eingelesen, so entspricht dies einem Pulse-Mid-Interrupt, eine 1 hingegen bedeutet Pause-Mid.

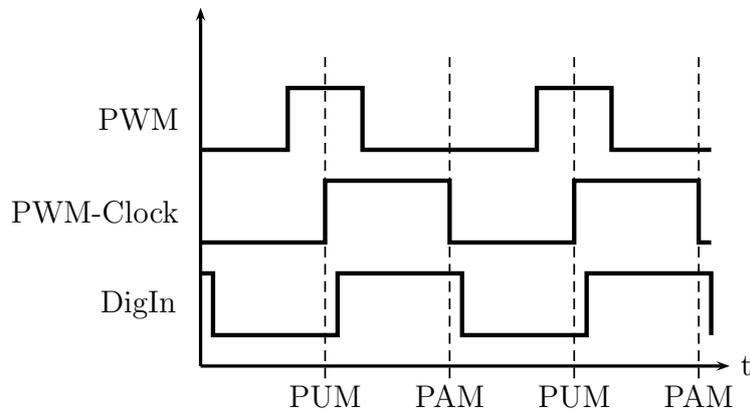


Abbildung 5.2: Unterscheidung Pulse-, Pause-Mid

Für die Ausgabe der PWM-Signale an die Leistungshalbleiter stehen, wie bereits erwähnt, eigene Blöcke in der ACMC-Bibliothek zur Verfügung. Der einfache *Sine Commutation Master*-Block, der zur Ausgabe der Tastverhältnisse der Raumzeigermodulation verwendet wird, reicht aus, um auch die meisten RPWM-Verfahren zu bedienen. Nur die Lead/Lag-Center- und Lead-Lag-Modulation erfordern den umfangreicheren *Generic Commutation*-Block. Dieser Block ermöglicht es, bestimmte Einstellungen, die beim Sine Commutation Master-Block im Vorhinein zu treffen sind, zur Laufzeit dynamisch zu ändern.

5.2 Lead/Lag-Center

Die Verwendung des Generic Commutation-Blockes ermöglicht eine sehr einfache Implementierung der Lead/Lag-Center Modulation. Dieser Block hat zusätzlich zu den Eingängen für Tastverhältnisse und Schaltfrequenz auch Eingänge zur Vorgabe von High- und Lowside-Modulation. Es können alle sechs Schalter des Wechselrichters einzeln angesteuert werden. Dafür werden zwei Vektoren mit je drei Elementen benötigt, die das Schaltverhalten der High- und Lowside-Schalter der drei Halbbrücken bestimmen (zwei Vektoren der Länge drei für sechs Schalter). Für jedes Element eines solchen Vektors gibt es im Prinzip acht Möglichkeiten, die in Tabelle 5.1 [10] aufgeführt sind. Praktisch bleiben von diesen acht Möglichkeiten für jedes Element des Vektors jedoch nur zwei übrig. Die Ausgabe von konstant 0 oder 1 ist in diesem Zusammenhang sinnlos, auch eine Vertauschung der Ansteuersignale der einzelnen Halbbrücken ist nicht zielführend. Das erste Element eines Vektors wird also immer entweder 1 oder 4 sein. Werden High- (\mathbf{h}) und Lowside-Modulations-Vektor (\mathbf{l}) wie in Gleichung (5.1) gewählt, so ergibt sich

0	Es wird konstant 0 ausgegeben
1	Pulsanordnung entspricht Raumzeigermodulation, d_a
2	Pulsanordnung entspricht Raumzeigermodulation, d_b
3	Pulsanordnung entspricht Raumzeigermodulation, d_c
4	Pulsanordnung entspricht Inversem der Raumzeigermodulation, d_a
5	Pulsanordnung entspricht Inversem der Raumzeigermodulation, d_b
6	Pulsanordnung entspricht Inversem der Raumzeigermodulation, d_c
7	Es wird konstant 1 ausgegeben

Tabelle 5.1: Möglichkeiten für Elemente der Modulationsvektoren

das Pulsmuster der Raumzeigermodulation aus Abbildung 3.5.

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ 3 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{l} = \begin{bmatrix} 4 \\ 5 \\ 6 \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

Im Gegensatz dazu folgt aus den Vektoren

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} 4 \\ 5 \\ 6 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{l} = \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ 3 \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

ein Pulsmuster, das von der Anordnung der Pulse dem der Lead/Lag-Positionierung aus Abbildung 4.1 entspricht. Es ist jedoch zu beachten, dass durch eine Vertauschung der beiden Vektoren nur die Schaltrichtung umgedreht wird, was eine Änderung der Tastverhältnisse zur Folge hätte. Um diesen Umstand zu vermeiden, müssen bei der Anordnung der Pulse in Lead/Lag-Stellung die veränderten Lead/Lag-Tastverhältnisse

$$\mathbf{d}_{LL} = \mathbf{1} - \mathbf{d}_{RZ} \quad (5.3)$$

verwendet werden. Der Vektor \mathbf{d}_{RZ} enthält die drei von der Raumzeigermodulation generierten Tastverhältnisse. Abbildung 5.3 veranschaulicht diesen Sachverhalt für ein Tastverhältnis von $d = 0.8$. Unter dem Pulsmuster der Raumzeigermodulation ist die Lead/Lag-Stellung abgebildet, in der Mitte ohne (rot) und darunter mit Berücksichtigung der Änderung der Tastverhältnisse (grün).

Zusammenfassend lässt sich die Implementierung der Lead/Lag-Center-PWM wie folgt beschreiben: Anhand des Vergleichs einer Zufallszahl mit einer Konstanten wird zwischen zwei Konfigurationen umgeschaltet. Die erste besteht aus den unveränderten Tastverhältnissen der Raumzeigermodulation und den beiden Modulationsvektoren aus Gleichung (5.1). Daraus ergibt sich die Center-Positionierung der Pulse. Die zweite Konfiguration setzt sich aus den veränderten Tastverhältnissen aus Gleichung (5.3) und den vertauschten Modulationsvektoren nach Gleichung (5.2) zusammen. Dies führt zur Lead/Lag-Positionierung der Pulse. Es wird nicht in jedem Abtastschritt eine neue

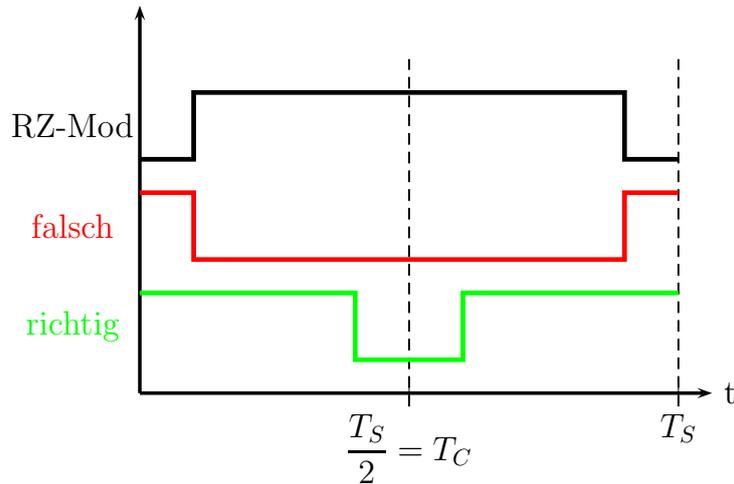


Abbildung 5.3: Falsche und richtige Lead/Lag-Stellung

Zufallszahl verwendet, sondern nur in jedem zweiten. Die Zufallsentscheidung wird immer nur zu Beginn der Schaltperiode getroffen (Pause-Mid), wohingegen im Pulse-Mid-Interrupt dieselbe Zufallszahl beibehalten wird. Dies stellt sicher, dass es zur Hälfte einer Schaltperiode zu keinem Wechsel des Pulspositionierungsschemas kommt.

5.3 Lead-Lag

Bei der Implementierung der in Abschnitt 4.2.2 vorgestellten Lead-Lag-Modulation für ein System mit $T_d = \frac{T_S}{2}$ taucht ein großes Problem auf, welches eine Abänderung des Verfahrens nach sich zieht: Wieder muss die Zufallsentscheidung am Beginn der Schaltperiode getroffen werden, gilt aber auch für den Pulse-Mid-Interrupt. Dadurch geht eine Hälfte der Schaltperiode quasi „verloren“. Sollen zum Beispiel die Pulse in der Lead-Position ausgegeben werden, und ein Tastverhältnis ist relativ klein, so wird der gesamte Puls, der diesem Tastverhältnis entspricht, in der ersten Hälfte der Schaltperiode ausgegeben. Ändern sich die Tastverhältnisse aufgrund eines dynamischen Vorgangs zum Pulse-Mid-Interrupt stark, so kann dieser neuen Situation nicht mehr Rechnung getragen werden. In solchen Fällen wäre es also nötig, in die Zukunft zu sehen. Da aufgrund der Lead-Lag-Modulation zum Teil in einer Schaltperiodenhälfte keine signifikante Stellgröße mehr ausgegeben werden darf, verfällt der Vorteil, der durch die im Vergleich zur Schaltfrequenz doppelte Regelfrequenz entsteht. Die asymmetrische Verteilung um die Schaltperiodenmitte würde daher eine gute Schätzung der Tastverhältnisse des nächsten Interrupts benötigen. Aufgrund von dynamischen Vorgängen, die jederzeit eintreten können, sind diese Tastverhältnisse aber schwer vorherzusagen. Aus diesem Grund wurde der Bezug auf die gesamte Schaltperiode aufgegeben und anstatt dessen ein Bezug auf eine halbe Schaltperiode eingeführt. Das bedeutet, dass die Pulse innerhalb einer *Schaltperiodenhälfte* in Lead- oder Lag-Stellung angeordnet werden. Daher unterschei-

det sich dieses Verfahren von der Lead/Lag-Center-Modulation nur mehr dadurch, dass die Zufallsentscheidung nicht für den nächsten Interrupt gespeichert werden muss. Die Implementierung entspricht also genau der des Lead/Lag-Center-Verfahrens, bis auf die Tatsache, dass in jedem Interrupt eine neue Zufallszahl generiert wird.

Im Gegensatz zu den Lead/Lag-Center- und Lead-Lag-Verfahren wird für alle nun folgenden RPWM-Varianten nicht mehr der Generic Commutation-, sondern der Sine Commutation Master-Block zur Generierung der PWM-Signale verwendet.

5.4 RCD

Auch bei dieser RPWM-Variante entsteht eine Einschränkung durch die zweimalige Ausführung des Regelalgorithmus pro Schaltperiode. Darüber hinaus müssen wegen des Sine Commutation Master-Blocks alle Pulse die Schaltperiodenmitte „berühren“, da sie von diesem automatisch zentriert angeordnet werden. Dies hat zur Folge, dass die maximal mögliche Verschiebung der Pulse aus der Schaltperiodenmitte im Allgemeinen nicht nur vom maximalen, wie in Abschnitt 4.2.3 beschrieben, sondern auch vom minimalen Tastverhältnis abhängt.

In Abbildung 5.4 ist ein allgemeines Pulsmuster dargestellt. Der Nullzustand ist dabei nicht gleichmäßig auf beide Nullzeiger verteilt. Die Pulse sind relativ schmal, was

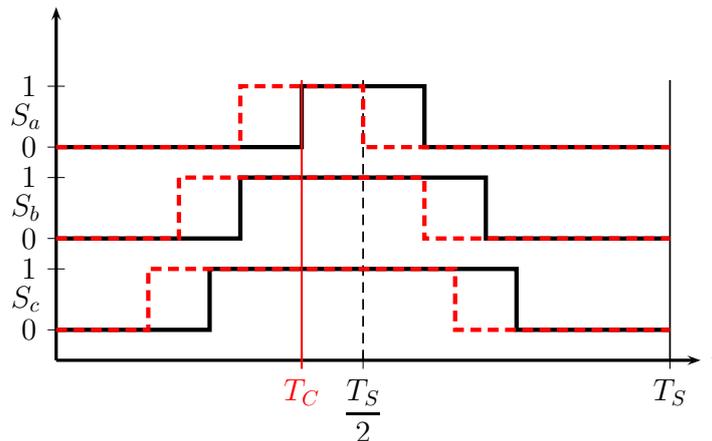


Abbildung 5.4: Einschränkung RCD durch dSPACE-System

theoretisch einen großen Bereich für die Mittenverschiebung eröffnen würde. Da aber die Pulse durch das dSPACE-System allesamt von der Schaltperiodenmitte ausgehend erzeugt werden, wird die Verschiebung durch den schmalsten Puls begrenzt. Diese maximal mögliche Verschiebung in eine Richtung ist in Abbildung 5.4 in rot strichliert eingezeichnet. Ohne diese Einschränkung wäre noch eine weitere Verschiebung nach links möglich, da der breiteste Puls noch nicht an die Grenze der Schaltperiode stößt. Obwohl diese Einschränkung nur für Tastverhältnisse gilt, die eine asymmetrische Aufteilung des Nullzustandss beinhalten (wo also $d_{min} \neq 1 - d_{max}$), wird sie bei der Implementierung generell berücksichtigt.

Wie kann nun aber überhaupt die Verschiebung der Pulse aus der Schaltperiodenmitte bewerkstelligt werden, wenn nur Tastverhältnisse an den Sine Commutation Master-Block übergeben und die Pulse automatisch zentriert angeordnet werden? Die Lösung besteht darin, zu allen Tastverhältnissen in der ersten Schaltperiodenhälfte, \mathbf{d}_1 , ein zufälliges „Verschiebungstastverhältnis“ d_v zu addieren und von den neuen Tastverhältnissen in der zweiten Schaltperiodenhälfte, \mathbf{d}_2 , zu subtrahieren:

$$\mathbf{d}_{\text{RCD1}} = \mathbf{d}_1 + d_v \quad (5.4)$$

$$\mathbf{d}_{\text{RCD2}} = \mathbf{d}_2 - d_v \quad (5.5)$$

Dadurch wird der Puls in einer Schaltperiodenhälfte breiter, in der anderen um denselben Wert schmaler. Um die Grenzen des zufälligen Verschiebungstastverhältnisses zu bestimmen ist eine Fallunterscheidung nötig:

- Fall 1: $1 - d_{max} < d_{min}$ (die Verschiebung wird von $1 - d_{max}$ bestimmt)

$$-(1 - d_{max}) \leq d_v \leq 1 - d_{max} \quad (5.6)$$

- Fall 2: $1 - d_{max} \geq d_{min}$ (die Verschiebung wird von d_{min} bestimmt)

$$-d_{min} \leq d_v \leq d_{min} \quad (5.7)$$

d_v lässt sich also leicht durch Multiplikation von $1 - d_{max}$ beziehungsweise d_{min} mit einer im Intervall $[-1, 1]$ gleichverteilten Zufallszahl erzeugen. Im Pause-Mid-Interrupt wird ein neues Verschiebungstastverhältnis bestimmt und die Tastverhältnisse nach Gleichung (5.4) berechnet. Dasselbe d_v wird im Pulse-Mid-Interrupt zur Festlegung der Tastverhältnisse für die zweite Schaltperiodenhälfte verwendet. Aus den Tastverhältnissen \mathbf{d}_{RCD1} und \mathbf{d}_{RCD2} werden durch den Sine Commutation Master-Block die Pulsmuster generiert.

In Gleichung (5.5) wird das Problem der zweimaligen Ausführung des Regelalgorithmus pro Schaltperiode wieder deutlich. Im Pulse-Mid-Interrupt muss das zuvor für die Tastverhältnisse \mathbf{d}_1 bestimmte Verschiebungstastverhältnis weiterverwendet werden. Gleichzeitig haben sich aber die Tastverhältnisse \mathbf{d}_2 gegenüber jenen vom Pause-Mid-Interrupt geändert. Um diesem Problem beizukommen, wird an die Berechnung der neuen Tastverhältnisse anschließend eine Korrektur durchgeführt. Die Vorgehensweise wird nun anhand eines allgemeinen Beispiels erklärt. Dabei wird nicht davon ausgegangen, dass die Tastverhältnisse direkt von der Raumzeigermodulation stammen. Der gesamte Nullzustand muss daher nicht zu gleichen Teilen auf die Schalterstellungen 000 und 111 verteilt sein.

In Abbildung 5.5 ist das Pulsmuster dargestellt, das am Beginn der Schaltperiode durch die RCD-Modulation errechnet wird. In diesem Beispiel wurde der Nullzustand 000 in der ersten Hälfte der Schaltperiode stärker gewichtet. Das Pulszentrum wurde für diese Schaltperiode zufällig nach rechts verschoben. Das Pulsmuster wird ausgegeben, die Situation beim nächsten Pulse-Mid-Interrupt kann in Abbildung 5.6 betrachtet werden. In dieser Hälfte ist der Nullzustand 111 sehr stark gewichtet, durch die zusätzliche

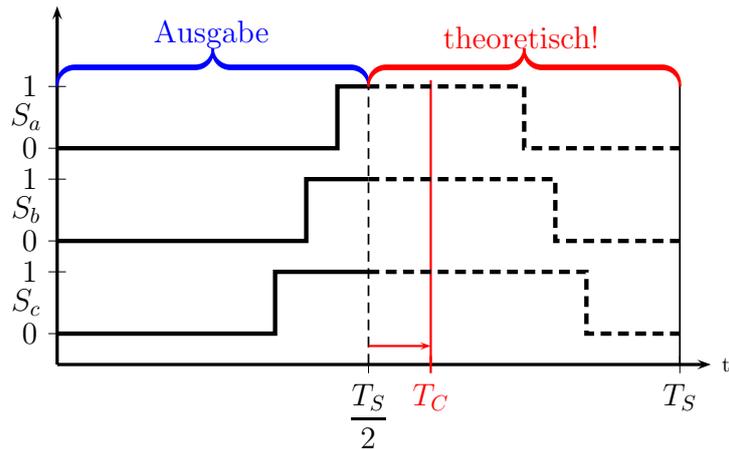


Abbildung 5.5: Erste Schaltperiodenhälfte RCD

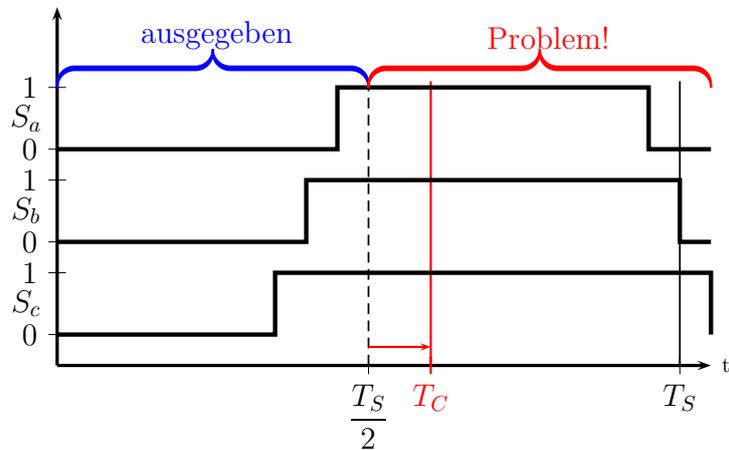


Abbildung 5.6: Zweite Schaltperiodenhälfte RCD

Addition des Verschiebungstastverhältnisses sind einzelne Tastverhältnisse größer Eins. Die Pulse müssten wie in Abbildung 5.6 über die Schaltperiode hinausragen. Ähnlich verhält es sich bei einer Verschiebung der Pulse nach links und einer starken Gewichtung des Nullzustandes 000.

Eine simple Beschränkung der Tastverhältnisse auf $[0, 1]$ löst das Problem nicht, da dadurch falsche Ausgangsraumzeiger entstehen können. Zur Vermeidung von Tastverhältnissen kleiner Eins oder größer Null könnte die vorgegebene Verschiebung von dem Modulationsverfahren, das die Tastverhältnisse berechnet, im Pulse-Mid-Interrupt berücksichtigt werden. Dies würde zusätzliche Änderungen an den anderen Modulationsverfahren nach sich ziehen. Eine andere Möglichkeit, auf die genauer eingegangen wird, stellt eine abschließende Korrektur der Tastverhältnisse dar. Dabei ist wieder eine Fallunterscheidung zu treffen:

- Fall 1: $d_{max} > 1$

$$\mathbf{d}_{neu} = \mathbf{d}_{alt} - (d_{max} - 1) \quad (5.8)$$

- Fall 2: $d_{min} < 0$

$$\mathbf{d}_{neu} = \mathbf{d}_{alt} - d_{min} \quad (5.9)$$

Würden die Pulse über die Grenzen der Schaltperiode treten, so sagen die Gleichungen (5.8) und (5.9) aus, dass alle Tastverhältnisse um diesen Überhang korrigiert werden. Da alle Tastverhältnisse um denselben Wert verändert werden, entspricht dies einer nachträglichen Korrektur der Nullzustandsverteilung.

5.5 RZD

Die RZD-Modulation hat aus implementierungstechnischer Sicht den großen Vorteil, dass auf überhaupt keine Einschränkungen, weder vom dSPACE-System, noch durch die zweimalige Ausführung des Regelalgorithmus pro Schaltperiode, Rücksicht genommen werden muss. Für die Implementierung des Verfahrens sind keine Anpassungen der Theorie aus Abschnitt 4.2.4 nötig. Die Änderung der Nullzustandsverteilung ist über die Tastverhältnisse sogar sehr einfach möglich. Um ausgehend von den Tastverhältnissen der Raumzeigermodulation den Nullzustand 000 (alle Halbbrücken ausgeschaltet, Nullzeiger $\vec{U}_{S,0}$) zu vergrößern, müssen lediglich alle Tastverhältnisse um denselben Wert verkleinert werden. Werden alle Tastverhältnisse vergrößert, die Pulse also breiter, so wird der Nullzustand 111 stärker gewichtet. Die maximal mögliche Vergrößerung beziehungsweise Verkleinerung entspricht genau der Hälfte des gesamten Nullzustandes oder mit Tastverhältnissen ausgedrückt:

$$d_{0,max} = 1 - d_{max} = d_{min} \quad (5.10)$$

Wieder gilt diese Gleichung nur, wenn die Tastverhältnisse zuvor durch die Raumzeigermodulation bestimmt wurden. Durch Multiplikation mit einer im Intervall $[-1, 1]$ gleichverteilten Zufallszahl R , und anschließender Addition zu den Tastverhältnissen der Raumzeigermodulation kann der Nullzustand zufällig aufgeteilt werden. Die Tastverhältnisse des RZD-Verfahrens können daher über Gleichung (5.11) berechnet werden.

$$\mathbf{d}_{RZD} = \mathbf{d}_{RZ} + R \cdot d_{min} \quad (5.11)$$

Diese einfache Berechnung kann in jedem Interrupt durchgeführt werden. Es ist auch nicht nötig, etwas von einem Interrupt zum nächsten zu speichern.

5.6 Kombination von RCD und RZD

Die Kombination der RCD- mit der RZD-Modulation ist zwar grundsätzlich leicht möglich, es ergibt sich aber eine zusätzliche Einschränkung, die bedacht werden muss. Wie in

Abschnitt 4.2.5 erklärt, kann die zufällige Nullzustandsverteilung die anschließende Mittenverschiebung entweder begünstigen oder einschränken. Eingeschränkt wird die RCD-Modulation, wenn die Pulse durch das RZD-Verfahren allesamt breiter werden. Werden die Pulse schmaler, so eröffnet dies der RCD-Modulation theoretisch mehr Spielraum. Durch das dSPACE-System wird aus dieser Begünstigung jedoch eine weitere Einschränkung. Da die Pulse bei Verwendung des Sine Commutation Master-Blocks die Schaltperiodenmitte berühren müssen, wird bei schmäleren Pulsen auch die maximal mögliche Verschiebung kleiner (siehe Abbildung 5.4). Durch die Art der PWM-Ausgabe schränkt die RZD-Modulation die RCD-Variante somit immer ein!

Bei der Kombination von RCD mit RZD macht es sich bezahlt, dass bei der Implementierung der RCD-Modulation berücksichtigt wurde, durch welches Tastverhältnis die maximal mögliche Verschiebung bestimmt wird (Gleichungen (5.6) und (5.7)). Dadurch sind keine weiteren Änderungen nötig, um RCD und RZD gemeinsam zu verwenden.

Die Implementierung folgt grundsätzlich der theoretischen Vorgehensweise, indem zuerst die RZD-Nullzustandsverteilung und anschließend die RCD-Mittenverschiebung durchgeführt wird. Da die Mittenverschiebung aber nur einmal zu Beginn der Schaltperiode errechnet wird, die Nullzustandsverteilung jedoch bei jedem Interrupt erfolgt, ist es sehr wahrscheinlich, dass es in der zweiten Schaltperiodenhälfte ohne Korrektur zu Fehlzuständen kommt. Zur Vermeidung der Ausgabe von falschen Raumzeigern ist die Verwendung der in Abschnitt 5.4 beschriebenen Korrekturmaßnahme daher unerlässlich. Dadurch wird die in der zweiten Schaltperiodenhälfte von der RZD-Modulation durchgeführte Nullzustandsverteilung zum Teil wieder aufgehoben.

5.7 RPP

Um bei der RPP-Modulation die Pulse zufällig ineinander zu verschieben, müssen, ähnlich zur RCD-Variante, Verschiebungstastverhältnisse berechnet werden. Es können dabei nicht alle Verschiebungen beliebig vorgegeben werden, auch wenn der Puls innerhalb der Schaltperiode bleibt. Der breiteste Puls wird als erster verschoben. Das Verschiebungstastverhältnis $d_{max,v}$ kann dabei wie schon im ersten Fall der RCD-Modulation (Gleichung (5.6)) zufällig aus dem Intervall

$$-(1 - d_{max}) \leq d_v \leq 1 - d_{max}$$

gewählt werden. Die zusätzliche Beschränkung $|d_{max,v}| \leq d_{max}$ stellt sicher, dass keine ungültige Verschiebung entsteht, sollte das maximale Tastverhältnis kleiner als 0.5 sein. Dies könnte dann eintreten, wenn die Tastverhältnisse nicht über die Raumzeigermodulation berechnet werden. Wäre $d_{max} < 0.5$, dann könnten theoretisch alle Pulse vollständig in eine Schaltperiodenhälfte verschoben werden, ohne dass die Pulse die Schaltperiodenmitte berühren müssten. Durch die obige Beschränkung wird aber sichergestellt, dass der breiteste Puls auf jeden Fall die Schaltperiodenmitte berührt. Damit können auch noch der mittlere und der schmäleste Puls positioniert werden. Das neue maximale Tastverhältnis für die erste Schaltperiodenhälfte $d_{max,1}$ wird wie schon bei der RCD-Modulation

durch eine einfache Addition berechnet:

$$d_{max,1} = d_{max} + d_{max,v} \quad (5.12)$$

Um auch die weiteren Verschiebungen des mittleren und schmalsten Pulses bestimmen zu können, müsste eigentlich die Position des breitesten Pulses innerhalb der gesamten Schaltperiode bekannt sein. Da aber noch kein Wissen über die Tastverhältnisse des nächsten Pulse-Mid-Interrupts vorhanden ist, kann nur eine Schätzung des maximalen Tastverhältnisses in der zweiten Schaltperiodenhälfte herangezogen werden:

$$\tilde{d}_{max,2} = d_{max} - d_{max,v} \quad (5.13)$$

Die Herleitung des Verschiebungstastverhältnisses für den mittleren Puls, $d_{mittel,v}$, erfolgt durch die Bestimmung der Grenzen des mittleren Tastverhältnisses in der ersten Hälfte der Schaltperiode, $d_{mittel,1}$. Die obere Grenze für $d_{mittel,1}$ ist schnell gefunden:

$$d_{mittel,1} \leq d_{max,1} \quad (5.14)$$

Das bedeutet nichts anderes, als dass der mittlere Puls in der ersten Schaltperiodenhälfte den breitesten Puls nicht überragen darf. Die untere Grenze wird von der Schätzung des maximalen Tastverhältnisses in der zweiten Hälfte der Schaltperiode und vom mittleren Tastverhältnis selbst bestimmt:

$$d_{mittel,1} \geq 2 \cdot d_{mittel} - \tilde{d}_{max,2} \quad (5.15)$$

Die Differenz in Gleichung (5.15) beschreibt das Tastverhältnis, das in der ersten Schaltperiodenhälfte mindestens nötig ist, damit der mittlere Puls in der zweiten Hälfte gleichzeitig mit dem breitesten Puls enden kann. Dies bedeutet eine Verschiebung des mittleren Pulses bis an die rechte Grenze des maximalen Pulses. Wird $d_{mittel,1}$ entsprechend der oberen oder unteren Grenze gewählt, so wird der mittlere Puls links- beziehungsweise rechtsbündig am breitesten Puls ausgerichtet. Fasst man die Gleichungen (5.14) und (5.15) zusammen und ersetzt $d_{mittel,1}$ durch $d_{mittel} + d_{mittel,v}$, dann erhält man Gleichung (5.16):

$$2 \cdot d_{mittel} - \tilde{d}_{max,2} \leq d_{mittel} + d_{mittel,v} \leq d_{max,1} \quad (5.16)$$

Subtrahiert man d_{mittel} von Gleichung (5.16), so ergibt sich für die Grenzen des mittleren Verschiebungstastverhältnisses:

$$d_{mittel} - \tilde{d}_{max,2} \leq d_{mittel,v} \leq d_{max,1} - d_{mittel} \quad (5.17)$$

Mit der Einschränkung

$$|d_{mittel,v}| \leq d_{mittel}$$

wird wieder sichergestellt, dass der Puls die Schaltperiodenmitte berührt. Die Berechnung des mittleren Tastverhältnisses der ersten Hälfte der Schaltperiode und die Schätzung für die zweite Hälfte erfolgen analog zum maximalen Tastverhältnis:

$$d_{mittel,1} = d_{mittel} + d_{mittel,v} \quad (5.18)$$

$$\tilde{d}_{mittel,2} = d_{mittel} - d_{mittel,v} \quad (5.19)$$

Dieselben Überlegungen führen zu den Grenzen für das minimale Verschiebungstastverhältnis

$$d_{min} - \tilde{d}_{mittel,2} \leq d_{min,v} \leq d_{mittel,1} - d_{min} \quad (5.20)$$

und zum minimalen Tastverhältnis der ersten Schaltperiodenhälfte:

$$d_{min,1} = d_{min} + d_{min,v} \quad (5.21)$$

Damit sind die Tastverhältnisse für die erste Hälfte der Schaltperiode bestimmt. Die aus den jeweiligen Intervallen zufällig gewählten Verschiebungen werden wie beim RCD-Verfahren bis zum nächsten Interrupt gespeichert und von den neuen Tastverhältnissen abgezogen. Haben sich maximales, mittleres und minimales Tastverhältnis verändert (verändert in dem Sinn, dass im Pause-Mid-Interrupt zum Beispiel d_b das minimale Tastverhältnis war, im Pulse-Mid-Interrupt d_a aber minimal ist), so kann es wieder zu Fehlzuständen kommen. Bei der RPP-Modulation ist anzunehmen, dass solche Fehlzustände relativ häufig vorkommen, da die Prognosen $\tilde{d}_{max,2}$ und $\tilde{d}_{mittel,2}$ einen deutlichen Einfluss auf die Festlegung der Verschiebung der zwei schmäleren Pulse haben.

5.8 RSF

Die Schaltfrequenz kann sehr einfach variiert werden, indem dem PWM-Frequenz-Eingang des Sine Commutation Master-Blocks ein anderer Wert übergeben wird. Dadurch wird automatisch auch der Zeitpunkt des nächsten Interrupts angepasst. Es können die mittlere Schaltfrequenz und die Breite des Intervalls, aus dem die Schaltfrequenz zufällig gewählt wird, vorgegeben werden. Als eigentliches PWM-Verfahren findet die Raumzeigermodulation Verwendung. Die Regler sind zwar für eine bestimmte Diskretisierungszeit entworfen worden, sind aber für eine variable Abtastzeit bereits vorbereitet. Die Implementierung wurde ähnlich dem zeitkontinuierlichen Fall vorgenommen, indem die diskreten Reglerübertragungsfunktionen in P- und I-Anteil zerlegt wurden. Die Besonderheit liegt in der Nachbildung des Integrators: Durch die Verwendung des Simulink-Blocks *Weighted Sample Time* kann immer die aktuell gemessene und nicht eine konstante Abtastzeit zur Gewichtung herangezogen werden.

Das ebenfalls in Abschnitt 4.2.7 vorgestellte VDRPWM-Verfahren wurde nicht implementiert, da dabei von einer entkoppelten Regelung und PWM ausgegangen wird. Da aufgrund des dSPACE-Systems Regelung und PWM bereits synchron arbeiten und dadurch kein Abtastwert versäumt wird, wäre es sinnlos, diese Synchronität aufzugeben.

5.9 Kombinationen der RPWM-Verfahren

Zusätzlich zu der Kombination von RCD und RZD, die bereits ausführlich beschrieben wurde, wurden sowohl die RCD- als auch die RZD-Modulation mit dem RSF-Verfahren kombiniert. Bei der Implementierung gibt es dabei keine zusätzlichen Hindernisse oder Einschränkungen, da ein Verfahren die Tastverhältnisse verändert, während unabhängig davon die Schaltfrequenz variiert werden kann.

6 Simulation

Bevor die RPWM-Verfahren am realen Objekt auf ihre Auswirkungen getestet werden, wird eine Simulationsstudie durchgeführt. In einem ersten Schritt werden alle Modulationsverfahren implementiert und mit einer dreiphasigen Speisung auf ihre korrekte Funktion überprüft. Aus der dreiphasigen Speisung (drei Sinus-Funktionen mit derselben Frequenz, um je $\frac{2\pi}{3}$ phasenverschoben) wird ein Sollspannungsraumzeiger errechnet, der den Modulationsverfahren als Eingangssignal dient. Von den RPWM-Verfahren werden im Anschluss bereits die Schaltfunktionen für das Modell des Pulswechselrichters berechnet. Die Nachbildung des Wechselrichters ist sehr einfach, und folgt Gleichung (6.1) [15].

$$u_{S,i} = u_{iM} - u_{0M} \quad \text{mit } i = a, b, c \quad (6.1)$$

Die Spannung u_{0M} beschreibt jene Potentialdifferenz vom Sternpunkt der Maschine zum (gedachten) Mittelpunkt der Zwischenkreisspannung. Zur Veranschaulichung sei noch einmal auf die Prinzipschaltung des Wechselrichters in Abbildung 3.1 hingewiesen.

$$u_{0M} = \frac{1}{3} (u_{aM} + u_{bM} + u_{cM}) \quad (6.2)$$

Die Spannung von einem Anschlusspunkt der Maschine zum Mittelpunkt des Wechselrichters kann nur zwei unterschiedliche Werte annehmen: Ist die Halbbrücke eingeschaltet, so beträgt sie $\frac{U_{ZK}}{2}$, bei ausgeschalteter Halbbrücke hingegen $-\frac{U_{ZK}}{2}$. Diese Spannungen können leicht aus den Schaltfunktionen der drei Halbbrücken S_i über

$$u_{iM} = U_{ZK} S_i - \frac{U_{ZK}}{2} \quad \text{mit } i = a, b, c \quad (6.3)$$

bestimmt werden. Als Referenz für die RPWM-Verfahren wird der Raumzeigermodulator des dSPACE-Systems verwendet und die Pulsmuster der unterschiedlichen Modulationsarten mit den theoretischen verglichen.

Im Anschluss an die Funktionstests werden die Zufalls-Modulations-Varianten in ein Gesamtsystem der feldorientierten Regelung integriert.

6.1 Simulationsmodell feldorientierte Regelung

Für die Simulation der Pulsweitenmodulationsverfahren mit dem Gesamtsystem der feldorientierten Regelung wird auf einen bestehenden Simulink-Koppelplan zur Steuerung der zwei Asynchronmaschinen am Prüfstand zurückgegriffen. Anstelle der dSPACE-Blöcke zur Ausgabe der PWM und zum Einlesen der unterschiedlichen Messdaten kommt

n_N	1635 min ⁻¹
M_N	12 N m
P_N	2.1 kW
I_N	4.8 A
U_N	390 V
R_S	3 Ω
R_R	4.9 Ω
L_h	251.5 mH
L_S	261 mH
L_R	260.8 mH
p	2
J_{AM}	19.2 kgcm ²
σ	0.0708

Tabelle 6.1: Maschinenparameter Lenze MCA14L16

ein Modell einer Asynchronmaschine im Ständerkoordinatensystem nach den Gleichungen (2.5) bis (2.7) zum Einsatz. Die Maschinenparameter in Tabelle 6.1 entsprechen dabei den Daten der Maschine am Prüfstand. Das Subsystem für die zweite Asynchronmaschine wird vollständig entfernt, dafür ein zusätzlicher Eingang zur Vorgabe eines Lastmoments vorgesehen.

Um die Simulation möglichst nah an die Realität anzupassen, werden genau jene Implementierungen der RPWM-Verfahren verwendet, die später auch im dSPACE-System Anwendung finden werden. Da dafür nur Tastverhältnisse erzeugt werden müssen, muss auch das Verhalten der Sine Commutation Master- und Generic Commutation-Blöcke nachgebildet werden. Als Zeitgeber wird dazu ein kontinuierlicher Integrator benutzt, der nach der Dauer einer Schaltperiode zurückgesetzt wird. Damit kann das Pulse- und Pause-Mid-Verhalten des dSPACE-Systems durch einen Vergleich der Zeit innerhalb einer Schaltperiode mit der Schaltperiodenhälfte einfach nachgebildet werden. Ein Nachteil dieser Vorgehensweise liegt darin, dass eine relativ kleine Schrittweite für die Simulation nötig ist, um die Ergebnisse nicht zu verfälschen. Zusätzlich zwingen die vielen Umschaltvorgänge den Simulator ebenfalls dazu, die Schrittweite zu verkleinern. Die Dauer einer Simulation kann also durch die Pulsweitenmodulation deutlich ansteigen.

6.2 Simulationseinstellungen

Um die Auswirkungen der RPWM-Verfahren auf das Moment und insbesondere auf die Momentenwelligkeit betrachten zu können, wird die Drehzahlregelung deaktiviert und stattdessen ein Sollmoment vorgegeben. Bei einer konstanten Drehzahl von 1000 min⁻¹ und einem Sollmoment von 0 N m wird nach einer Sekunde Simulationszeit ein Sprung des Sollmoments auf 5 N m aufgeschaltet. Gleichzeitig wird die Maschine mit 5 N m belastet. Die gesamte Simulationsdauer beträgt zwei Sekunden. Die Diskretisierungszeit

liegt bei $100\ \mu\text{s}$, die Schaltperiodendauer folglich bei $200\ \mu\text{s}$. Dies entspricht einer Schaltfrequenz von $5\ \text{kHz}$. Um Spektren von Strom und Spannung im Hörbereich darstellen zu können, werden die Messsignale mit einer Abtastfrequenz von $50\ \text{kHz}$ aufgenommen.

6.3 Simulationsergebnisse

In diesem Abschnitt werden die Ergebnisse der Simulationen mit den in den vorhergehenden Abschnitten beschriebenen Einstellungen präsentiert. Der Fokus liegt dabei auf den Spektren von Spannung und Strom um die positiven Auswirkungen der Modulationsarten beurteilen zu können, sowie auf der Momentenwelligkeit, um die negativen Seiten zu beleuchten.

6.3.1 Raumzeigermodulation

Die Raumzeigermodulation ist die erste Modulationsart, die simuliert wird, um Vergleichswerte für die RPWM-Verfahren zu erhalten. Zugleich stellt sie den Ausgangspunkt für die weiteren Betrachtungen dar. Abbildung 6.1 zeigt den Momentensprung. Der Überschwinger am Beginn der Simulation kennzeichnet das Einschwingverhalten,

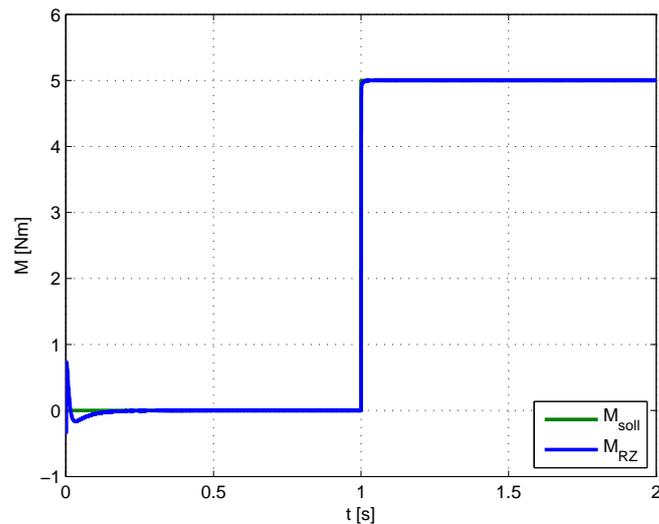


Abbildung 6.1: Momentenverlauf Raumzeigermodulation

da erst ein Fluss in der Maschine aufgebaut werden muss. Um im weiteren Verlauf eine Abweichung des Ist- vom Sollverlauf feststellen zu können, muss die Ansicht deutlich vergrößert werden (Abbildung 6.2). Die positive Eigenschaft der Raumzeigermodulation sticht ins Auge: Der Momentenrippel ist sehr klein. In der Realität wird die Momentenwelligkeit jedoch aufgrund anderer Effekte, wie zum Beispiel einem nur näherungsweise sinusförmig verteilten Strombelag, über diesem niedrigen theoretischen Niveau liegen.

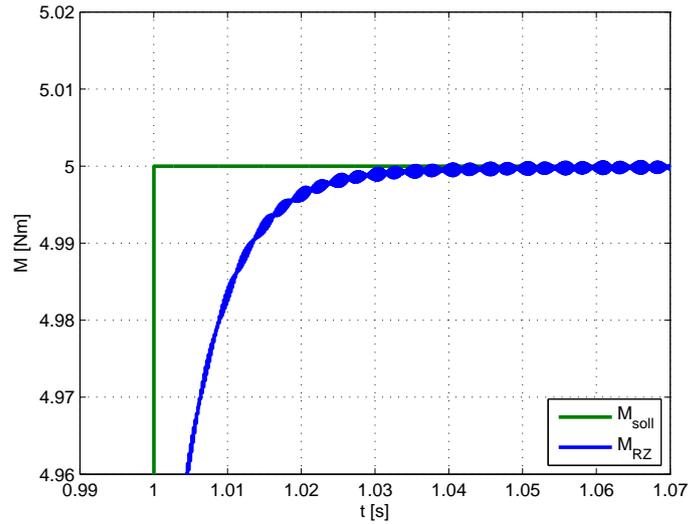


Abbildung 6.2: Momentenverlauf Raumzeigermodulation (vergrößert)

Die Abbildungen 6.3 und 6.4 zeigen die negative Auswirkung. Die Spektren setzen sich im Grunde nur aus der Grundschwingung und dem Oberschwingungsanteil, der durch die Schaltfrequenz hervorgerufen wird, zusammen. Sowohl im Spannungs- (Abbildung 6.3) als auch im Stromspektrum (Abbildung 6.4) sind ausgeprägte Peaks bei Vielfachen der Schaltfrequenz von 5 kHz erkennbar. Besonders hervorstechend ist die Spitze bei 10 kHz. Dies ist die Frequenz, welche die akustische Wahrnehmung des magnetischen Geräusches dominiert. Aus diesem Grund steht die Veränderung dieses Frequenzbereichs durch

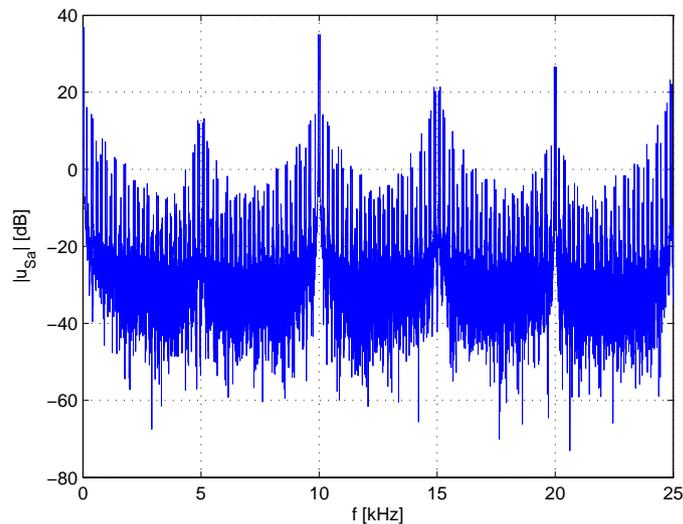


Abbildung 6.3: Spektrum Strangspannung a - Raumzeigermodulation (Simulation)

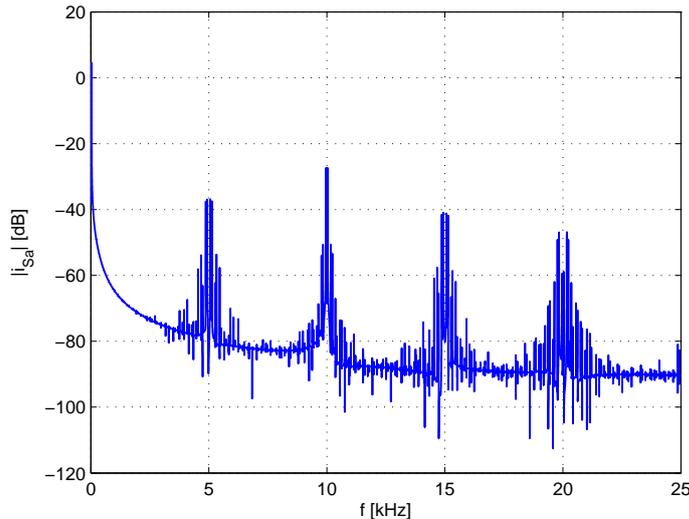


Abbildung 6.4: Spektrum Strangstrom a - Raumzeigermodulation (Simulation)

die RPWM-Verfahren im Mittelpunkt. Auch der Bereich um 5 kHz wird beachtet. Die weiteren Vielfachen der Schaltfrequenz (ab 15 kHz) spielen für das magnetische Geräusch eine untergeordnete Rolle, da sie bereits in einem Frequenzbereich liegen, in dem die Empfindlichkeit des menschlichen Gehörs deutlich abnimmt.

In den folgenden Abschnitten wird auf die Darstellung der Spannungsspektren verzichtet, da diese kaum Zusatzinformation bieten. Zusätzlich zu den Soll- und Ist-Verläufen sind zur einfachen Vergleichbarkeit bei allen Plots der RPWM-Verfahren auch die Verläufe der Raumzeigermodulation in blau eingetragen.

6.3.2 Lead/Lag-Center

Die Simulation des Lead/Lag-Center-Verfahrens ergibt den in Abbildung 6.5 dargestellten Momentenverlauf. Abbildung 6.6 zeigt einen vergrößerten Ausschnitt. Der niedrige Momentenrippel der Lead/Lag-Center-Modulation überrascht wenig. Es war zu erwarten, dass der Verlauf dem der Raumzeigermodulation stark ähnelt. Dies liegt daran, dass ja nur zwischen zwei fixen Möglichkeiten der Pulspositionierung umgeschaltet wird, wobei eines dieser beiden Schemata genau der Raumzeigermodulation entspricht. Die Momentenwelligkeit ist also nicht deutlich größer als bei der Raumzeigermodulation.

Die FFT-Analyse des Stromes kann in Abbildung 6.7 betrachtet werden. Es fällt auf, dass die Peaks bei 5 kHz und 15 kHz vollständig im Noisefloor verschwinden, wohingegen die Bereiche um 10 kHz und 20 kHz gegenüber der Raumzeigermodulation überhaupt nicht verändert werden. Die Energie, die zuvor in den diskreten Frequenzen lag, wird nun aufgeteilt, was eine Anhebung des Noisefloors bewirkt. Es ist aber fraglich, ob durch dieses Verfahren der tonale Charakter des magnetischen Geräusches positiv beeinflusst werden kann.

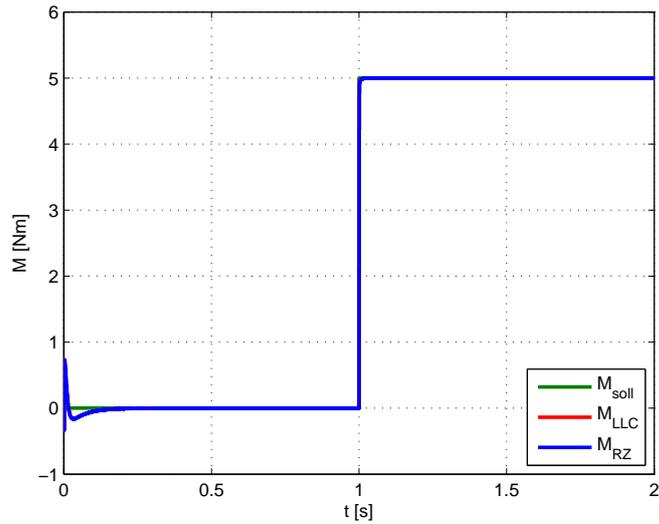


Abbildung 6.5: Momentenverlauf Lead/Lag-Center-Modulation

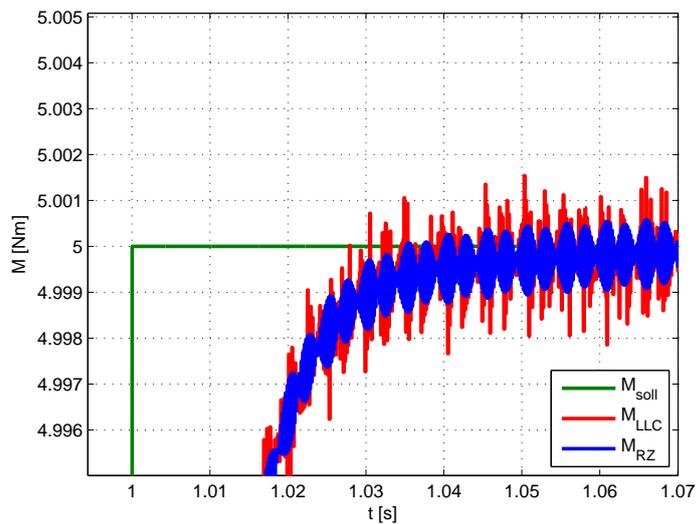


Abbildung 6.6: Momentenverlauf Lead/Lag-Center-Modulation (vergrößert)

6.3.3 Lead-Lag

Der in den Abbildungen 6.8 und 6.9 dargestellte Momentenverlauf der Lead-Lag-Modulation weist eine deutlich größere Welligkeit als bei der Raumzeiger- oder Lead/Lag-Center-Modulation auf. Die neue zeitliche Anordnung der einzelnen Ausgangsraumzeiger des Wechselrichters hat also wie erwartet einen schlechten Einfluss auf die Strom- und damit auch auf die Momentenwelligkeit.

Nun stellt sich die Frage, ob es zusätzlich zur negativen Auswirkung des großen Mo-

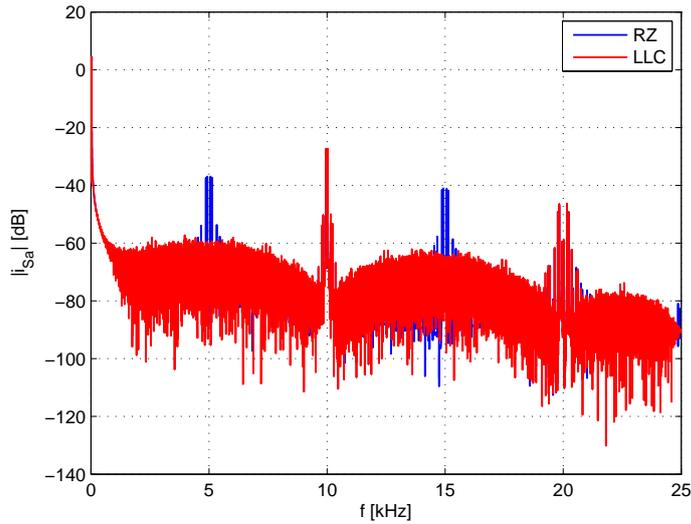


Abbildung 6.7: Spektrum Strangstrom a - Lead/Lag-Center-Modulation (Simulation)

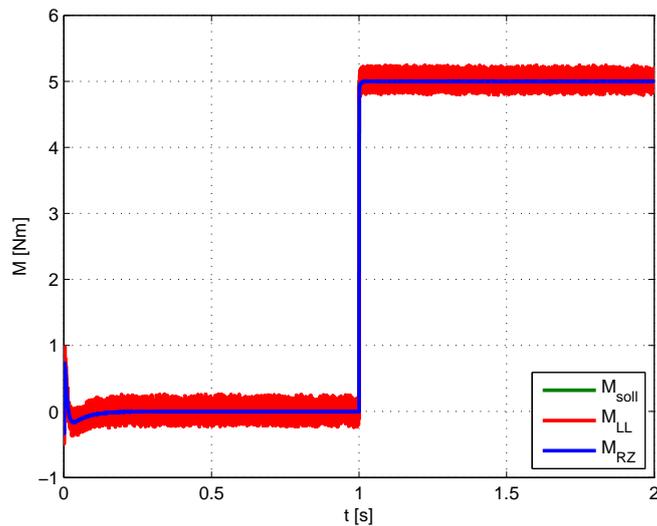


Abbildung 6.8: Momentenverlauf Lead-Lag-Modulation

mentenrippels zumindest eine positive Veränderung des Stromspektrums gibt. Wie Abbildung 6.10 zeigt, wird der Peak bei 10 kHz auch deutlich reduziert. Gleichzeitig steigt der Peak bei 5 kHz fast um denselben Betrag an. Die weiteren Peaks bleiben beinahe unverändert. Es stellt sich also die Frage, ob durch die Lead-Lag-Modulation nur die Tonhöhe des magnetischen Geräusches, nicht aber der tonale Charakter verändert wird. Diese Frage konnte auch bei den Messungen am Prüfstand nicht beantwortet werden, da es bei beiden Lead-Lag-Verfahren zu Problemen bei der Ausgabe der Sollspannungsraumzeiger kam.

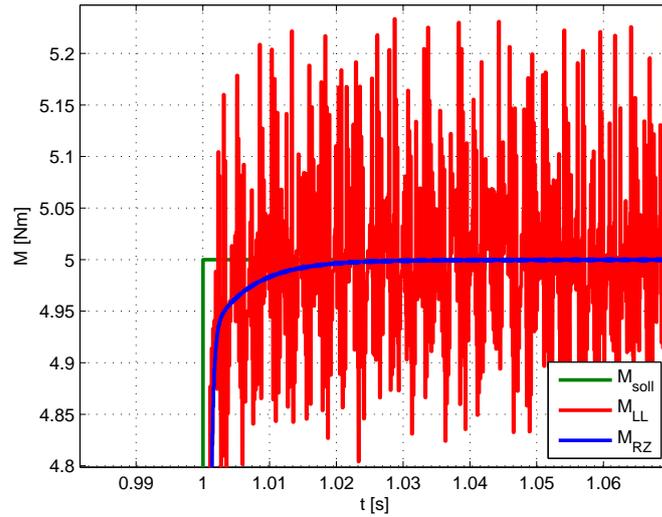


Abbildung 6.9: Momentenverlauf Lead-Lag-Modulation (vergrößert)

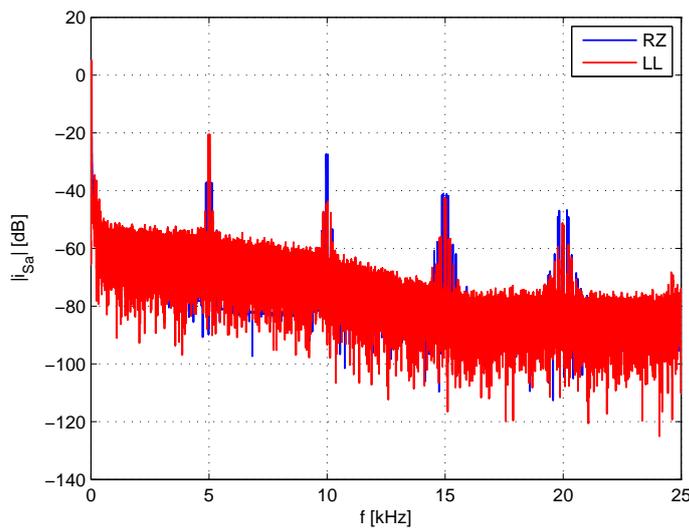


Abbildung 6.10: Spektrum Strangstrom a - Lead-Lag-Modulation (Simulation)

6.3.4 RCD

Bei der RCD-Modulation steigt die Momentenwelligkeit gegenüber der Raumzeigermodulation ebenfalls an. Wie in den Abbildungen 6.11 und 6.12 ersichtlich, sind die Auswirkungen aber weniger drastisch als bei der zuvor betrachteten Lead-Lag-Modulation.

Abbildung 6.13 zeigt die spektrale Zusammensetzung des Strangstromes. Die Anhebung des Noisefloors ist deutlich erkennbar. Das Maximum des Peaks bei 5 kHz ändert sich nicht, ab 10 kHz werden die Peaks aber immer stärker reduziert.

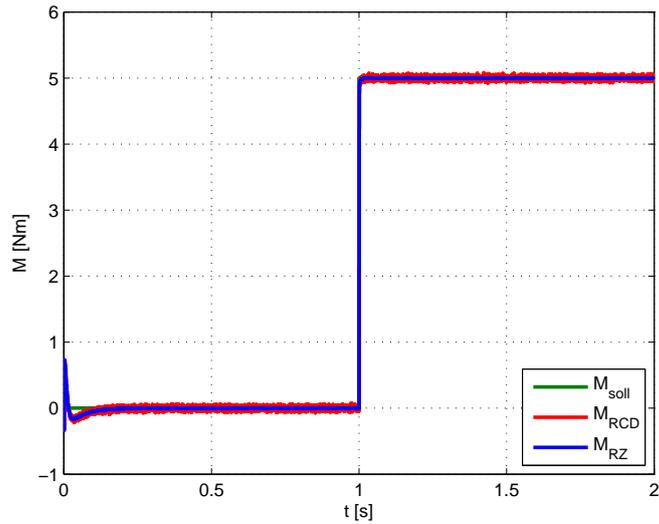


Abbildung 6.11: Momentenverlauf RCD-Modulation

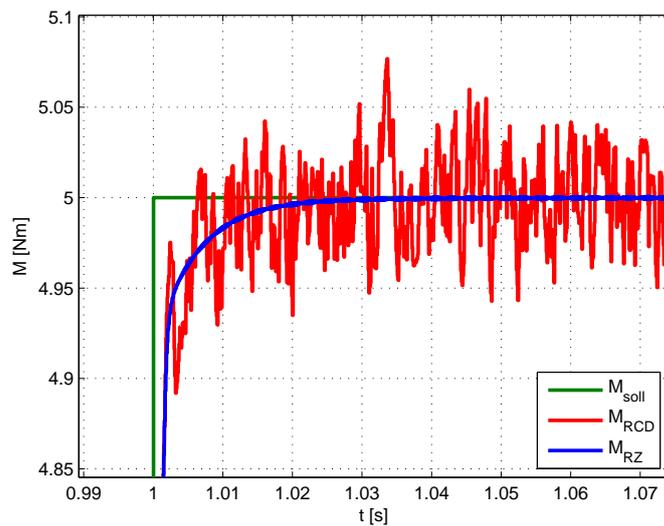


Abbildung 6.12: Momentenverlauf RCD-Modulation (vergrößert)

6.3.5 RZD

Obwohl sich die Funktionsweise der RZD-Modulation deutlich von jener der RCD-Variante unterscheidet, ist der Momentenrippel der beiden Verfahren sehr ähnlich. Abbildung 6.14 zeigt die Simulationsergebnisse der RZD-Modulation. Erst in der vergrößerten Ansicht in Abbildung 6.15 zeigt sich, dass das RZD- vielleicht etwas besser als das RCD-Verfahren ist. Auch in den Spektren lässt sich kein großer Unterschied feststellen. Vergleicht man das in Abbildung 6.16 dargestellte Spektrum des RZD-Verfahrens mit

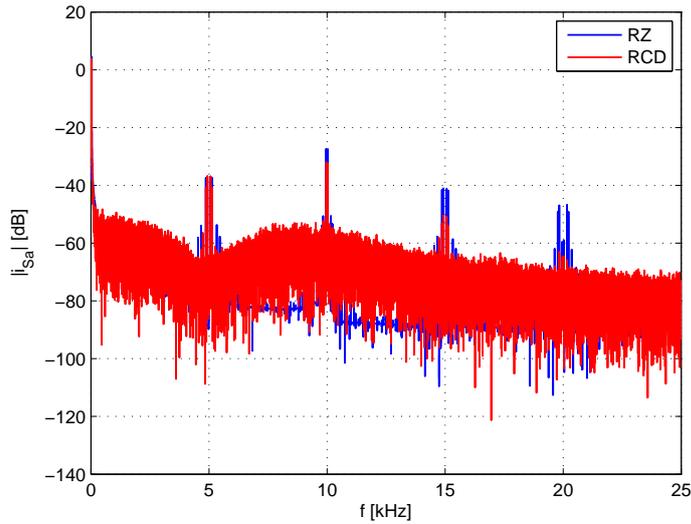


Abbildung 6.13: Spektrum Strangstrom a - RCD-Modulation (Simulation)

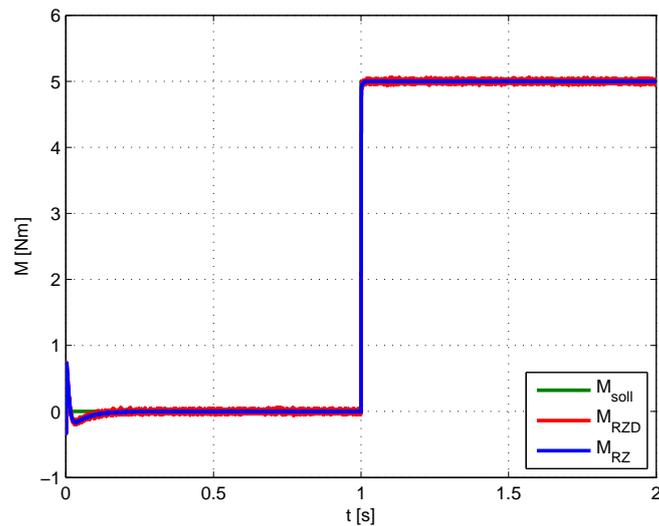


Abbildung 6.14: Momentenverlauf RZD-Modulation

dem Spektrum der RCD-Modulation, so fällt einzig die nicht vorhandene Absenkung des Noise floors im Bereich um 5 kHz auf. Die Peaks selbst werden wieder erst ab 15 kHz signifikant verringert.

6.3.6 RCD+RZD

In Abschnitt 5.6 wurde bereits auf die gegenseitige Beeinflussung von RZD und RCD eingegangen. Es ist also zu erwarten, dass sich die Simulationsergebnisse der Kombina-

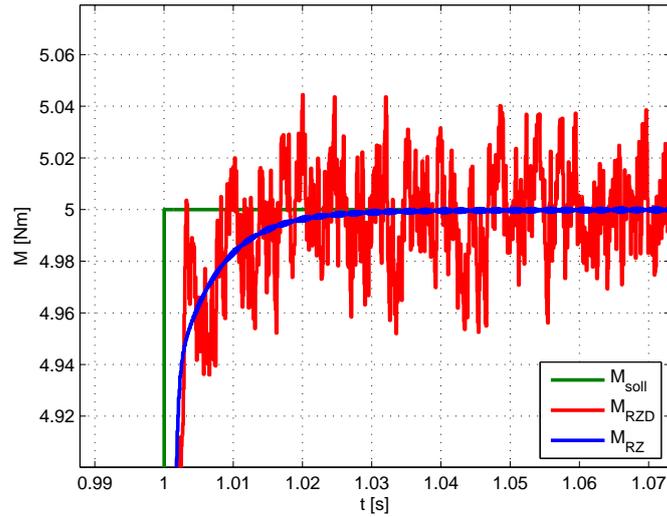


Abbildung 6.15: Momentenverlauf RZD-Modulation (vergrößert)

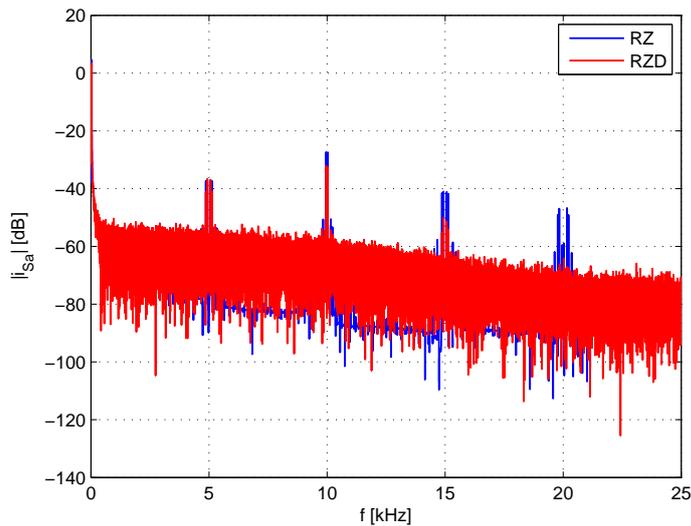


Abbildung 6.16: Spektrum Strangstrom a - RZD-Modulation (Simulation)

tion der beiden Verfahren nicht deutlich von denen der einzelnen unterscheiden. Diese Erwartungen bestätigen die in Abbildung 6.17 und 6.18 präsentierten Momentenverläufe. Auch in der vergrößerten Ansicht in Abbildung 6.18 kann kein Unterschied im Momentenrippel zur RCD-Modulation ausgemacht werden. Das Stromspektrum in Abbildung 6.19 ändert sich gegenüber den einzelnen Varianten etwas. Bei der Kombination von RCD und RZD wird bereits der Peak bei 5 kHz etwas reduziert, der bei 10 kHz noch mehr und bei 15 kHz ist überhaupt keine Erhebung aus dem Noisefloor mehr erkennbar. Dafür sind bei 20 kHz wieder ausgeprägte Frequenzanteile enthalten.

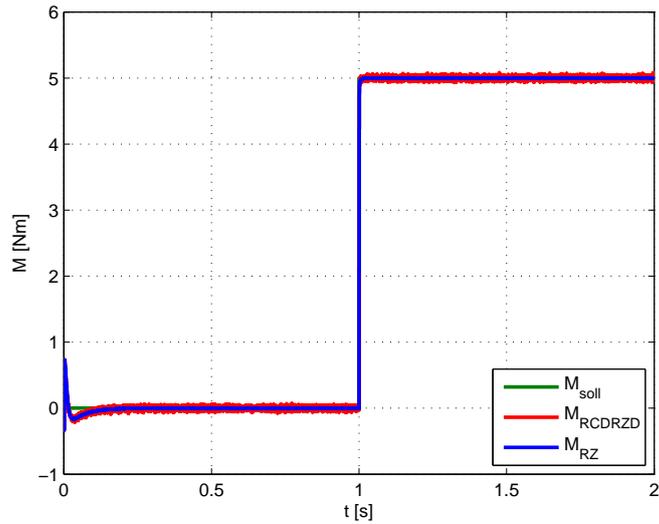


Abbildung 6.17: Momentenverlauf RCDRZD-Modulation

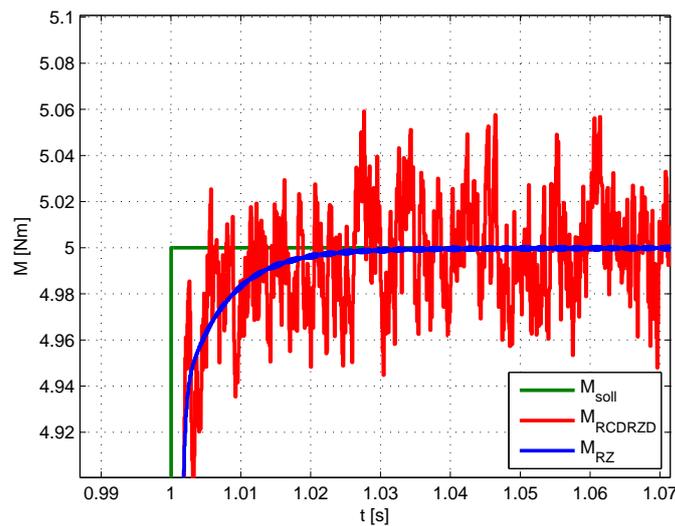


Abbildung 6.18: Momentenverlauf RCDRZD-Modulation (vergrößert)

6.3.7 RPP

Die RPP-Modulation zeigt in der Simulation eine sehr große Momentenwelligkeit. Der Momentenverlauf ist in Abbildung 6.20 aufgetragen. Für die Momentenvorgabe von 5 Nm ist der Momentenrippel inakzeptabel groß. Das Moment schwingt im Bereich von etwa 3 Nm bis 7 Nm. Im Vergleich dazu wirkt die Momentenwelligkeit der anderen RPWM-Verfahren geradezu verschwindend gering. So schwingt bei der RZD-Modulation das Moment beispielsweise nur im Bereich von etwa 4,95 Nm bis 5,05 Nm.

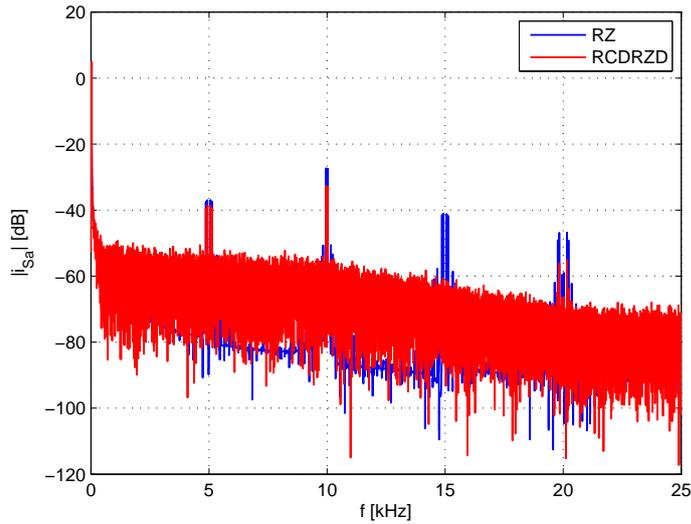


Abbildung 6.19: Spektrum Strangstrom a - RCDRZD-Modulation (Simulation)

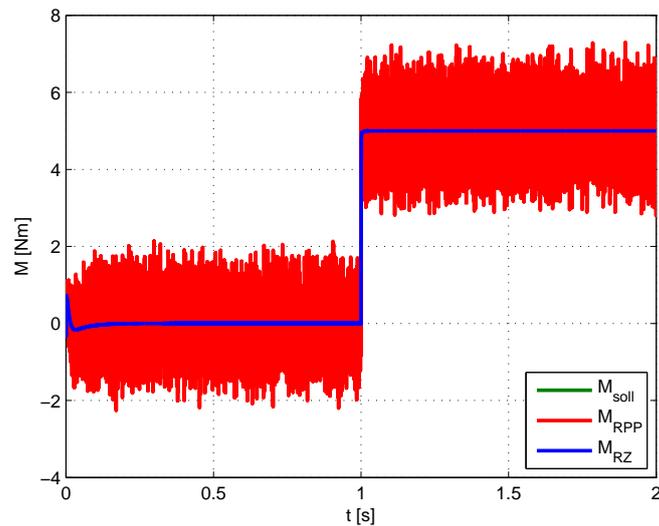


Abbildung 6.20: Momentenverlauf RPP-Modulation

Obwohl der Momentenripple in der Simulation so groß ist, hat dies keine wirklich besseren Auswirkungen auf das Spektrum als bei den bisher betrachteten RPWM-Verfahren, wie Abbildung 6.21 zeigt. Die Peaks bei 5 kHz und 10 kHz werden zwar etwas reduziert, sind aber immer noch relativ ausgeprägt vorhanden. Im Bereich bis 10 kHz wird der Noisefloor stark angehoben, wodurch der Peak bei 5 kHz etwas kleiner wirkt. Der Unterschied im Betrag zur Raumzeigermodulation ist jedoch nicht besonders groß. Die weiteren Oberschwingungen bei 15 kHz und 20 kHz fallen betragsmäßig kleiner aus.

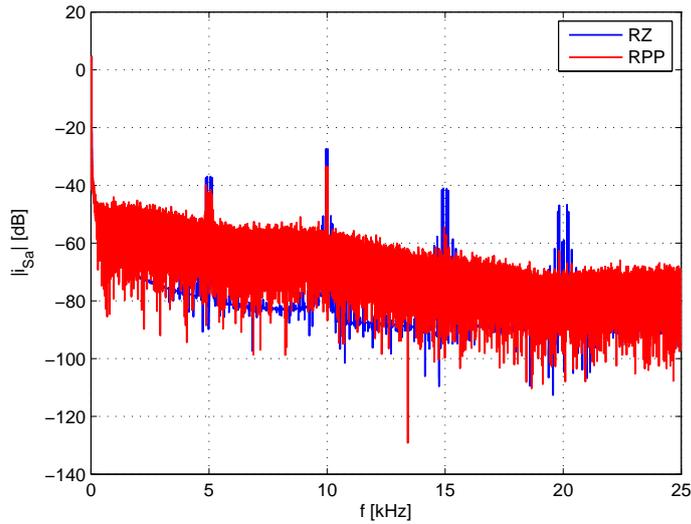


Abbildung 6.21: Spektrum Strangstrom a - RPP-Modulation (Simulation)

6.3.8 RSF

Die Simulation der RSF-Variante wurde mit einem Modell durchgeführt, bei dem die Regelung synchron zur PWM ausgeführt wird. Der resultierende Momentenverlauf kann in Abbildung 6.22 betrachtet werden. Die Schaltfrequenz wird für diese Simulation aus dem

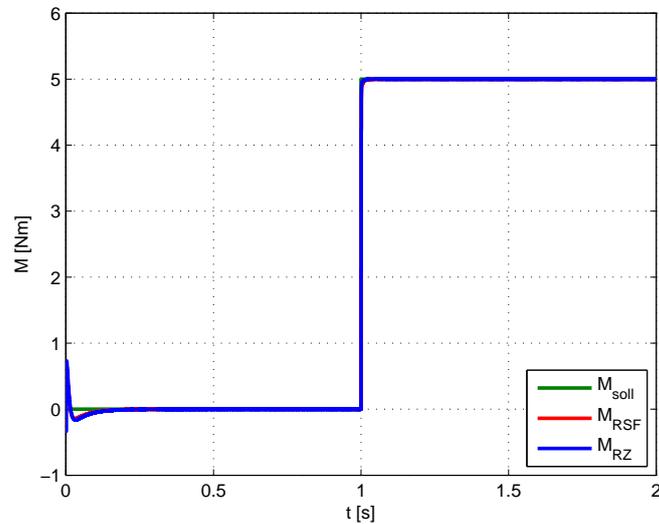


Abbildung 6.22: Momentenverlauf RSF-Modulation

Intervall von 4.3 kHz bis 5.7 kHz zufällig gewählt. Um die Momentenwelligkeit im Vergleich zur Raumzeigermodulation bei konstanter Schaltfrequenz betrachten zu können, ist wieder eine vergrößerte Ansicht (Abbildung 6.23) nötig. Der Verlauf des Moments

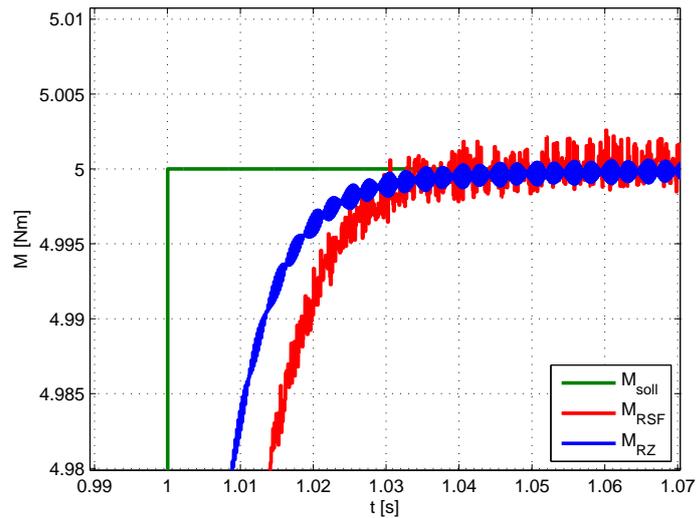


Abbildung 6.23: Momentenverlauf RSF-Modulation (vergrößert)

weist eine Welligkeit auf, die nur knapp über jener der Raumzeigermodulation liegt. Ähnliche Ergebnisse werden unter den RPWM-Verfahren nur von der Lead/Lag-Center-Modulation erzielt. Der Anstieg des Moments ist gegenüber der Raumzeigermodulation jedoch etwas verzögert.

Das Stromspektrum in Abbildung 6.24 zeigt eine deutliche Verbesserung gegenüber dem der Raumzeigermodulation. Die ausgeprägten Peaks verschwinden, die Energie wird auf die umliegenden Frequenzen verteilt und als Resultat ergibt sich ein „glatter“ Verlauf des Spektrums. Bei 5 kHz und 10 kHz sind zwar noch deutliche Anstiege erkennbar, ab

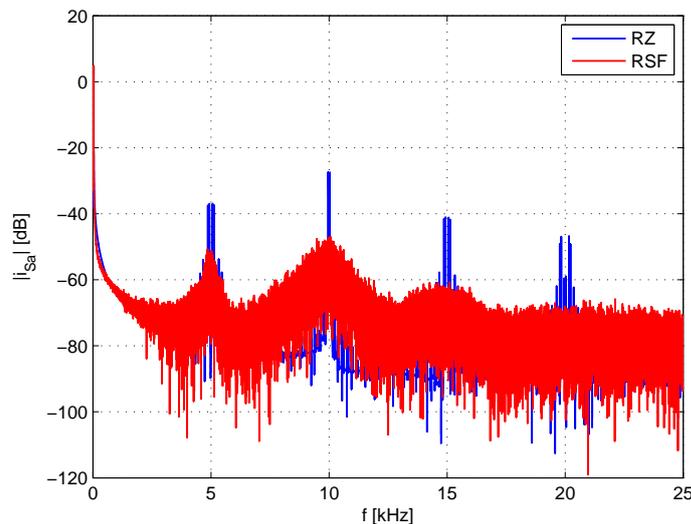


Abbildung 6.24: Spektrum Strangstrom a - RSF-Modulation (Simulation)

15 kHz sind die Peaks aber verschwunden.

Es ist einleuchtend, dass die Momentenwelligkeit steigt, falls PWM und Regelung asynchron ausgeführt werden. Die Asynchronität kann dazu führen, dass einzelne, von der Regelung bereits berechnete, Tastverhältnisse nicht ausgegeben werden können. Andererseits kann es auch vorkommen, dass dieselben Tastverhältnisse zwei Mal hintereinander ausgegeben werden müssen, da noch keine neuen Ergebnisse berechnet wurden.

6.3.9 RSF-Kombinationen

Durch die Verwendung eines anderen (Zufalls-) Modulationsverfahrens statt der Raumzeigermodulation erhofft man sich, dass das Intervall, aus dem die Schaltfrequenz zufällig gewählt wird, verkleinert werden kann. Aus diesem Grund wurde für die Simulationen der Kombinationen von RSF mit RCD beziehungsweise RSF mit RZD das Intervall der zufälligen Schaltfrequenzen auf 4.8 kHz bis 5.2 kHz festgelegt.

Da die Momentenverläufe von der Welligkeit von RCD beziehungsweise RZD dominiert werden, und daher praktisch kein Unterschied zu den einzelnen Varianten erkennbar ist, wird auf deren Darstellung verzichtet. Die Spektren der Ströme für RSF+RCD und RSF+RZD sind in den Abbildungen 6.25 und 6.26 dargestellt. Sie sind mit einer Über-

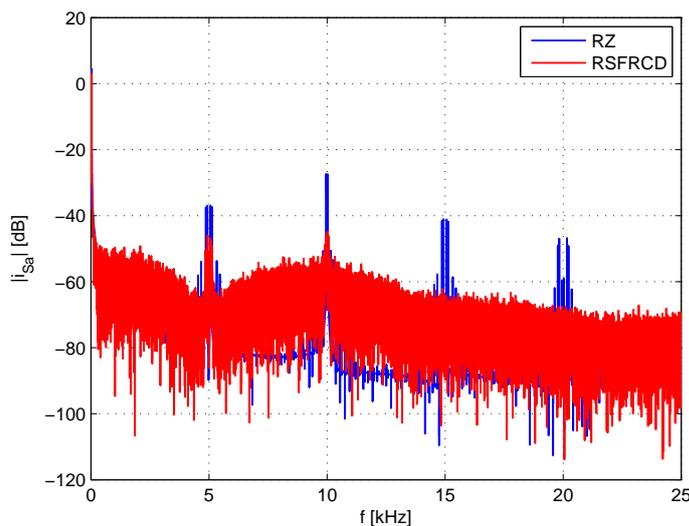


Abbildung 6.25: Spektrum Strangstrom a - RSFRCD-Modulation (Simulation)

lagerung der Spektren von RSF und RCD beziehungsweise RSF und RZD vergleichbar. Durch die Kombinationen kommt es zu Verbesserungen, da die Peaks nicht mehr so deutlich aus dem Noisefloor hervorragen.

6.3.10 Zusammenfassung der Simulationsergebnisse

Für alle RPWM-Verfahren gilt, dass eine positive Veränderung des Spektrums, weg von einzelnen, ausgeprägten Peaks hin zu einem glatten Verlauf, zu einem größeren Mo-

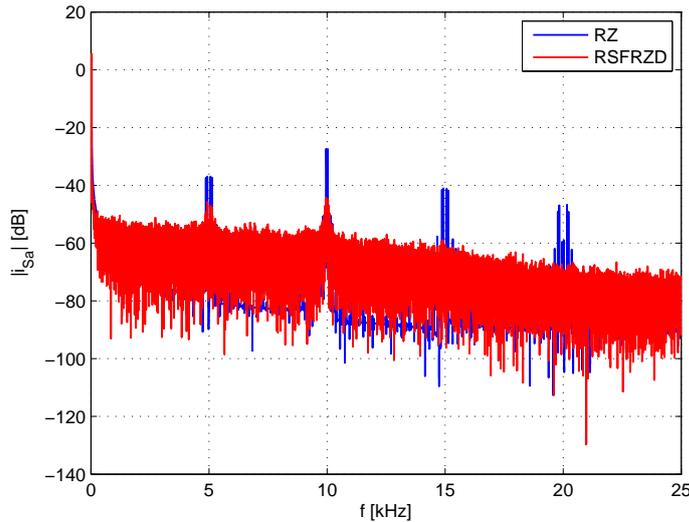


Abbildung 6.26: Spektrum Strangstrom a - RSFRZD-Modulation (Simulation)

mentenrippel führt. Am geringsten sind die Auswirkungen auf das Moment beim RSF-Verfahren. Wie stark sich die gegenüber der Raumzeigermodulation in der Simulation steigende Momentenwelligkeit in der Realität auswirkt, kann erst bei Messungen am Prüfstand abgeklärt werden. Der Momentenrippel bei der Raumzeigermodulation wird, wie bereits erwähnt, in der Realität nicht auf dem Niveau der Simulation liegen. Daher ist es durchaus möglich, dass die Verschlechterung durch die Zufalls-PWM nicht mehr ins Gewicht fällt (zumindest nicht durch Verfahren, die einen geringen Momentenrippel in der Simulation aufweisen). Sollte der Momentenrippel der RPP-Modulation in der Realität dem der Simulation entsprechen, so wäre dieses Verfahren für einen produktiven Einsatz wohl ungeeignet.

Bei der Betrachtung der Stromspektren fällt auf, dass die Peaks erst vollständig verschwinden, wenn die Schaltfrequenz über einen großen Bereich variiert wird. Es ist jedoch zu beachten, dass die Stromspektren nur ein Indikator für das magnetische Geräusch sind. Es ist somit durchaus möglich, dass der tonale Anteil des Geräusches nicht mehr wahrgenommen wird, obwohl noch ausgeprägte Peaks im Stromspektrum vorhanden sind. Die Auswirkungen der RPWM-Verfahren auf das Geräusch können daher erst bei den Messungen am Prüfstand überprüft werden. So stellt sich auch die Frage, ob die Anhebung des Noisefloors rund um die ausgeprägten Peaks womöglich schon ausreicht, um den tonalen Anteil des magnetischen Geräusches zu „verdecken“. Dass zufälliges Umschalten zwischen zwei Pulspositionen, wie es bei den Lead-Lag-Varianten durchgeführt wird, das Stromspektrum nur unbefriedigend beeinflusst, ist eine weitere Erkenntnis der Simulation.

Ausgehend von den Stromspektren scheint das RSF-Verfahren am besten geeignet, um das magnetische Geräusch zum Positiven zu verändern.

7 Messungen

Die in Theorie und Simulation betrachteten Zufalls-Modulations-Verfahren sollen nun anhand mehrerer Messungen am Prüfstand hinsichtlich ihrer Eigenschaften untersucht werden. Bevor jedoch die eigentlichen Messungen von Moment, Strom und Geräusch durchgeführt werden können, ist die korrekte Funktion der RPWM-Verfahren zu überprüfen. Dabei zeigt sich, dass bei den Lead-Lag-Varianten große Probleme auftreten.

7.1 Messaufbau

Abbildung 7.1 gibt einen schematischen Überblick über den Messaufbau. Der Aufbau

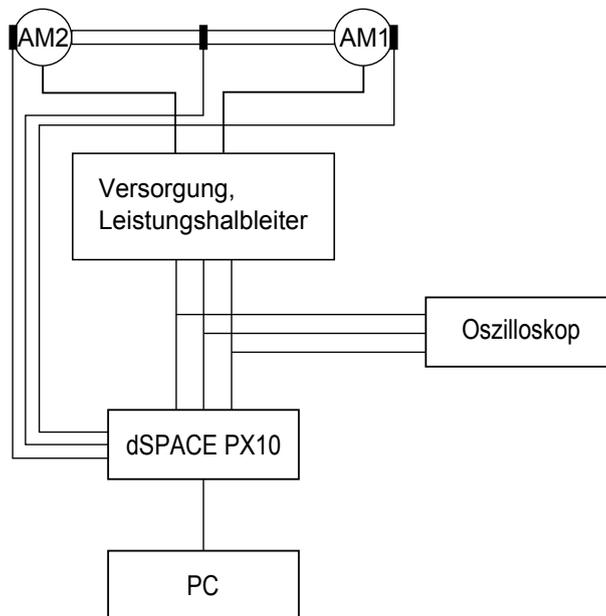


Abbildung 7.1: Schematische Darstellung des Messaufbaus

entspricht einer Erweiterung des bereits bei der Implementierung der RPWM-Verfahren vorgestellten Systems aus Abbildung 5.1. Der PC, welcher zur Steuerung der Messungen dient, ist mit der dSPACE-Hardware verbunden. Diese übernimmt die Auswertung der Messdaten (Ströme, Drehzahl, Moment) sowie die Ausführung des Regelalgorithmus. An die Leistungselektronik werden nur die drei Steuersignale für die Halbbrücken ausgegeben, aus denen von eigenen Logik-Modulen unter Berücksichtigung der Verriegelungszeit die Steuersignale für die IGBTs generiert werden. Am Oszilloskop können

die Steuersignale der drei Halbbrücken und die PWM-Clock betrachtet werden. Zusätzlich dient das Oszilloskop der hochfrequenten Messung der drei Strangströme mittels Rogowskispulen. Der mechanische Versuchsaufbau ist in Abbildung 7.2 dargestellt. Die

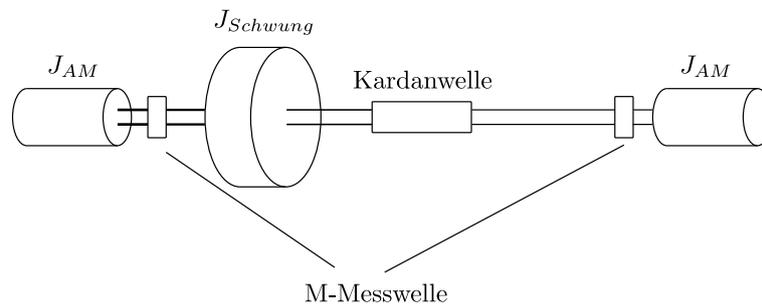


Abbildung 7.2: Mechanischer Versuchsaufbau

beiden Asynchronmaschinen sind über eine Kardanwelle miteinander verbunden. Auf der Welle ist darüber hinaus auch eine Schwungmasse befestigt. Da das Trägheitsmoment der Schwungmasse, $J_{Schwung}$, deutlich größer ist als das Trägheitsmoment der beiden Asynchronmaschinen, J_{AM} , wird mit den Drehmoment-Messwellen im eingeschwungenen Zustand vor allem der Momentenrippel der Maschinen gemessen. Eine der beiden Asynchronmaschinen wird zur Erprobung der RPWM-Verfahren eingesetzt und die andere zur Belastung und zur Vorgabe konstanter Drehzahlen verwendet. Dabei wird diese Maschine immer mit Raumzeigermodulation und konstanter Schaltfrequenz betrieben.

Die Steuerung der Versuche am PC erfolgt mit der Software dSPACE ControlDesk. Dabei wurde ein bereits bestehendes Experiment übernommen und um Layouts zur Änderung der RPWM-Einstellungen erweitert. Dadurch ist es möglich, während des Betriebes zwischen unterschiedlichen Modulationsverfahren umzuschalten und auch Zufallsbeschränkungen³ einzustellen. Mit dem ControlDesk Experiment können für beide Maschinen komfortabel Drehzahlen oder Momente vorgegeben werden, auch die Aufzeichnung unterschiedlicher Messdaten ist einfach möglich. Die Daten werden bei jedem Interrupt, bei dem die Regelung aktiv ist, mitprotokolliert. Bei einer Schaltfrequenz von 5 kHz und der Einstellung von Pause- und Pulse-Mid-Interrupts ergibt dies eine Abtastrate von 10 kHz. Daraus folgt, dass die höchste darstellbare Frequenz im Spektrum bei 5 kHz liegt. Der interessante Frequenzbereich erstreckt sich aber bis 20 kHz. Um höherfrequente Signalanteile erfassen zu können, ist also eine zusätzliche Messung erforderlich. Daher werden die Strangströme nicht nur über das dSPACE-System erfasst, sondern teilweise auch mittels Rogowskispulen und Oszilloskop.

Für die separate Geräuschmessung wird ein Elektret-Mikrofon mit Kugelcharakteristik eingesetzt. Die Analog/Digital-Wandlung der Mikrofonspannung erfolgt mit einem 24 bit A/D-Wandler nach dem $\Sigma\Delta$ -Prinzip. Die Abtastfrequenz beträgt 50 kHz.

³siehe Abschnitt 7.4.4

7.2 Überprüfung auf korrekte Funktion

Bei Inbetriebnahme des Prüfstandes zeigte der Großteil der RPWM-Verfahren auf Anrieb das erwartete Verhalten. Am Oszilloskop konnte die Verschiebung der Pulse (RCD und RPP), die Verbreiterung oder Verschmälerung (RZD) und auch die Änderung der Schaltperiodendauer (RSF) beobachtet werden. Einzig bei den Lead-Lag-Varianten trat ein Verhalten auf, das nicht nachvollzogen werden konnte. Aus diesem Grund wurde die Lead/Lag-Center-Modulation eingehender untersucht. Zu Testzwecken wurden konstante Tastverhältnisse von je 0.8 ausgegeben und die Vorgabe der Lead/Lag- und Center-Stellungen betrachtet. Sollten die Pulse konstant in der Center-Stellung positioniert werden, so wurde dies auch richtig umgesetzt. Abbildung 7.3 zeigt das Pulsmuster. Das oberste, in schwarz dargestellte Signal ist das Takt- und Synchronisationssignal der

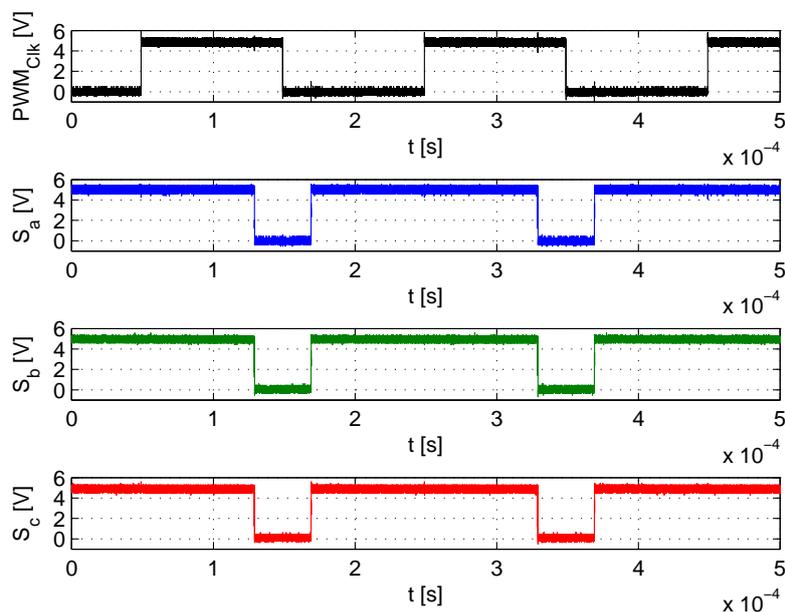


Abbildung 7.3: LLC, Center-Stellung, $d = 0.8$

PWM. Eine steigende Flanke bezeichnet die Pulse-Mid-, eine fallende Flanke die Pause-Mid-Position. Die in blau, grün und rot abgebildeten Verläufe sind die Steuersignale der drei Halbbrücken, die vom dSPACE-System an die Logik der Leistungselektronik ausgegeben werden. In dieser Abbildung ist kein Fehler zu erkennen, die Pulse werden allesamt zentriert um die Schaltperiodenmitte ausgerichtet. Wurde das Lead/Lag-Positionierungsschema eingestellt, so zeigte sich das Pulsmuster aus Abbildung 7.4 am Bildschirm des Oszilloskops. Auch in der Lead/Lag-Position wurden die Pulse richtig gesetzt, indem die Halbbrücken um die Schaltperiodenmitte aus- und anschließend wieder eingeschaltet wurden. Bei zufälligem Umschalten zwischen den beiden Stellungen ergaben sich jedoch die Verläufe aus Abbildung 7.5. Die Tastverhältnisse wurden auf

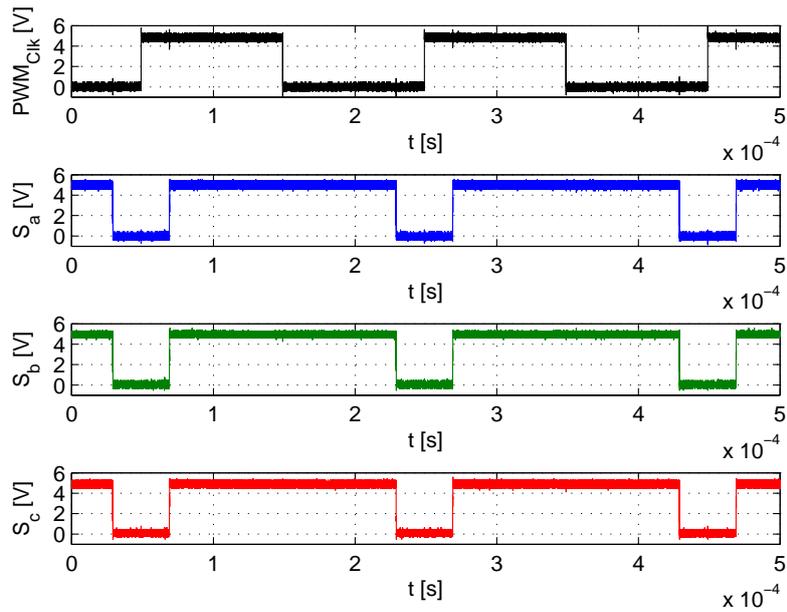


Abbildung 7.4: LLC, Lead/Lag-Stellung, $d = 0.8$

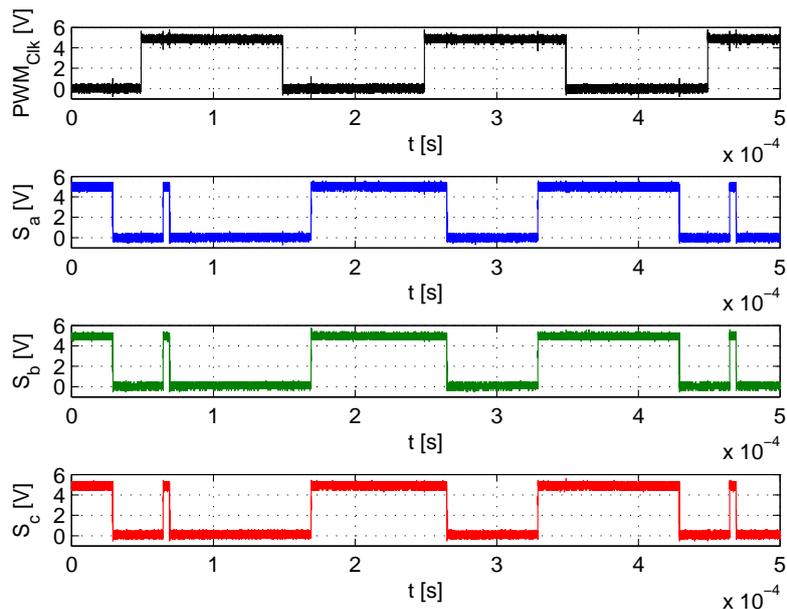


Abbildung 7.5: LLC, Zufallsentscheidung, $d = 0.8$

konstant 0.8 belassen. Die Aufzeichnung beginnt zu einem Zeitpunkt, an dem die Pulse in Lead/Lag-Stellung positioniert sind. Die erste steigende Flanke der PWM-Clock

signalisiert einen Pulse-Mid-Interrupt. Die Halbbrücken sind zu diesem Zeitpunkt, der Lead/Lag-Position entsprechend, alle ausgeschaltet. Einige Zeit nach dem Interrupt sollen die Halbbrücken für die restliche Dauer der Schaltperiode wieder eingeschaltet werden, doch bereits nach kurzer Zeit werden sie wieder ausgeschaltet. Auch in den weiteren Schaltperioden kommt es zu Fehlern. So wird die nächste in Center-Stellung begonnen, der Ausschaltvorgang findet jedoch viel zu früh zu einem unpassenden Zeitpunkt statt. Darüber hinaus werden die Halbbrücken in derselben Periode fälschlicherweise noch einmal eingeschaltet. Da das Fehlverhalten nur durch die dynamische Änderung des Positionierungsschemas zur Laufzeit erzeugt wird, wird davon ausgegangen, dass in der Implementierung des Generic Commutation-Blocks ein Fehler vorliegt. Nach Rücksprache mit der Firma dSPACE wurde zwar ein veränderter Firmware-Stand für die DS5202-Erweiterungskarten getestet, am Fehlverhalten änderte sich dadurch aber nichts.

Diese Betrachtungen wurden zwar nur für die Lead/Lag-Center-Modulation durchgeführt, bei der Lead-Lag-Modulation kommt es aber ebenfalls zu einem ähnlichen Verhalten.

Aus diesem Grund konnten keine weiteren Messungen mit den beiden Lead-Lag-Verfahren durchgeführt werden, diese werden daher in weiterer Folge nicht mehr berücksichtigt.

7.3 Subjektiver Eindruck

Da die restlichen RPWM-Verfahren problemlos funktionierten, soll an dieser Stelle der Höreindruck beschrieben werden: Der tonale Charakter des magnetischen Geräusches der Raumzeigermodulation wurde sofort als störend und unangenehm wahrgenommen. Die Inbetriebnahme des ersten RPWM-Verfahrens, der RCD-Modulation, brachte eine Überraschung. Obwohl aufgrund der Simulationsergebnisse nicht zu erwarten, war der tonale Anteil des Geräusches vollständig in Rauschen aufgegangen. Auch bei der RZD-Modulation konnte der unangenehme Ton der Raumzeigermodulation nicht mehr wahrgenommen werden. Dasselbe gilt für alle weiteren (funktionierenden) RPWM-Verfahren. Daran zeigt sich, dass der tonale Anteil des Geräusches (für das menschliche Gehör) verschwinden kann, auch wenn noch ausgeprägte Peaks im Stromspektrum vorhanden sind. Da bereits die einzelnen RPWM-Verfahren das magnetische Geräusch stark verändern, sind Kombinationen von zwei Modulationsarten wie RCD+RZD, RSF+RCD oder RSF+RZD im Grunde unnötig. Diese Kombinationen bieten geräuschkmäßig keine Verbesserungen mehr, bedeuten aber einen zusätzlichen Berechnungsaufwand und zeigen auch bei der Momentenwelligkeit keine überzeugenden Ergebnisse. Aus diesem Grund und da bei den Versuchen mit diesen Kombinationen keine Überraschungen auftraten, werden diese Verfahren bei der Diskussion der Messergebnisse zum Großteil ausgespart.

Bei Tests der RSF-Modulation zeigte sich, dass der tonale Anteil des magnetischen Geräusches ab einer Intervallbreite von 1400 Hz, also Schaltfrequenzen im Bereich von 4.3 kHz bis 5.7 kHz, nicht mehr als störend empfunden wurde.

Bei niedrigen Umdrehungszahlen ändert sich das Geräusch der Zufalls-Modulationsverfahren vom Rauschen zu einem „Schleifgeräusch“. Dieses Geräusch klingt wie ein

Lagerschaden in der Maschine. Bei den unterschiedlichen RPWM-Verfahren ist dieses Schleifgeräusch unterschiedlich stark ausgeprägt. Bei der RZD-Modulation wirkt es am stärksten, während es bei der RSF-Variante schwächer ausfällt. Ohne das Wissen um die Entstehung dieses Geräusches kann leicht der Eindruck entstehen, die Maschine sei defekt.

7.4 Messergebnisse

In diesem Abschnitt wird eine Auswahl der Messergebnisse unterschiedlicher Versuche präsentiert. Der Fokus liegt auf den Momenten- und Strommessungen, um einen Vergleich zu den Simulationsergebnissen zu erhalten und die negativen Auswirkungen der RPWM-Verfahren im Vergleich zur Raumzeigermodulation zu betrachten. Die positiven Auswirkungen werden anhand von Geräuschmessungen untersucht.

7.4.1 Momentenmessung

Die Auswirkungen der Zufalls-Modulation auf die Momentenwelligkeit wird anhand von zwei Versuchen betrachtet. Beim ersten wird Asynchronmaschine 1, die zur Erprobung der RPWM-Verfahren dient, drehzahleregelt betrieben, während Asynchronmaschine 2 eine Belastung vorgibt. Für den zweiten Versuch werden die Aufgaben der beiden Maschinen vertauscht: Die erste Maschine muss ein vorgegebenes Moment erzeugen, während die zweite eine konstante Drehzahl hält. Bei beiden Versuchen wird das Moment gemessen und ausgewertet.

Drehzahlvorgabe

Im drehzahleregelten Betrieb unterscheiden sich die Zufalls-Modulations-Verfahren im Allgemeinen wenig von der Raumzeigermodulation was die Momentenwelligkeit betrifft. Die Ergebnisse von zwei Versuchen bei 0 min^{-1} und 2000 min^{-1} werden beschrieben. In Abbildung 7.6 ist der Lastsprung bei 0 min^{-1} durch die zweite Asynchronmaschine dargestellt. Es sind nur Verläufe für die RCD-, RZD- und Raumzeigermodulation eingezeichnet. Zwischen den beiden Zufalls-Verfahren und der Raumzeigermodulation kann nur schwer ein Unterschied im maximalen Momentenrippel ausgemacht werden. Dies sollte im Grunde wenig überraschen, da ja die zweite Asynchronmaschine, die mit Raumzeigermodulation betrieben wird, das Moment regelt. Die Schwingungen im Moment der Raumzeigermodulation haben unterschiedliche Gründe. Ein Schwingungsanteil kommt auch vom Regler. Da die Verläufe von RPP und RSF denen der anderen Verfahren sehr ähneln, wurde der Übersichtlichkeit wegen auf deren Darstellung verzichtet.

Derselbe Lastsprung bei einer auf 2000 min^{-1} gesteigerten Drehzahl führt zu unterschiedlicheren Ergebnissen. Während RCD und RZD wiederum keine deutlichen Unterschiede zur Raumzeigermodulation aufweisen, gibt es beim Verfahren der zufälligen Schaltfrequenz sehr große Abweichungen, wie Abbildung 7.7 zeigt. Die RPP-Modulation weist einen minimal größeren Momentenrippel als die Raumzeigermodulation auf. Die

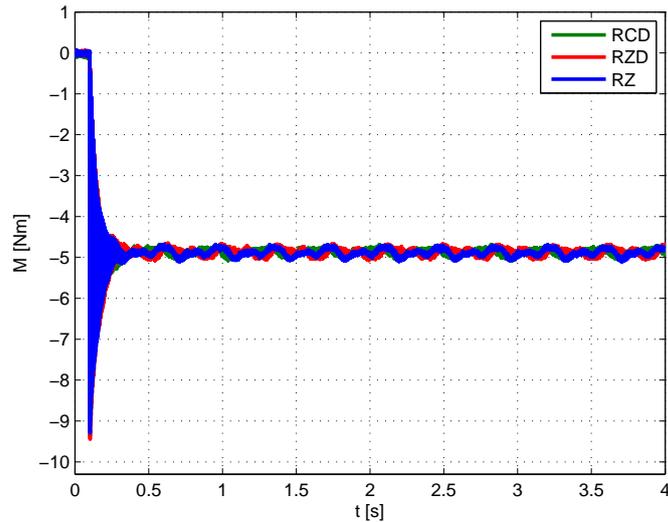


Abbildung 7.6: Momentenverläufe Lastsprung bei 0 min^{-1} , RCD, RZD, RZ

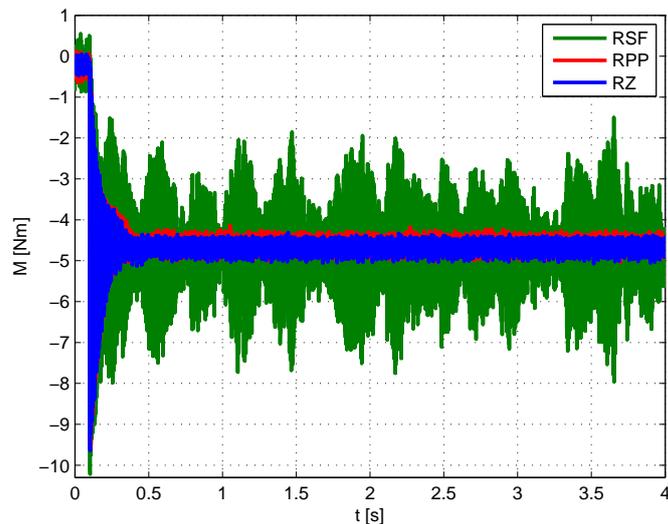


Abbildung 7.7: Momentenverläufe Lastsprung bei 2000 min^{-1} , RSF, RPP, RZ

große Abweichung der RSF-Modulation lässt sich teilweise durch die zeitliche Abfolge der Regelungstasks erklären. Die Tasks zur Regelung beider Asynchronmaschinen werden auf derselben Hardware ausgeführt, wobei Asynchronmaschine 1 die höhere Priorität genießt, und deren Task daher auch nicht unterbrochen werden kann. In diesem Task werden auch die Messdaten der zweiten Asynchronmaschine eingelesen. Aufgrund der zufälligen Schaltfrequenz der PWM für die erste Maschine besteht die Möglichkeit, dass die Regelung der zweiten Maschine öfter unterbrochen wird. Das Wechselspiel der beiden Regelungstasks kann somit ein Grund für die große Momentenwelligkeit sein. Der

Momentenrippel der RSF ähnelt den Simulationsergebnissen einer mit der PWM unsynchronisierten Regelung.

Die Ergebnisse dieser Versuchsreihe sind für die Drehzahlen 0 min^{-1} und 2000 min^{-1} in Zahlenform in Tabelle 7.1 zusammengefasst. Die Tabelle enthält die berechneten Stan-

PWM	Standardabweichung		Max. Abweichung	
	0 min^{-1}	2000 min^{-1}	0 min^{-1}	2000 min^{-1}
RZ	0.0842 N m	0.1167 N m	4.7 %	8.4 %
RCD	0.0730 N m	0.1263 N m	4.3 %	10.0 %
RZD	0.0806 N m	0.1278 N m	4.2 %	9.3 %
RPP	0.0814 N m	0.1274 N m	4.8 %	10.0 %
RSF	0.0737 N m	0.908 N m	4.4 %	68.5 %

Tabelle 7.1: Abweichungen Moment bei Drehzahlvorgabe

andardabweichungen und die maximalen Abweichungen vom Mittelwert des Moments im eingeschwungenen Zustand. Die Werte zeigen, dass bei einer Drehzahl von 0 min^{-1} alle Modulationsarten auf demselben Niveau liegen. Auch bei 2000 min^{-1} schneiden alle Verfahren bis auf die zufällige Schaltfrequenz sehr gut ab.

Auch wenn die zweite Asynchronmaschine vollständig ausgeschaltet und die erste drehzahl geregelt ohne Last betrieben wird, ändert sich an der Momentenwelligkeit bei den RPWM-Verfahren nicht viel. RCD und RZD sind etwas schlechter als die Raumzeigermodulation, RPP verliert bei höheren Drehzahlen deutlich an Boden und RSF hat den mit Abstand schlechtesten Momentenrippel.

Momentenvorgabe

In den vorhergehenden Versuchen wurde die erste Asynchronmaschine drehzahl geregelt betrieben, für die folgenden Messungen wird auf den Drehzahlregler verzichtet und stattdessen ein Sollmoment vorgegeben. Um die Drehzahl dabei konstant zu halten, wird bei der zweiten Asynchronmaschine die Drehzahlregelung aktiviert. Die Parameter bleiben unverändert: Sollmoment 5 N m bei Drehzahlen von 0 min^{-1} und 2000 min^{-1} .

Die Momentenverläufe für RCD, RZD und die Raumzeigermodulation bei 0 min^{-1} sind in Abbildung 7.8 aufgetragen. Wieder wurde auf eine Darstellung von RPP und RSF verzichtet, da fast kein Unterschied zu den zwei abgebildeten RPWM-Verfahren besteht. Im Vergleich zur Drehzahlvorgabe aus Abbildung 7.6 fällt auf, dass keine der Zufalls-Modulations-Varianten mehr mit der Raumzeigermodulation mithalten kann. Dennoch ist die Momentenwelligkeit nur knapp schlechter.

Bei höheren Drehzahlen ändert sich das Bild ein wenig, wie die Abbildungen 7.9 (RCD, RZD) und 7.10 (RPP, RSF) für 2000 min^{-1} zeigen. Auffällig ist die im Vergleich zum drehzahl geregelten Betrieb gestiegene Momentenwelligkeit bei der Raumzeigermodulation. Der Momentenrippel der Zufalls-Verfahren verschlechtert sich bei dieser Drehzahl im

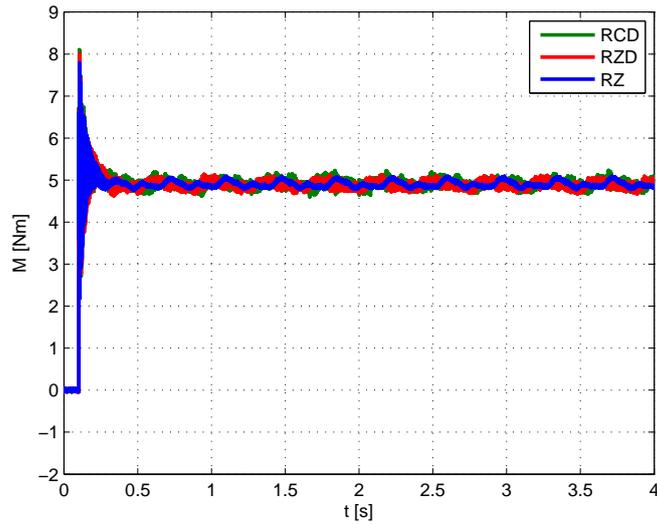


Abbildung 7.8: Momentenverläufe Momentensprung bei 0 min^{-1} , RCD, RZD, RZ

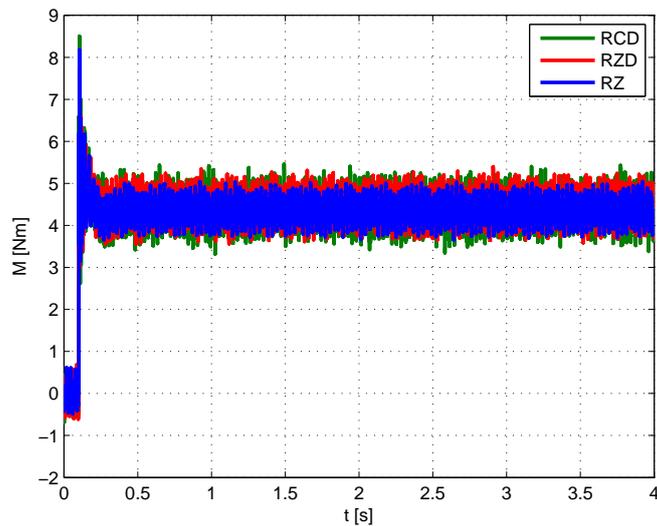


Abbildung 7.9: Momentenverläufe Momentensprung bei 2000 min^{-1} , RCD, RZD, RZ

Vergleich zur Raumzeigermodulation etwas. Während RCD und RZD eine ähnliche Welligkeit mit leichten Vorteilen für RZD aufweisen, sind RPP und RSF deutlich schlechter. Dies ist auch in Tabelle 7.2 ersichtlich. Sie enthält maximale und Standardabweichung des Moments bei Momentenvorgabe. Im Stillstand ist der Unterschied aller RPWM-Verfahren zur Raumzeigermodulation nun etwas größer als im drehzahlgeregelten Betrieb. Bei 2000 min^{-1} steigt die maximale Abweichung des Moments vom Mittelwert bei der Raumzeigermodulation von 8.4% auf 16.0%. Lagen RCD und RZD im drehzahlgeregelten Betrieb mit 10.0% und 9.3% nur knapp über der Raumzeigermodulation, so

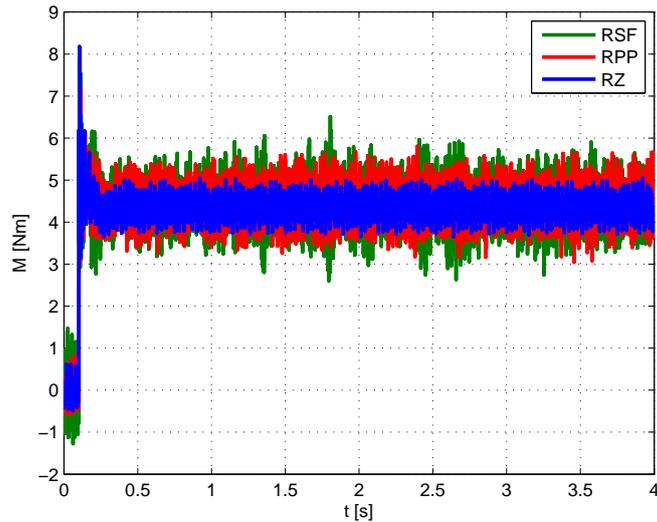


Abbildung 7.10: Momentenverläufe Momentensprung bei 2000 min^{-1} , RSF, RPP, RZ

PWM	Standardabweichung		Max. Abweichung	
	0 min^{-1}	2000 min^{-1}	0 min^{-1}	2000 min^{-1}
RZ	0.0688 N m	0.2732 N m	3.9 %	16.0 %
RCD	0.0884 N m	0.3268 N m	6.6 %	24.4 %
RZD	0.0758 N m	0.3067 N m	5.0 %	21.8 %
RPP	0.1090 N m	0.3919 N m	7.4 %	31.5 %
RSF	0.0839 N m	0.5072 N m	6.4 %	47.1 %

Tabelle 7.2: Abweichungen Moment bei Momentenvorgabe

ist der Unterschied bei Momentenvorgabe mit 24.4% und 21.8% doch deutlich größer. Diese beiden Verfahren können sich aber mit deutlichem Abstand von RPP und RSF absetzen. RPP fällt mit einer maximalen Abweichung von 31.5% deutlich gegenüber RCD und RZD zurück. Das RSF-Verfahren konnte sich als einzige Zufalls-Variante mit 47.1% gegenüber (dem sehr schlechten Ausgangswert von 68.5%) der Drehzahlvorgabe verbessern.

Die Momentenmessungen zeigen also, dass bei drehzahlgeregeltem Betrieb zwischen den RPWM-Verfahren bis auf RSF wenig Unterschiede untereinander sowie zur Raumzeigermodulation bestehen. Bei Momentenvorgabe können nur mehr RCD und RZD mit der Raumzeigermodulation einigermaßen mithalten, RPP und RSF verlieren deutlich an Boden.

7.4.2 Strommessung

Zur hochfrequenten Messung der Strangströme wurden die drei Rogowskispulen des Typs Chauvin Arnoux Miniflex MA 200 mit dem Oszilloskop verbunden, die Zeitverläufe der Ströme betrachtet und zur Berechnung von Spektren gespeichert. Bei Rogowskispulen handelt es sich um Luftspulen, im Speziellen um Ringspulen ohne einen ferromagnetischen Kern. Daher ist ihre Induktivität vergleichsweise niedrig, was die Erfassung von sich schnell ändernden Strömen ermöglicht. Darüber hinaus gibt es aufgrund des fehlenden Eisenkerns keine Sättigungseffekte, das Verhalten bleibt auch für große Ströme linear. Ein weiterer Vorteil ist die einfache Montage, da die Rogowskispulen nur um einen stromführenden Leiter geschlungen werden müssen. Messwerte wurden bei zwei unterschiedlichen Drehzahlen aufgenommen, bei 0 min^{-1} und 2000 min^{-1} .

Da die auf Pulsmanipulation basierenden Verfahren (RCD, RZD und RPP) alle ähnliche Ergebnisse liefern, wird nur die RZD-Modulation als ein Vertreter genauer betrachtet. Das Spektrum von Strangstrom a im Stillstand bei RZD-Modulation ist in Abbildung 7.11 dargestellt. Darin ist zum Vergleich auch das Spektrum des Stromes bei Raum-

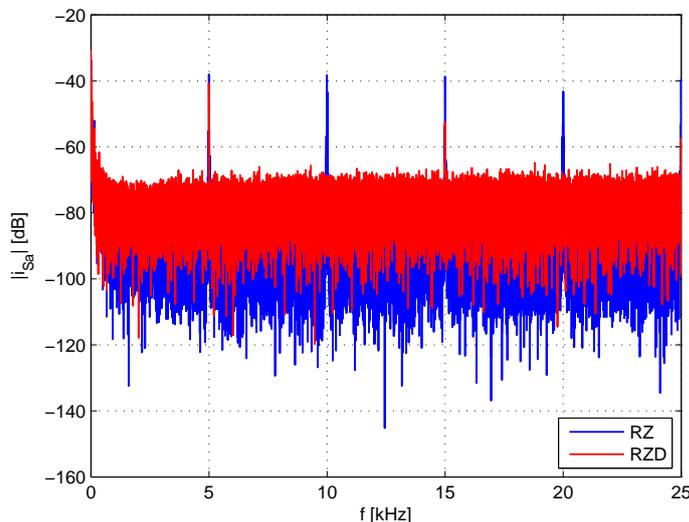


Abbildung 7.11: Spektrum Strangstrom a, RZD-Modulation bei 0 min^{-1} (Messung)

zeigermodulation aufgetragen. Der Noisefloor der in rot abgebildeten RZD-Modulation wird deutlich angehoben, dafür verschwindet der Peak bei 10 kHz vollständig. Auch bei 20 kHz ist im Gegensatz zur Raumzeigermodulation keine Erhebung aus dem Noisefloor mehr zu erkennen. Einzig bei 5 kHz gibt es beinahe keine Veränderung. Dieses Verhalten setzt sich auch für Frequenzen über dem menschlichen Hörbereich fort (nicht mehr dargestellt). Ab 60 kHz sind überhaupt keine Peaks im Spektrum der RZD-Modulation auszumachen, während bei der Raumzeigermodulation keine deutliche Abnahme der Oberschwingungsanteile bis zur maximal darstellbaren Frequenz von 250 kHz erkennbar ist.

Mit steigender Drehzahl wird das Stromspektrum des RZD-Verfahrens dem der Raumzeigermodulation immer ähnlicher, wie Abbildung 7.12 für 2000 min^{-1} zeigt. Dies liegt

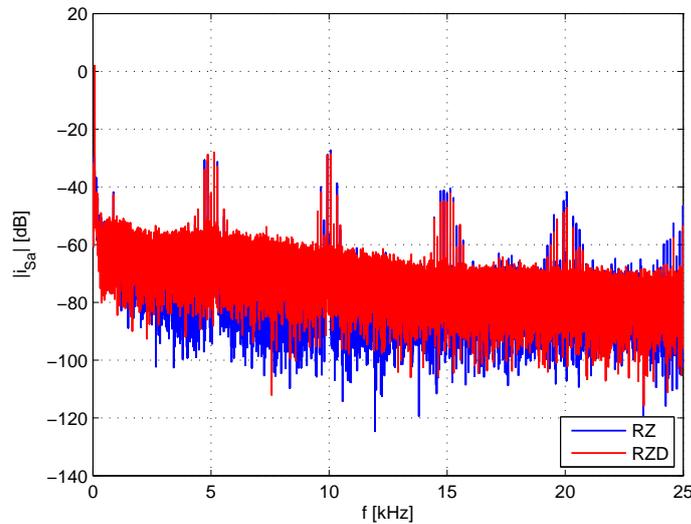


Abbildung 7.12: Spektrum Strangstrom a, RZD-Modulation bei 2000 min^{-1} (Messung)

daran, dass mit steigender Drehzahl auch die Spannung steigt. Der von der Regelung angeforderte Raumzeiger wird also immer länger. Dies bedeutet, dass der Nullzustand insgesamt abnimmt. Dadurch steht für RCD und RPP weniger Platz zur Verschiebung der Pulse zur Verfügung. Auch RZD ist durch die sehr eingeschränkte Aufteilung des Nullzustandes nicht mehr in der Lage, zufällige Schaltzeitpunkte zu generieren.

Die Spektren von RCD und RPP unterscheiden sich zwar etwas von jenen der RZD-Variante, der Trend bleibt aber gleich: Im Stillstand werden vor allem die Peaks bei 10 kHz und 20 kHz deutlich reduziert, bei höheren Drehzahlen ähneln die Spektren dem der Raumzeigermodulation sehr stark.

Im Gegensatz zu den bisher betrachteten RPWM-Verfahren verändert die RSF-Modulation das Stromspektrum unabhängig von der Drehzahl. Auch bei 2000 min^{-1} unterscheidet sich das Spektrum deutlich von dem der Raumzeigermodulation, wie in Abbildung 7.13 ersichtlich. Auf eine Darstellung des Spektrums im Stillstand wird verzichtet, da kein großer Unterschied zu dem bei der höheren Drehzahl erkennbar ist. Da bei der RSF-Variante die zufälligen Schaltzeitpunkte nicht durch Manipulation des Nullzustandes, sondern durch Variation der Schaltfrequenz generiert werden, wird dieses Verfahren nicht durch steigende Drehzahlen beeinflusst. Generell fällt auf, dass die durch die Messung erhaltenen Stromspektren den Simulationsergebnissen bei gleichen Drehzahlen sehr ähnlich sehen. So können zum Beispiel die Spektren der RSF-Modulation der Abbildungen 6.24 und 7.12 nur für niedrige Frequenzen deutlich voneinander unterschieden werden.

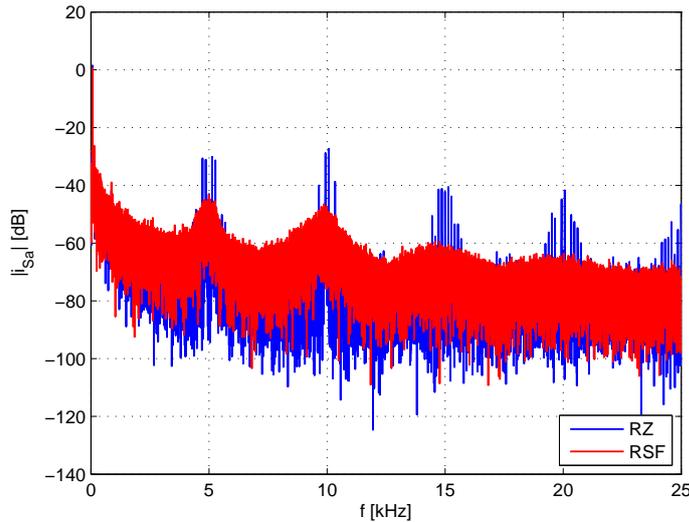


Abbildung 7.13: Spektrum Strangstrom a, RSF-Modulation bei 2000 min^{-1} (Messung)

7.4.3 Geräuschmessung

Für die Geräuschmessungen wurde ein Elektret-Mikrofon mit Kugelcharakteristik verwendet, das seitlich neben der ersten Asynchronmaschine im Abstand von etwa 15 cm angebracht wurde. Die Messungen fanden jeweils im Stillstand der Maschine statt, die zweite Asynchronmaschine war jeweils ausgeschaltet. Da sich der Prüfstand in einer Montagehalle befindet, kam es zu deutlichen Störeinflüssen, die sich nur schwer vermeiden ließen. Dazu zählen zum Beispiel Lüftergeräusche, Schritte oder Gespräche. Aus diesem Grund wurde die Aufzeichnungsdauer mit 20 Sekunden relativ lang gewählt, mit dem Ziel, die Störeinflüsse durch Berechnung mehrerer Spektren und anschließender Mittelung zu minimieren. Die am Mikrofon gemessene Spannung wurde dazu in 40 Segmente aufgeteilt, von jedem dieser Segmente ein Spektrum berechnet und abschließend über alle Spektren ein Mittelwert gebildet.

Wie bei den Stromspektren unterscheiden sich die Geräuschspektren von RCD, RZD und RPP nur minimal voneinander. Daher wird nur eines dieser drei Verfahren näher untersucht. Das gemittelte Spektrum der Mikrofonspannung der RZD-Modulation ist in Abbildung 7.14 dargestellt. Wie aufgrund des Stromspektrums zu erwarten war, verschwindet der Peak bei 10 kHz im Noisefloor. Ebenso ist der Peak bei 5 kHz deutlich ausgeprägt. Beim RCD-Verfahren ist er sogar noch etwas größer, bei der RPP-Modulation etwas kleiner als bei der abgebildeten RZD-Modulation. Darüber hinaus kann kein Unterschied zwischen diesen drei Verfahren erkannt werden. Der Anstieg des Noisefloors im Bereich um etwa 8 kHz sowie die Peaks knapp über 19 kHz lassen sich durch das magnetische Geräusch nicht erklären. Es muss sich hierbei eher um Fehler oder nicht-ideale Eigenschaften des verwendeten Mikrofons handeln, da diese Anteile auch bei einer Vergleichsmessung mit unbestromter Maschine im Geräuschspektrum auftauchen.

Das in Abbildung 7.15 dargestellte Spektrum der Mikrofonspannung bei Betrieb der

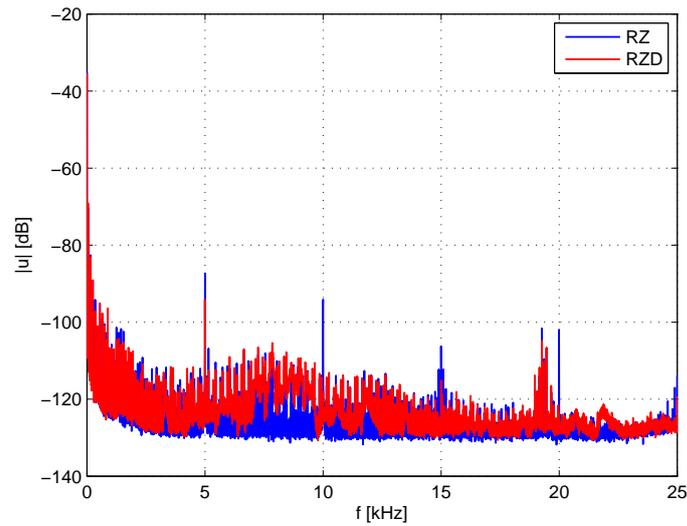


Abbildung 7.14: Gemitteltetes Spektrum der Mikrofonspannung, RZD-Modulation, $f_S = 5$ kHz

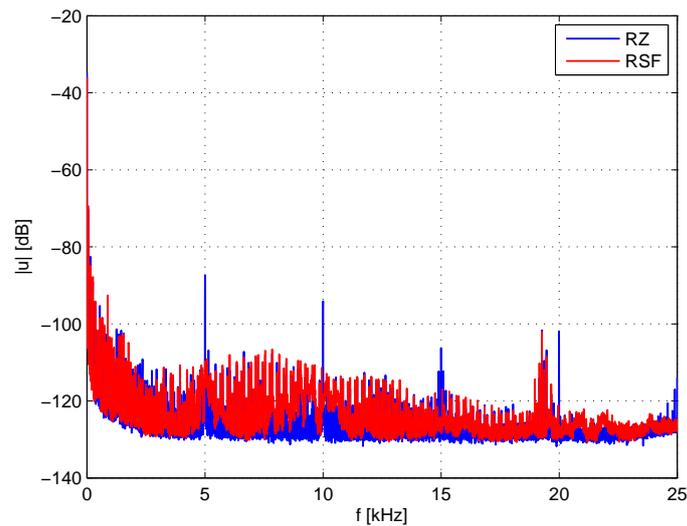


Abbildung 7.15: Gemitteltetes Spektrum der Mikrofonspannung, RSF-Modulation

RSF-Modulation weist wie das entsprechende Stromspektrum keine ausgeprägten Spitzen, die auf das magnetische Geräusch zurückführbar sind, mehr auf. Der wellige Verlauf des Stromspektrums kann bei genauerer Betrachtung im Geräuschspektrum noch erkannt werden.

7.4.4 Beschränkung des Zufalls

Wegen der guten akustischen Eigenschaften der RPWM-Verfahren wurde die Überlegung angestellt, inwieweit der Zufall „beschränkt“ oder „reduziert“ werden kann, ohne das Geräusch zu verändern. Durch diese Maßnahme wurde eine Verringerung der Momentenwelligkeit erhofft. Die Zufallsbeschränkungen wurden bei allen Zufalls-Modulations-Verfahren durch eine Multiplikation mit einem Beschränkungsfaktor realisiert. Dieser Faktor kann aus dem Intervall $[0, 1]$ gewählt werden. Für RCD und RZD bedeutet das, dass das Verschiebungstastverhältnis d_v (RCD) beziehungsweise das Produkt $R \cdot d_{min}$ (RZD) vor der Addition zu den Tastverhältnissen der Raumzeigermodulation noch mit dem Beschränkungsfaktor k_B gewichtet werden:

$$\mathbf{d}_{\text{RCD}1,2} = \mathbf{d}_{1,2} \pm k_B \cdot d_v \quad (7.1)$$

$$\mathbf{d}_{\text{RZD}} = \mathbf{d}_{\text{RZ}} + k_B \cdot R \cdot d_{min} \quad (7.2)$$

Für die RPP-Modulation dürfen nicht die drei Verschiebungstastverhältnisse $d_{max,v}$, $d_{mittel,v}$ und $d_{min,v}$ selbst beschränkt werden. Dies liegt daran, dass $d_{mittel,v}$ und $d_{min,v}$ zusätzlich zur zufälligen Verschiebung der zugehörigen Pulse auch die zur Erhaltung der korrekten Ausgangsraumzeiger nötige Information enthalten. In dem in Abbildung 7.16 dargestellten Beispiel wurde die Beschränkung für den breitesten Puls ausgeschaltet. Der breiteste Puls darf also innerhalb der gesamten Schaltperiode platziert werden. Die mittleren und schmalen Pulse sind hingegen vollständig beschränkt, ihre Anordnung entspricht der Raumzeigermodulation. Diese unglückliche Wahl der Beschränkungen führt

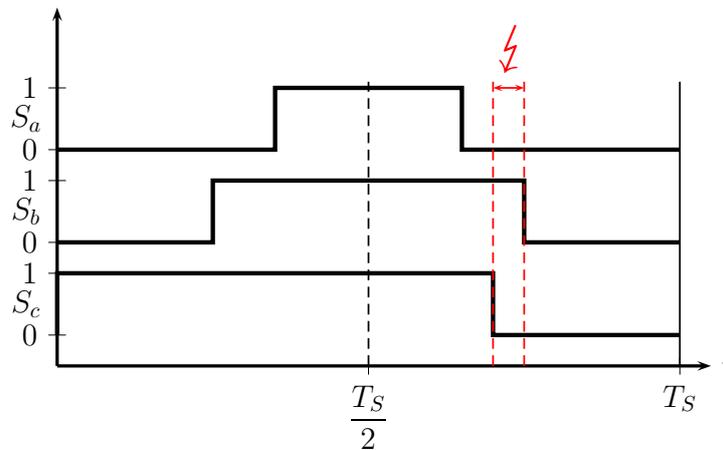


Abbildung 7.16: Falsche Zufallsbeschränkung RPP

zu dem eingezeichneten Fehlzustand. Zur Vermeidung derartiger Fehler in der Ausgangsspannung dürfen nicht die Verschiebungstastverhältnisse selbst, sondern muss bereits die Zufallszahl beschränkt werden. Dadurch wird nur der Zufallsanteil reduziert, Verschiebungen, die zur Erhaltung des korrekten Pulsmusters nötig sind, werden aber durchgeführt. Im Extremfall werden die schmäleren Pulse also rechts- oder linksbündig am breiteren Puls ausgerichtet.

Eine Beschränkung dieser Art ist für das RSF-Verfahren nicht möglich. Indirekt wurde durch die Wahl der Intervallbreite der zufälligen Schaltfrequenzen eine andere Beschränkung jedoch bereits durchgeführt.

Vorgabe konstanter Beschränkungsfaktoren

Zur Überprüfung der Zufallsbeschränkungen wurden die Beschränkungsfaktoren im Stillstand der Maschine zwischen 0 und 1 variiert. Dabei zeigte sich, dass das magnetische Geräusch bei allen RPWM-Verfahren, die auf der Manipulation der Pulse basieren, erst ab einem Beschränkungsfaktor von etwa 0.8 im Rauschen unterging. Bei Faktoren kleiner als 0.8 dominierte der tonale Anteil. Bei der RPP-Modulation genügte es für kleine Drehzahlen unter etwa 100 min^{-1} , nur für den breitesten Puls die Beschränkung von 0.8 vorzugeben, um Rauschen zu erzeugen. Die anderen beiden Pulse konnten dabei vollständig beschränkt ($k_B = 0$) betrieben werden. Bei Drehzahlen über 100 min^{-1} mussten jedoch auch die Beschränkungen der schmäleren Pulse auf 0.8 gesetzt werden, um das tonale Geräusch zu unterdrücken.

Die Auswirkungen der Zufallsbeschränkungen auf die Momentenwelligkeit waren sehr gering. Im drehzahlgeregelten Betrieb zeigten sich keine Unterschiede zu den Messungen der unbeschränkten Verfahren. Auch bei Momentenvorgabe waren die Abweichungen gering. Tabelle 7.3 enthält die Ergebnisse. Die einzige relativ deutliche Verbesserung im

PWM	Standardabweichung		Max. Abweichung	
	0 min^{-1}	2000 min^{-1}	0 min^{-1}	2000 min^{-1}
RZ	0.0688 N m	0.2732 N m	3.9 %	16.0 %
RCD	0.0836 N m	0.3145 N m	6.0 %	26.2 %
RZD	0.0664 N m	0.2958 N m	4.7 %	21.5 %
RPP	0.1036 N m	0.3508 N m	8.0 %	26.0 %

Tabelle 7.3: Abweichungen Moment bei Momentenvorgabe, $k_B = 0.8$

Vergleich zu den unbeschränkten Verfahren aus Tabelle 7.2 erfährt die RPP-Modulation bei 2000 min^{-1} .

Da die Verbesserungen des Momentenrippels jedoch insgesamt so minimal sind, wurde die Vorgabe eines konstanten Beschränkungsfaktors von 0.8 wieder verworfen.

Drehzahlabhängige Zufallsbeschränkung

Mit steigender Drehzahl werden andere Geräuschanteile wie Luft- oder Lagergeräusche immer lauter und beginnen, das magnetische Geräusch teilweise zu überdecken. Aus diesem Grund wurde auch eine drehzahlabhängige Zufallsbeschränkung erprobt. Als untere Drehzahl, bei der begonnen wird, den Beschränkungsfaktor von 1 ausgehend zu verringern, wurde 1500 min^{-1} festgelegt. Die obere Drehzahlgrenze wurde auf 2000 min^{-1} gesetzt. Ab dieser Drehzahl soll nur noch die Raumzeigermodulation verwendet werden,

der Beschränkungsfaktor also 0 betragen. In dem Drehzahlbereich dazwischen wird der Beschränkungsfaktor linear reduziert. Diese Reduktion des Zufalls verstärkt im Grunde das Verhalten von RCD, RZD und RPP, da bei diesen Verfahren der Zufall mit steigender Drehzahl bereits durch den kleiner werdenden Nullzustand stark begrenzt wird. Die drehzahlabhängige Beschränkung wurde auch für das RSF-Verfahren implementiert, dabei wird die Breite des Frequenzintervalls linear verkleinert.

Bei Vergleichsmessungen zeigte sich, dass diese Beschränkungen im Grunde unnötig sind, da die Momentenwelligkeit im Bereich von 1500 min^{-1} bis 2000 min^{-1} nicht deutlich verbessert werden konnte. Bei Drehzahlen über diesem Bereich ähneln RCD, RZD und RPP auch ohne die zusätzliche Beschränkung der Raumzeigermodulation bereits sehr stark. Bei Drehzahlen darunter macht die Beschränkung aus akustischer Sicht wenig Sinn, da der tonale Anteil des Geräusches im niedrigen Drehzahlbereich sehr dominant ist.

7.4.5 Änderung der mittleren Schaltfrequenz

Den Abschluss der Messungen bildeten Versuche mit veränderter Schaltfrequenz. Dabei sollte festgestellt werden, ob auch unter diesen veränderten Bedingungen der tonale Charakter des magnetischen Geräusches verschwindet. Die Schaltfrequenz wurde auf 2.5 kHz und 1.75 kHz abgesenkt. Für noch geringere Schaltfrequenzen ist eine Anpassung der Stromregler erforderlich, da das System bei etwa 1.7 kHz an die Stabilitätsgrenze stößt. Von den vier zuletzt betrachteten RPWM-Verfahren wurden hier nur noch die RCD- und RZD-Modulationen eingesetzt, zwischen welchen sich nur kleine Unterschiede in den Messergebnissen zeigten. In Abbildung 7.17 ist ersichtlich, dass das Geräusch durch den Einsatz der Zufalls-Verfahren auch bei verringerten Schaltfrequenzen keine tonalen Anteile aufweist. Im Gegensatz zur Raumzeigermodulation sind beim RZD-Verfahren fast keine Peaks, die vom magnetischen Geräusch herrühren, mehr erkennbar. Für die RCD-Variante ergibt sich ein dem RZD-Verfahren sehr ähnliches Bild.

Bei der Momentenwelligkeit zeigt sich ein deutlich verändertes Bild gegenüber der hohen Schaltfrequenz. RCD und RZD weisen schon bei 2.5 kHz einen deutlich größeren Momentenrippel als die Raumzeigermodulation auf, wie Abbildung 7.18 beweist. Die Ergebnisse der Momentenmessungen für 500 min^{-1} und 2000 min^{-1} sind in Tabelle 7.4 zusammengefasst. Die Abweichungen von etwa 16% bis 18% bei der Raumzeigermodulation werden von RCD und RZD mit deutlichem Abstand verfehlt. RZD kann sich zwar

PWM	Standardabweichung		Max. Abweichung	
	500 min^{-1}	2000 min^{-1}	500 min^{-1}	2000 min^{-1}
RZ	0.2980 N m	0.2854 N m	16.3 %	18.5 %
RCD	0.5880 N m	0.8403 N m	47.8 %	70.2 %
RZD	0.4664 N m	0.6672 N m	35.7 %	59.6 %

Tabelle 7.4: Abweichungen Moment bei Momentenvorgabe, $f_S = 2.5 \text{ kHz}$

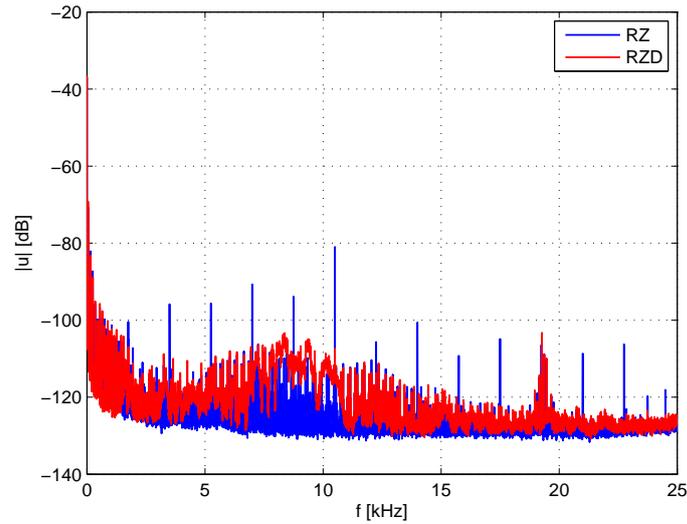


Abbildung 7.17: Gemittetes Spektrum der Mikrofonspannung, RZD-Modulation, $f_S = 1.75 \text{ kHz}$

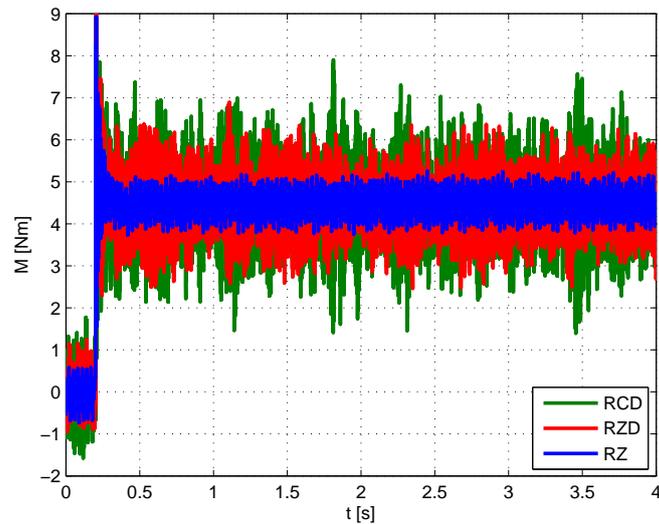


Abbildung 7.18: Momentenverläufe Momentensprung für $f_S = 2.5 \text{ kHz}$ bei 2000 min^{-1}

etwas von RCD absetzen, doch die maximalen Abweichungen von 35.7% und 59.6% bei 500 min^{-1} respektive 2000 min^{-1} sind bereits sehr hoch. Auch wenn der Anstieg der Momentenwelligkeit bei der Raumzeigermodulation gegenüber der Schaltfrequenz von 5 kHz teilweise durch das Wechselspiel der beiden Regelungstasks erklärt werden kann (AM2 wird weiterhin mit $f_S = 5 \text{ kHz}$ betrieben), so liefert dies dennoch keine Erklärung für den großen Anstieg des Momentenrippels bei den beiden RPWM-Verfahren.

7.4.6 Zusammenfassung der Messergebnisse

Die akustischen Eigenschaften der funktionierenden RPWM-Verfahren lassen sich durchwegs positiv beurteilen. Fällt bei der Raumzeigermodulation der tonale Charakter des magnetischen Geräusches noch deutlich auf, so kann bei den Zufalls-Varianten nur noch Rauschen wahrgenommen werden. Dies ändert sich auch bei steigenden Drehzahlen nur langsam. Kombinationen von zwei oder mehreren Verfahren sind nicht nur aus Sicht des Geräusches sinnlos, auch die Momentenwelligkeit kann dabei nicht positiv beeinflusst werden. Der steigende Momentenrippel ist generell der größte Nachteil der Zufalls-Verfahren. Halten sich die Abstände zur Raumzeigermodulation im drehzahlgeregelten Betrieb noch in Grenzen, so steigen diese bei Momentenvorgabe doch deutlich an. Besonders negativ fallen bei diesen Versuchen die RPP- und RSF-Modulationen auf. Wird die Schaltfrequenz reduziert, so steigt auch bei den RCD- und RZD-Verfahren die Momentenwelligkeit gegenüber der Raumzeigermodulation deutlich an.

Die mit der Begrenzung des Zufalls erhoffte Reduktion des Momentenrippels tritt nicht ein. Der Zufall kann nicht soweit reduziert werden, dass ohne gleichzeitige Verschlechterung des magnetischen Geräusches klare positive Auswirkungen auf die Momentenwelligkeit messbar sind.

Die Strom- und Spannungsspektren der Simulation haben sich als gutes Maß zur Abschätzung des magnetischen Geräusches erwiesen. Auch die Messungen der Strangströme und anschließenden Frequenzanalysen haben den Zusammenhang zwischen Strom und Spannung und dem Geräusch bestätigt.

Zwei der RPWM-Verfahren, Lead/Lag-Center und Lead-Lag, konnten aufgrund von Problemen mit dem dSPACE-System nicht untersucht werden. Die Simulationsergebnisse zeigen aber, dass sowohl in Bezug auf Geräusch als auch auf Momentenwelligkeit keine überraschenden Ergebnisse zu erwarten sind.

8 Zusammenfassung

Die Unzufriedenheit mit dem akustischen Verhalten der Kombination von Umrichter, Asynchronmaschine und feldorientierter Regelung gab den Anlass für diese Arbeit. Aufgrund des einfachen Aufbaus der Asynchronmaschine sowie der guten Eigenschaften der feldorientierten Regelung findet dieses Paket immer häufiger Verwendung. Dadurch rückt auch die Betrachtung der Umwelteinflüsse in den Vordergrund. Oft wird dabei das Maschinengeräusch wegen seines tonalen Charakters bei längerem Betrieb als besonders störend empfunden. Aus diesem Grund beschäftigt sich diese Arbeit mit unterschiedlichen Arten der Geräuschreduktion von umrichtergespeisten Asynchronmaschinen.

Die kurze Beschreibung des Konzepts der feldorientierten Regelung diente dabei nur der Wiederholung. Eine ausführliche Behandlung der Thematik findet sich in der angeführten Literatur. Anschließend wurde die Geräuschenstehung bei elektrischen Maschinen betrachtet. Dabei kann zwischen mehreren Quellen unterschieden werden. Das magnetische Geräusch wurde als jene Quelle identifiziert, die für den unangenehmen tonalen Anteil verantwortlich zeichnet. Beim magnetischen Geräusch kann noch zwischen maschinen- und netzbedingten Ursachen differenziert werden. Der maschinenbedingte Anteil wurde jedoch ausgespart, da das störende Geräusch aufgrund des Zusammenhangs mit der Schaltfrequenz des Umrichters dem netzbedingten Anteil zugeordnet wurde. Es folgte eine Analyse der Ausgangsspannungen des Umrichters, bei der sich zeigte, dass der unangenehme Geräuschanteil durch unerwünschte Oberschwingungen in Spannung und Strom hervorgerufen wird. Als Erzeuger dieser Frequenzanteile wurde die Raumzeigermodulation mit ihren deterministischen Schaltzeitpunkten identifiziert. Abhilfe versprachen verschiedene zufallsbasierte Verfahren zur Pulsweitenmodulation, die in einer Literaturstudie recherchiert wurden. Alle Methoden versuchen, durch zufällige Schaltzeitpunkte, das Spektrum der Spannung und damit auch jenes des Geräusches dahingehend zu verändern, dass die Energie nicht mehr in einigen wenigen Frequenzen konzentriert ist, sondern sich gleichmäßiger auf den gesamten Frequenzbereich verteilt. Ein großer Nachteil aller RPWM-Verfahren betrifft die Momentenwelligkeit: Da der Momentenrippel bei der Raumzeigermodulation minimal ist, war zu erwarten, dass er durch den Einsatz der RPWM-Verfahren ansteigt. Dies bewahrheitete sich sowohl in der Simulation, als auch bei der Messung.

Bevor die zufallsbasierten Methoden jedoch überhaupt in Simulation und Messung eingesetzt werden konnten, mussten sie implementiert werden. Dabei zeigten sich durch das verwendete dSPACE-System einige Einschränkungen, die es zu berücksichtigen galt. Zwei Verfahren konnten am Prüfstand leider nicht erprobt werden, da fehlerhafte Pulsmuster ausgegeben wurden. Aufgrund weiterer Untersuchungen wird vermutet, dass der Fehler am dSPACE-System selbst liegt. Alle übrigen Methoden funktionierten einwandfrei und veränderten das magnetische Geräusch äußerst positiv. Statt dem auf Dauer un-

angenehmen Ton konnte nur noch Rauschen wahrgenommen werden. Die Auswirkungen auf die Momentenwelligkeit brachten leider auch keine Überraschungen: Der Momentenrippel stieg teilweise sogar sehr deutlich an. Bei steigender Drehzahl, und damit auch steigender Spannung, konnten in den Stromspektren aller RPWM-Verfahren bis auf die RSF-Modulation wieder deutlich ausgeprägte Peaks erkannt werden. Dies liegt an der Art und Weise, wie diese Verfahren den Zufall erzeugen. Dadurch wird das magnetische Geräusch dem der Raumzeigermodulation wieder ähnlicher. Dieses Verhalten ist jedoch nicht so gravierend, da das magnetische Geräusch bei hohen Drehzahlen meist durch andere Anteile verdeckt wird.

Als beste Methoden stellten sich die RZD- und RSF-Modulationen heraus. Beide verändern das Geräusch zuverlässig und zeichnen sich durch eine sehr einfache Implementierung aus, bei der auf keine Einschränkungen Rücksicht genommen werden muss. Das RZD-Verfahren überzeugte auch mit einer durchweg niedrigen Momentenwelligkeit. Darüber hinaus bleibt die Schaltfrequenz gegenüber der Raumzeigermodulation unverändert. Das RSF-Verfahren konnte beim Momentenrippel bei den ersten Versuchen zwar nicht überzeugen, Messungen an einem anderen Prüfstand ergaben aber sehr positive Ergebnisse. Dies legt den Schluss nahe, dass die große Momentenwelligkeit bei den ersten Messungen den Wechselwirkungen der beiden Tasks der zwei Asynchronmaschinen geschuldet ist.

Zusammenfassend können zufallsbasierte Pulsweitenmodulationsverfahren als durchaus praktikable Möglichkeit zur Veränderung des magnetischen Geräusches bezeichnet werden. Da die Entwicklung der Halbleitertechnologien stetig voranschreitet, ist in Zukunft aber anzunehmen, dass die Schaltfrequenz durch schnellere Halbleiterschalter und gesteigerte Rechengeschwindigkeit deutlich angehoben werden kann. Der Mensch wird also keine unangenehmen Geräusche mehr wahrnehmen, wodurch sich der Einsatz der RPWM-Verfahren zur Geräuschreduktion erübrigen wird.

Literaturverzeichnis

- [1] ACCARDO, L., M. FIORETTO, G. GIANNINI und P. MARINO: *Techniques of PWM space vector modulation for the reduction of magnetic acoustic noise in traction motor*. In: *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, SPEEDAM 2006. International Symposium on*, S. 1084 –1089, Mai 2006.
- [2] BECH, M., F. BLAABJERG und J. PEDERSEN: *Random modulation techniques with fixed switching frequency for three-phase power converters*. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 15(4):753 –761, Juli 2000.
- [3] BECH, M., J. PEDERSEN und F. BLAABJERG: *Field-oriented control of an induction motor using random pulse width modulation*. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE*, Bd. 2, S. 924 –931, 2000.
- [4] BELMANS, R. J. M., L. D'HONDT, A. J. VANDENPUT und W. GEYSEN: *Analysis of the Audible Noise of Three-Phase Squirrel-Cage Induction Motors Supplied by Inverters*. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IA-23(5):842 –847, September 1987.
- [5] BLASKO, V.: *A hybrid PWM strategy combining modified space vector and triangle comparison methods*. In: *Power Electronics Specialists Conference, PESC '96 Record, 27th Annual IEEE*, Bd. 2, S. 1872 –1878, Juni 1996.
- [6] BLASKO, V.: *Analysis of a hybrid PWM based on modified space-vector and triangle-comparison methods*. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 33(3):756 –764, Mai 1997.
- [7] IIDA, S., Y. OKUMA, S. MASUKAWA, S. MIYAIRI und B. BOSE: *Study on magnetic noise caused by harmonics in output voltages of PWM inverter*. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 38(3):180 –186, Juni 1991.
- [8] KOLLMANN, F. G., R. ANGERT und T. F. SCHÖSSER: *Praktische Maschinenakustik*. Springer, Berlin, 1 Aufl., Nov. 2005.
- [9] KRISHAN, K.: *Stromrichtertechnik*. Vorlesungsskriptum, Technische Universität Graz, 2009.
- [10] LAKEMEIER, J., A. TENGE und F. WISCHMEIER: *dSPACE AC Motor Control Solution User Guide*. dSPACE GmbH, Rathenastr. 26, D-33102 Paderborn, Juni 2010.

- [11] LIANG, T.-J., J.-F. CHEN und J.-L. SHYU: *Novel multi-random PWM technique for inverter design*. In: *Power Electronics and Drive Systems, PEDS '99, Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on*, Bd. 2, S. 942 –946, 1999.
- [12] MALITI, K. C.: *Modeling and Analysis of Magnetic Noise in Squirrel-Cage Induction Motors*. Doktorarbeit, Königlich Technische Hochschule, Stockholm, 2000.
- [13] NA, S.-H., Y.-G. JUNG, Y.-C. LIM und S.-H. YANG: *Reduction of audible switching noise in induction motor drives using random position space vector PWM*. *Electric Power Applications, IEE Proceedings*, 149(3):195 –200, Mai 2002.
- [14] SCHRÖDER, D.: *Elektrische Antriebe - Grundlagen*. Springer, Berlin, 4., erweiterte Aufl., August 2009.
- [15] SCHRÖDER, D.: *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. Springer, Berlin, 3., bearb. Aufl., Jänner 2009.
- [16] SHYU, J., T. LIANG und J. CHEN: *Digitally-controlled PWM inverter modulated by multi-random technique with fixed switching frequency*. *Electric Power Applications, IEE Proceedings*, 148(1):62 –68, Jänner 2001.
- [17] SINGH, G.: *A research survey of induction motor operation with non-sinusoidal supply wave forms*. *Electric Power Systems Research*, 75(2-3):200 – 213, 2005.
- [18] TAKAHASHI, I. und T. NOGUCHI: *A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor*. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IA-22(5):820 –827, 1986.
- [19] TIITINEN, P. und M. SURANDRA: *The next generation motor control method, DTC direct torque control*. In: *Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 1996., Proceedings of the 1996 International Conference on*, Bd. 1, S. 37 –43, Jänner 1996.
- [20] TRZYNADLOWSKI, A., F. BLAABJERG, J. PEDERSEN, R. KIRLIN und S. LEGOWSKI: *Random pulse width modulation techniques for converter-fed drive systems-a review*. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 30(5):1166 –1175, 1994.
- [21] TRZYNADLOWSKI, A., K. BORISOV, Y. LI und L. QIN: *A novel random PWM technique with minimum computational overhead and constant sampling frequency for high-volume, low-cost applications*. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE*, Bd. 1, S. 473 – 478, 2004.