

Entwicklung eines E-Skateboards



Masterarbeit

vorgelegt von

Kevin Leiffels

Matrikelnummer: 010206804

Angefertigt im Studiengang Elektromobilität an der Hochschule Bochum zur Erlangung des
Grades Master of Science

Wintersemester 2014/2015

Erstprüfer:

Prof. Dr.-Ing. Arno Bergmann

Zweitprüfer:

M. Eng. Jan-Henrik Kochsiek

Versicherung

“Ich erkläre hiermit, dass ich die vorliegende Arbeit selbständig und nur unter Benutzung der angegebenen Literatur und Hilfsmittel angefertigt habe. Wörtlich übernommene Sätze oder Satzteile sind als Zitat belegt, andere Anlehnungen hinsichtlich Aussage und Umfang unter Quellenangabe kenntlichgemacht. Die Arbeit hat in gleicher oder ähnlicher Form noch keiner Prüfungsbehörde vorgelegen und ist nicht veröffentlicht“.

Ort, Datum: _____

Unterschrift: _____

Inhaltsverzeichnis

| | |
|--|---------------|
| Abkürzungsverzeichnis | III |
| 1. Einleitung | - 1 - |
| 2. Konzept | - 3 - |
| 2.1 Planung | - 3 - |
| 2.2 Anforderungen..... | - 5 - |
| 3. Theoretische Grundlagen | - 6 - |
| 3.1 Raumzeiger und Koordinatentransformation | - 6 - |
| 3.1.1 Raumzeiger | - 6 - |
| 3.1.2 Transformationsbeziehungen zwischen Phasen- und Raumzeigergrößen..... | - 7 - |
| 3.1.3 Raumzeigertransformation zwischen ortsfesten und rotierenden Bezugssystemen | - 9 - |
| 3.2 Bürstenlose permanentmagneterregte Motoren | - 11 - |
| 3.2.1 Aufbau | - 12 - |
| 3.2.1.1 Beschreibung im statorfesten α - β -Koordinatensystem..... | - 13 - |
| 3.2.1.2 Beschreibung im rotorfesten d-q-Koordinatensystem | - 19 - |
| 3.2.2 Vergleich BLDC-Motor und PMSM | - 21 - |
| 3.2.2.1 BLDC-Motor | - 22 - |
| 3.2.2.2 PMSM | - 25 - |
| 3.2.2.3 Gemischter Betrieb | - 27 - |
| 3.3 Identifikation der Polradlage | - 28 - |
| 3.3.1 Offsetbestimmung der Hallsensoren | - 30 - |
| 3.4 Konzept der feldorientierten Regelung | - 31 - |
| 3.4.1 Prinzipielle Regelungsstrategie | - 32 - |
| 3.4.2 Vorgabe der Sollwertkomponenten | - 33 - |
| 3.4.3 Gesamtstruktur des Statorstromregelkreises..... | - 33 - |
| 3.4.4 Echtzeitimplementierung | - 34 - |
| 3.4.5 Raumzeiger-Pulsweitenmodulation | - 34 - |
| 4. Software | - 37 - |
| 4.1 Harmonisieren von Code Composer Studio und Matlab Simulink .. | - 37 - |
| 4.1.1 Einrichten von Code Composer Studio..... | - 37 - |
| 4.1.2 Einrichten von Matlab Simulink..... | - 39 - |

| | | |
|-----------|---|-------------|
| 5. | Modellbasierte feldorientierte Regelung für PMSM | 42 - |
| 5.1 | Rekursiver Ablauf | 42 - |
| 5.2 | Hallsensorauswertung | 44 - |
| 5.3 | Sollwertauswertung | 45 - |
| 5.4 | Drehzahlregelung | 46 - |
| 5.5 | Kommunikationsschnittstellen | 48 - |
| 5.5.1 | I ² C..... | 48 - |
| 5.5.1.1 | I/O Expander..... | 48 - |
| 5.5.1.2 | Display | 49 - |
| 5.5.2 | SPI..... | 50 - |
| 5.5.3 | SCI | 52 - |
| 5.6 | Phasenstrommessung | 53 - |
| 5.7 | Polradlage und dessen Interpolation | 54 - |
| 5.8 | Transformationen und Raumzeiger-Pulsweitenmodulation | 56 - |
| 6. | Fazit | 59 - |
| 7. | Abbildungsverzeichnis | 61 - |
| 8. | Quellenverzeichnis | 63 - |
| 9. | Anhang | 65 - |

Abkürzungsverzeichnis

| | |
|------------------|--|
| ADC | Analog Digital Converter |
| BLDC | Brushless DC |
| CCS | Code Composer Studio |
| DGL | Differentialgleichung |
| DIP | dual in-line package |
| DSP | digitaler Signalprozessor |
| eCAP | enhanced capture module |
| eQEP | enhanced quadrature encoder pulse module |
| FMEA | Fehlermöglichkeits- und Einflussanalyse |
| FOC | Field-oriented control |
| Gegen-EMK | Gegen-Elektromotorische-Kraft |
| I/O | Eingänge / Ausgänge |
| I ² C | inter-integrated circuit |
| IC | integrierter Schaltkreis |
| LSB | least significant bit |
| MSB | most significant bit |
| PMSM | permanentmagneterregter Synchronmotor |
| SCI | Serial Communications Interface |
| SCL | serial clock |
| SDA | serial data |
| SPI | Serial Peripheral Interface |
| SVPWM | space vector pulse width modulation |
| TCF | Target Configuration File |

1. Einleitung

Deutschlands Energiewende ist ein strategisch bedeutsames umwelt-, wirtschafts- und gesellschaftspolitisches Thema, welches u.a. die Realisierung von Klimaschutzziele anstrebt. Klimaschutzziele in den Sektoren Strom, Wärme sowie auch im Verkehrssektor gelten als essentieller Teil der Energiewende. Die verkehrsbedingten Treibhausgasemissionen lassen sich durch die Elektrifizierung der Antriebe, welche dem Fachgebiet der Elektromobilität zuzuordnen sind, reduzieren. Die daraus resultierenden Potentiale verdeutlichen die Relevanz der Elektromobilität, was durch den im Jahr 2009 veröffentlichten *Nationalen Entwicklungsplan der Elektromobilität der Bundesregierung*, der die Förderung und Forschung forciert, widerspiegelt wird [1]. Durch den verminderten Einsatz fossiler Brennstoffe gegenüber konventionellen Antrieben können rohstoffbedingte Abhängigkeiten aus dem Ausland und die damit verbundenen Preisschwankungen reduziert werden. Die kontinuierliche Entwicklung elektrischer Antriebe führt zu anwendungsspezifisch effizienteren Motoren und erhöht die Leistungsstärke der Energiespeichersysteme. Aufgrund dieses technischen Fortschritts und der sinkenden Entwicklungs- und Produktionskosten ist es möglich, attraktive Konzepte für die elektrische Fortbewegung zu verwirklichen.

Eines dieser attraktiven Konzepte ist das elektrifizierte Skateboard, auch E-Skateboard genannt. Es zeichnet sich durch einen batteriebetriebenen elektrischen Antrieb aus, dessen Geschwindigkeit sich mithilfe einer Fernbedienung steuern lässt. Ursprünglich wurden herkömmliche Skateboards, die bereits einen eigenen Lifestyle prägten, von ambitionierten und technisch versierten Fahrern unter Verwendung von Modellbauzubehör modifiziert. Aufgrund der steigenden Nachfrage entwickelten sich daraus kommerzielle Konzepte, sodass im Jahr 2015 weltweit über 40 Hersteller verzeichnet werden können [2]. Jedoch gilt es an dieser Stelle anzumerken, dass sich die Hersteller dieser E-Skateboards technisch sowie qualitativ an den Eigenbauten orientieren. Die Hochschule Bochum ist im Besitz eines E-Skateboards, dessen Mängel durch Fahrttests sichtbar wurden: Aus der Verwendung eines Blei-Akkumulators als Energiespeicher resultiert ein hohes Gesamtgewicht von über 20 kg und eine maximale Reichweite von unter 8 km. Durch die Verwendung eines Gleichstrommotors als Antrieb ist eine „normale“ Fahrweise, sprich das Abstoßen mit dem Fuß, nicht möglich.

Anhand dieser Erkenntnisse entwickelten sich folgende Optimierungsideen: Das Gewicht soll durch die Verwendung von Lithium-Ionen-Zellen als Energiespeicher deutlich verringert werden. Synchronmotoren würden im Zusammenhang mit den verwendeten

Zellen die maximale Reichweite erhöhen und einen normalen Fahrbetrieb ermöglichen, welche jedoch eine komplexe Regelung und eine entsprechende Leistungselektronik voraussetzen.

Diese bildeten den Grundstein für das Projekt E-Skateboard. Das Ziel des Projektes ist es ein eigenes E-Skateboard zu planen, konzipieren und realisieren. Das Projektteam besteht aus drei Studenten der Hochschule Bochum: Thomas Müller hat im Rahmen einer Entwicklungsarbeit die Auswahl und den Entwurf der verwendeten mechanischen Komponenten übernommen. Raphael Volmering beschäftigte sich mit der Entwicklung einer entsprechenden Leistungselektronik. Die Projektleitung und die Softwareentwicklung wurden durch mich, Kevin Leiffels, ausgeführt.

Das primäre Ziel der vorliegenden Masterarbeit ist die Softwareentwicklung. Ein besonderes Merkmal der Software ist, dass diese auf Basis des innovativen Ansatzes der modellbasierten Codeentwicklung umgesetzt wurde. Eine schnelle Codeentwicklung gewährleistet die Erstellung des Modells in Matlab Simulink unter Zuhilfenahme des Embedded Coders, da die Kompatibilität des verwendeten Mikrocontrollers von Texas Instruments über ein Support Package gegeben ist. Eine feldorientierte Regelung stellt dabei eine effiziente Ansteuerung der Drehfeldmaschinen mit einer Gleichstromquelle sicher. Als Unterstützung diente eine Evaluierungsplatine, an der die Software zum Teil entwickelt und getestet werden konnte, bevor eine eigens entwickelte Leistungselektronik zur Verfügung stand.

Zu Beginn dieser Arbeit, in Kapitel 2, wird das Konzept des Projektes erläutert, wobei der Schwerpunkt auf den getätigten Vorbereitungen und dem methodischen Vorgehen liegt. Dem Folgen, in Kapitel 3, die theoretischen Grundlagen, welche die Basis dieser Arbeit bilden. Diese Grundlagen sind wesentliche Voraussetzungen für die Realisierung sowie Kalibrierung des entwickelten Modells. Kapitel 4 beschreibt die verwendeten Softwarepakete, deren Zusammenspiel und deren Harmonisierung. Das Modell, aus welchem der C-Code generiert wird, wird letztlich in Kapitel 5 erläutert. Dieses fokussiert das Zusammenspiel der einzelnen Softwarekomponenten und stellt eine Übersicht der wichtigsten Schnittstellen dar.

2. Konzept

2.1 Planung

Eine erfolgreiche Projektrealisierung setzt eine systematische und zielgerichtete Strategie voraus, um innerhalb eines Zeitfensters zum Abschluss des Projekts zu gelangen. Gemäß DIN 69901-5 ist ein Projekt ein „Vorhaben, das im Wesentlichen durch Einmaligkeit der Bedingungen in ihrer Gesamtheit gekennzeichnet ist“ [3]. Insbesondere bei Projekten, bei denen mehr als eine Person beteiligt ist, sollten die Arbeitsschritte für alle Beteiligten transparent sein. Das Projekt E-Skateboard wurde nach dem in Abbildung 1 dargestellten Verfahren realisiert.

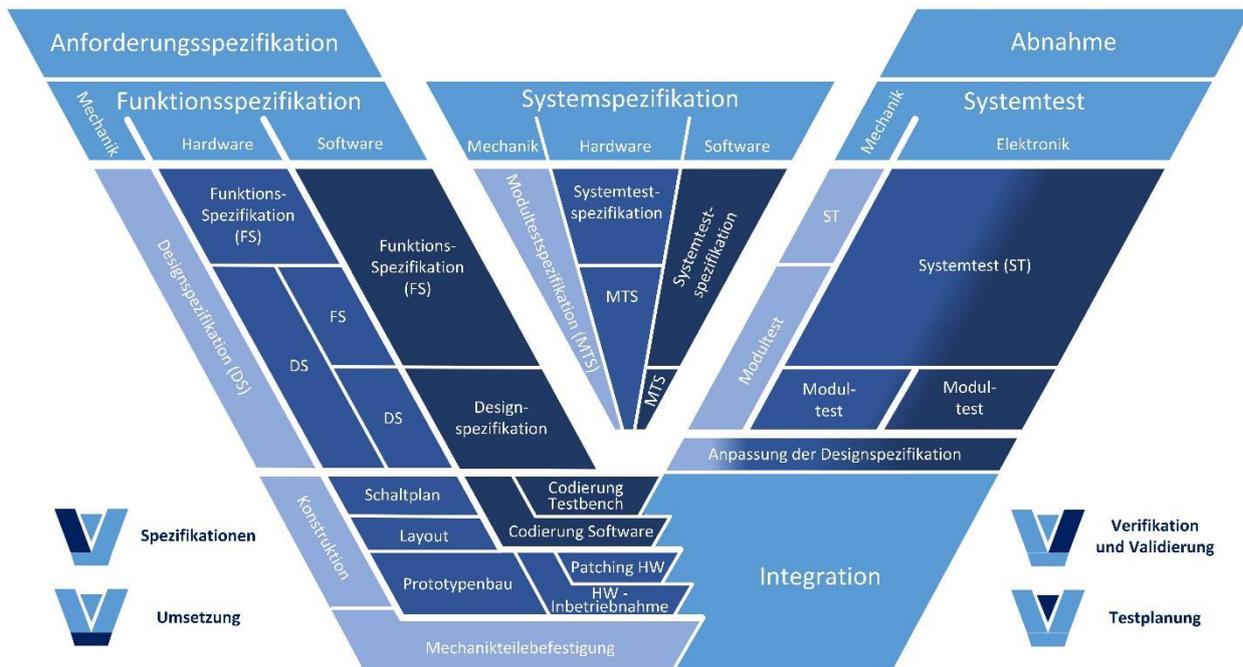


Abbildung 1: Erweitertes V-Modell

Das erweiterte V-Modell lässt sich in vier grundlegende Prozesse gliedern: Spezifikationen, Umsetzung, Verifikation und Validierung sowie die Testplanung.

Die Anforderungsspezifikationen enthalten die Anforderungen an das zu entwickelnde Produkt. Sie dienen dem Analysieren und Formulieren von Projektzielen [4]. In der Regel sind die Anforderungsspezifikationen im Lastenheft enthalten, welches vom Auftraggeber erstellt wird [5]. Beim Projekt E-Skateboard wurde jedoch lediglich ein Projektauftrag, dessen Detailgrad sehr grob war und nur essentielle Faktoren enthielt, seitens

des Auftraggebers verfasst. Aufgrund dessen wurde das Lastenheft vom Projektteam erstellt, um eine vollständige Planungsphase zu gewährleisten. Die definierten Anforderungen wurden, sofern es der übergeordnete Projektauftrag zuließ, lösungsneutral verfasst, um die spätere Realisierung nicht zu beschränken. Weiterhin wurde ein Meilensteinplan als Aufwandsabschätzung erstellt, welcher gleichermaßen der zeitlichen Koordinierung diene.

Die Funktionsspezifikationen beinhalten das Pflichtenheft, das sich aus dem Lastenheft ableiten lässt. Das Pflichtenheft enthält auf der Basis der erhobenen Anforderungen die vom Auftragnehmer erarbeiteten Realisierungsvorgaben [3]. Es leitet ein System in Module und Funktionen ab, die im Systemverbund das Lastenheft widerspiegeln, wobei der Fokus auf den Schnittstellen und nicht auf deren Umsetzung liegt. Eine Fehlermöglichkeits- und Einflussanalyse (FMEA) für das E-Skateboard wurde von Raphael Volmering durchgeführt [4]. Die Ergebnisse dieser Risikoanalyse dienen dazu, mögliche technische Fehler und deren Ursache in einem frühen Projektstadium zu identifizieren.

Eine Modularisierung in Teilprozesse und eine vorab angefertigte Risikoanalyse vereinfachen die Designspezifikation. In der Phase der Designspezifikation werden detaillierte Umsetzungen der geforderten Funktionen und Module ermittelt. Anhand der FMEA konnten vorzeitig Lösungsansätze mit einem erhöhten Gefahrenpotential ausgeschlossen werden.

Basierend auf den Spezifikationen wurden entwicklungsbegleitend Testspezifikationen erstellt, wie der Nachweis über die Erfüllung des Lastenhefts erbracht werden soll. Hierbei wurde zwischen Systemtestspezifikationen und Modultestspezifikationen unterschieden. Die Modultestspezifikationen dienen der Verifizierung der Modulanforderungen, wohingegen die Systemtestspezifikationen das korrekte Zusammenwirken der Module und Komponenten sicherstellen.

Der Erstellung der Spezifikationen und der Testplanung schließt sich die Umsetzung an. Die Umsetzung beinhaltet beispielsweise Auslegungsberechnungen, mechanische Konstruktionen sowie die Erstellung der Software. Durch eine frühzeitige Integration von Modulen aus den einzelnen Bereichen Mechanik, Hardware und Software konnten Subsysteme in Betrieb genommen werden, um das Systemverhalten zu überprüfen und zu optimieren. Die dadurch erlangten Erkenntnisse wurden mit in die Designspezifikationen aufgenommen, sodass eine fortlaufende Optimierung der Teilprozesse gewährleistet wurde.

Nach der Umsetzung folgt die Verifizierungs- und Validierungsphase. Unter beiden Begriffen versteht man Prozesse die sicherstellen, dass das Produkt die Anforderungen erfüllt. Während die Verifikation den Nachweis erbringen soll, dass alle Anforderungen an das Projektergebnis erfüllt werden, ist es Aufgabe der Validierung, die ziel- und sachgerechte Konzeption und Durchführung der Verifikation zu überprüfen und zu bestätigen [4].

Abschließend gilt es das Produkt, nach dem Durchführen aller Tests, an den Auftraggeber zu übergeben und es durch diesen abnehmen zu lassen.

2.2 Anforderungen

Die Anforderungen an das E-Skateboard wurden unter Berücksichtigung einer Risikoanalyse erhoben. Aufgrund der Tatsache, dass das erstellte Pflichtenheft dem Anhang dieser Arbeit beigelegt ist, wird auf eine erneute ausführliche Beschreibung der Anforderungen an dieser Stelle verzichtet. Es wird lediglich der prinzipielle Aufbau erläutert.

Jede Anforderung enthält eine lösungsneutrale Beschreibung, um für jedes Projektmitglied eine definierte Ausgangsbasis zu schaffen. Weiterhin werden alle Wechselwirkungen zu anderen Komponenten oder Modulen aufgelistet. Dies ermöglicht eine frühzeitige Schnittstellenidentifikation. Aufgrund der gelisteten Abhängigkeiten war es möglich das Zusammenwirken der Komponenten und Auswirkungen von Änderungen nachzuvollziehen. Dem folgt eine Auflistung aller Risiken, die aus der Anforderung hervorgehen können bzw. die diese Anforderung in sich birgt. Besonders hilfreich war dies in der Phase der Designspezifikation in Kombination mit der FMEA. Realisierungsvorschläge konnten auf diese Weise vor der Umsetzung aufgrund eines erhöhten Risikopotentials abgewandelt oder durch andere ersetzt werden. Ferner wurden für die Anforderungen Testhinweise verfasst, um die Erstellung eines Verifikationsplans zu erleichtern. Letztlich findet eine Kategorisierung des Aufwandes und der Priorität statt. Die Grobabschätzung des Aufwands wurde als Hilfsmittel für die Erstellung der Meilensteine genutzt und diente außerdem der zeitlichen Abschätzung des Aufwands. Die Priorisierung der Anforderung war besonders hilfreich, da sich ein Überblick über das Verhältnis von Aufwand und Nutzen herstellen ließ.

Eine vollständige Auflistung der Anforderungen und deren Verifikation ist dem Pflichtenheft zu entnehmen.

3. Theoretische Grundlagen

3.1 Raumzeiger und Koordinatentransformation

3.1.1 Raumzeiger

Elektrische Maschinen werden in der Regel mit sinusförmig veränderlichen Strömen gespeist [6] [7]. Dies legt nahe, stationäre Zusammenhänge mit Hilfe von Zeitzeigern zu beschreiben, da auch andere elektrische Größen wie Flüsse bzw. Magnetfelder bezüglich ihres Zeitverhaltens oft annähernd sinusförmig sind [7]. Die zu betrachtende physikalische Größe wird durch den Realteil des komplexen Zeitzeigers repräsentiert. Jedoch können damit nur stationäre Zustände beschrieben werden und keine dynamischen Vorgänge. Sofern man diese modellieren möchte, muss der Begriff des Zeitzeigers erweitert werden. Dieser sollte sich wie der klassische Zeitzeiger verhalten, jedoch mithilfe von Größen definiert werden, die zu jedem Zeitpunkt existieren – ohne Hinzunahme von Nebenbedingungen wie z.B. die Periodizität.

Dies führt zur allgemeinen Raumzeigerdefinitionsgleichung

$$\underline{z}(t) = \frac{2}{3} \left\{ z_1(t) + z_2(t) e^{j\frac{2\pi}{3}} + z_3(t) e^{j\frac{4\pi}{3}} \right\} \quad (1)$$

für den aus beliebigen dreiphasigen Größen z_1 , z_2 , und z_3 hervorgehenden Raumzeiger \underline{z} [8].

Der Raumzeiger lässt sich auch durch Real- und Imaginärteilbildung komponentenweise ausschreiben, wobei gewöhnlich der $\text{Re}\{z(t)\}$ durch den Ausdruck $z_\alpha(t)$ und $\text{Im}\{z(t)\}$ durch den Ausdruck $z_\beta(t)$ ersetzt wird:

$$\text{Re}\{\underline{z}(t)\} = z_\alpha(t) = \frac{2}{3} \left\{ z_1(t) - \frac{1}{2} z_2(t) - \frac{1}{2} z_3(t) \right\}, \quad (2)$$

$$\text{Im}\{\underline{z}(t)\} = z_\beta(t) = \frac{2}{3} \left\{ \begin{array}{l} -\frac{\sqrt{3}}{2} z_2(t) - \frac{\sqrt{3}}{2} z_3(t) \end{array} \right\}. \quad (3)$$

Demzufolge gilt für den Raumzeiger auch die Darstellung:

$$\underline{z}(t) = z_\alpha(t) + j z_\beta(t). \quad (4)$$

Diese Zusammenhänge werden beispielhaft in Abbildung 2 verdeutlicht.

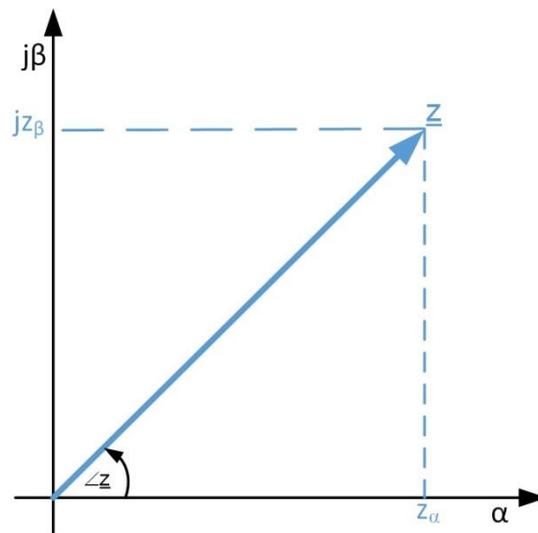


Abbildung 2: Beispielhafte Lage des Raumzeigers im α - β -Koordinatensystem

Raumzeiger werden häufig in dem sogenannten α - β -Koordinatensystem dargestellt. Hierbei kann der $\text{Re}\{z\}$ als x-Achse und der $\text{Im}\{z\}$ als y-Achse interpretiert werden. Die Realteilachse wird dann in der Regel als α -Achse mit der α -Komponente z_α und die Imaginärteilachse als β -Achse mit der β -Komponente z_β bezeichnet. Da das α - β -Koordinatensystem ein orthogonales Koordinatensystem ist, gilt außerdem:

$$|z| = \sqrt{z_\alpha^2 + z_\beta^2}. \quad (5)$$

3.1.2 Transformationsbeziehungen zwischen Phasen- und Raumzeigergrößen

Wie in Kapitel 3.1.1 bereits beschrieben ist es bei Drehfeldmaschinen zweckmäßig, die Phasengrößen auf ein ortsfestes Koordinatensystem zu beziehen – das α - β -Koordinatensystem. In Abbildung 3 ist der Zusammenhang der drei Phasenströme und der α - β -Achse grafisch dargestellt.

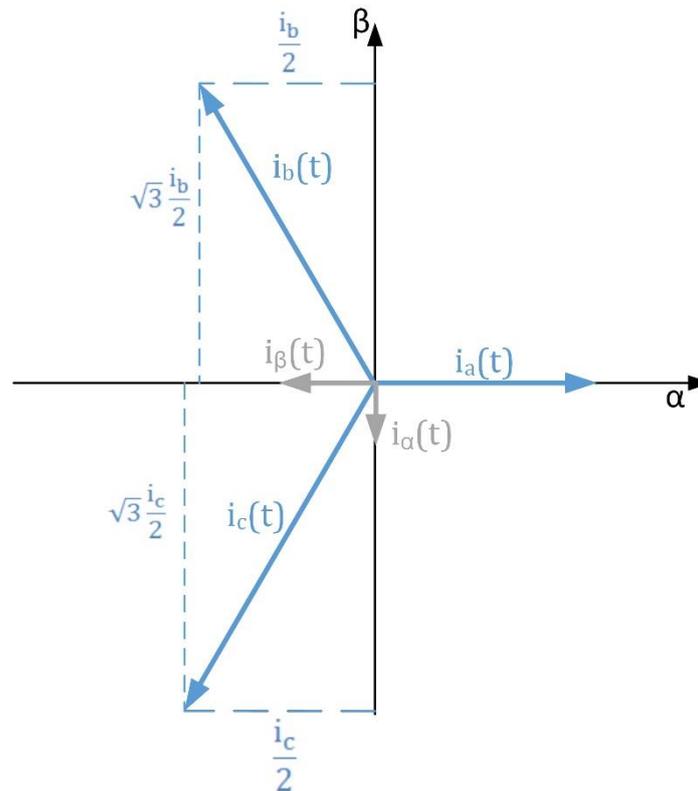


Abbildung 3: Beispielhafte Transformation von Dreiphasen-Ströme in Zweiphasen-Ströme

Angesichts der Tatsache, dass drei Phasengrößen zu lediglich zwei Raumzeigerkomponenten transformiert werden, ist der Zusammenhang zwischen den Phasenströmen A, B und C und den Raumzeigerkomponenten nicht eindeutig definiert. Bei gegebenen α - und β -Komponenten würde es unendlich viele Lösungen für die Phasenströme A, B und C geben [8]. Zur Vermeidung dessen muss eine weitere Komponente eingeführt werden, die Nullkomponente, welche wie folgt definiert ist:

$$i_0(t) = i_a(t) + i_b(t) + i_c(t). \quad (6)$$

Schreibt man Gleichung (2) und (3) in Matrix-Vektorschreibweise und fügt dem die Nullkomponente hinzu, kann folgendes Zwischenergebnis notiert werden:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Üblicherweise sind die drei Phasen A, B und C zu einem Sternpunkt zusammengeführt. Unter Beachtung des Kirchhoffschen Gesetzes wird ersichtlich, dass die Nullkomponente stets null sein muss. Demnach kann der Phasenstrom für Phase C als $i_c(t) = -i_a(t) - i_b(t)$ substituiert werden, was zur endgültigen Transformationsmatrix führt:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Sowie die korrespondierende Inverse der Transformation:

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Die Gleichung (8) wird allgemein als die Clarke-Transformation bezeichnet und Gleichung (9) als die inverse Clarke-Transformation [8].

3.1.3 Raumzeigertransformation zwischen ortsfesten und rotierenden Bezugssystemen

Häufig ist es zweckmäßiger die Systembeschreibung von Drehfeldmaschinen in einem ortsfesten oder in einem rotierenden Koordinatensystem durchzuführen. In einem rotierenden Koordinatensystem lassen sich physikalische Zusammenhänge einfacher darstellen, als in einem ortsfesten Koordinatensystem. Beispielsweise lässt sich die Beeinflussbarkeit des inneren Drehmoments einer Drehfeldmaschine mit Raumzeigerkomponenten in einem rotorfesten Bezugssystem übersichtlicher beschreiben [7]. Des Weiteren können auch winkelabhängige Zusammenhänge, wie die Statorinduktivitäten einer permanentmagneterregten Synchronmaschine, einfacher dargestellt werden. Ein weiterer Vorteil der Systembeschreibung in einem rotierenden Koordinatensystem besteht darin, dass bei geeigneter Wahl der Winkelgeschwindigkeit Wechselgrößen im stationären Zustand veränderliche Gleichgrößen sind. Aus diesem Grund lassen sich für die Maschinenregelungen klassische Regelverfahren, wie z.B. eine Drehzahlregelung, ohne aufwändige Erweiterungen anwenden.

Das rotierende Koordinatensystem wird im Folgenden als d-q-Koordinatensystem bezeichnet. Die x-Achse wird demzufolge d-Achse, die y-Achse q-Achse genannt. Entsprechend werden die Raumzeigerkomponenten mit d und q indiziert.

Bevor jedoch von den genannten Vorzügen profitiert werden kann, müssen zunächst die Transformationsvorschriften zwischen den α - β - und dem d-q-Raumzeigerkomponenten verstanden werden. Als Ausgangsbasis dient die Abbildung 4, welche die geometrischen Zusammenhänge zwischen dem ortsfesten und dem rotierenden Koordinatensystem verdeutlicht.

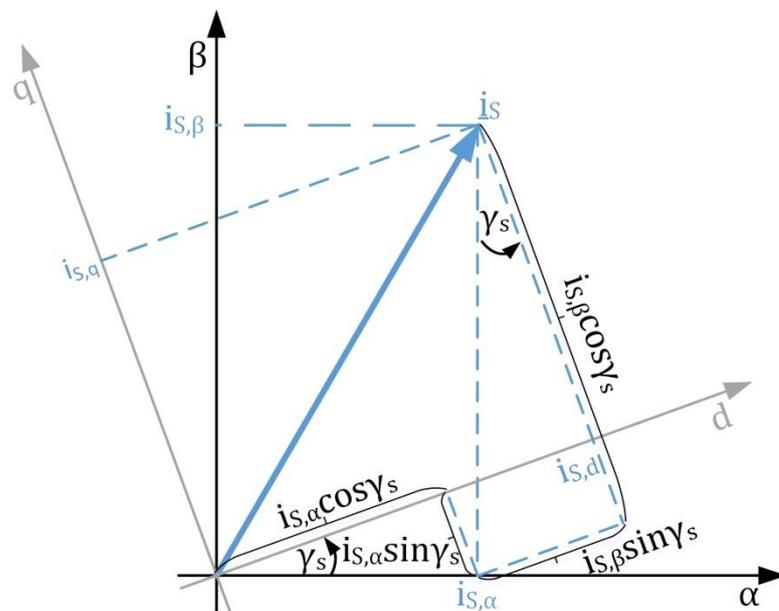


Abbildung 4: Beispielhafter Zusammenhang der α - β - und der d-q-Raumzeigerkomponenten mithilfe eines Statorstromraumzeigers

Aus Abbildung 4 lassen sich die Transformationsbeziehungen zwischen den α - β - und den d-q-Statorstromraumzeigerkomponenten in vektorieller Form ableiten:

$$\begin{bmatrix} i_{s,d} \\ i_{s,q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \gamma_S & \sin \gamma_S \\ -\sin \gamma_S & \cos \gamma_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s,\alpha} \\ i_{s,\beta} \end{bmatrix}. \quad (10)$$

Da die Gleichung (10) eine eindeutig umkehrbare Drehtransformation ist, kann die Rücktransformation folgendermaßen definiert werden:

$$\begin{bmatrix} i_{s,\alpha} \\ i_{s,\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \gamma_S & -\sin \gamma_S \\ \sin \gamma_S & \cos \gamma_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s,d} \\ i_{s,q} \end{bmatrix}. \quad (11)$$

Diese Koordinatentransformation ist im Allgemeinen als Park-Transformation (10) sowie auch als Inverse-Park-Transformation (11) bekannt [9].

Es ist zweckmäßig, die Transformationsvorschriften auch in komplexer Form vorliegen zu haben, weil Raumzeigerkomponenten in der Regel komplexwertig sind. Deshalb ist es vorteilhaft sowohl die α - und β -Komponente eines Raumzeigers als auch dessen d- und q-Komponenten in einer komplexen Form darzustellen. Die Darstellung in komplexer Form ermöglicht eine Zerlegung des Raumzeigers in dessen Real- und Imaginärteil, was für eine separate Betrachtung der Raumzeigerkomponenten von Nöten ist. Der komplexwertige Raumzeiger der α - β -Komponente wird mit einem hochgestellten Index s für stator- bzw. ortsfest gekennzeichnet, die d-q-Komponente demnach mit einem hochgestellten r für rotorfest. Es gilt somit:

$$\underline{z}^s = z_\alpha + j z_\beta, \quad (12)$$

$$\underline{z}^r = z_d + j z_q. \quad (13)$$

Werden im nächsten Schritt die Transformationsgleichungen aus Gleichung (10) in Gleichung (13) eingesetzt so folgt daraus

$$\begin{aligned} \underline{z}^r &= \cos \gamma_s z_\alpha + \sin \gamma_s z_\beta - j \sin \gamma_s z_\alpha + j \cos \gamma_s z_\beta = e^{-j\gamma_s} z_\alpha + j e^{-j\gamma_s} z_\beta \\ &= e^{-j\gamma_s} (z_\alpha + j z_\beta), \end{aligned} \quad (14)$$

was wiederum eingesetzt in Gleichung (12) zu den Ergebnissen

$$\underline{z}^r = e^{-j\gamma_s} \underline{z}^s, \quad (15)$$

$$\underline{z}^s = e^{j\gamma_s} \underline{z}^r \quad (16)$$

führt [7].

3.2 Bürstenlose permanentmagneterregte Motoren

Der Begriff bürstenlose permanentmagneterregte Motoren beinhaltet eine Vielzahl von Motorentypen. Bürstenlose Gleichstrommotoren und permanentmagneterregte Synchronmotoren zählen zu diesem Oberbegriff und werden im Folgenden näher betrachtet. Da es jedoch häufig zu Verwechslungen aufgrund der teils irreführenden Namen kommt, wird eine grobe Charakterisierung vorangestellt.

Bürstenlose Gleichstrommotoren zeichnen sich durch eine trapezförmige Polradspannung, auch Gegen-Elektromotorische-Kraft genannt (Gegen-EMK), aus und werden üblicherweise mit trapezförmigen Strömen angetrieben. Von daher ist die Bezeichnung als Gleichstrommotor naheliegend, obwohl es sich um einen Wechselstrommotor handelt.

Permanentmagneterregte Synchronmotoren weisen sich durch eine, je nach Motortyp, näherungsweise sinusförmige Gegen-EMK aus und werden typischerweise mit sinusförmigen Strömen angesteuert [8]. Beide Arten lassen sich der Gruppe der Synchronmotoren zuordnen und werden deshalb im weiteren Verlauf als permanentmagneterregte Synchronmotoren (PMSM) zusammengefasst, solange Äußerungen für beide Motortypen fachlich Bestand haben. Um eine Lesbarkeit zu gewährleisten, wird diesbezüglich nicht zwischen Singular und Plural unterschieden.

3.2.1 Aufbau

Der grundsätzliche Aufbau der PMSM ist der Abbildung 5 zu entnehmen. Bei beiden Modellen handelt es sich um rotationssymmetrische Vollpolmaschinen bei denen, wie es bei industriell eingesetzten PMSM üblich ist, auf Dämpferwicklungen verzichtet wurde [7].

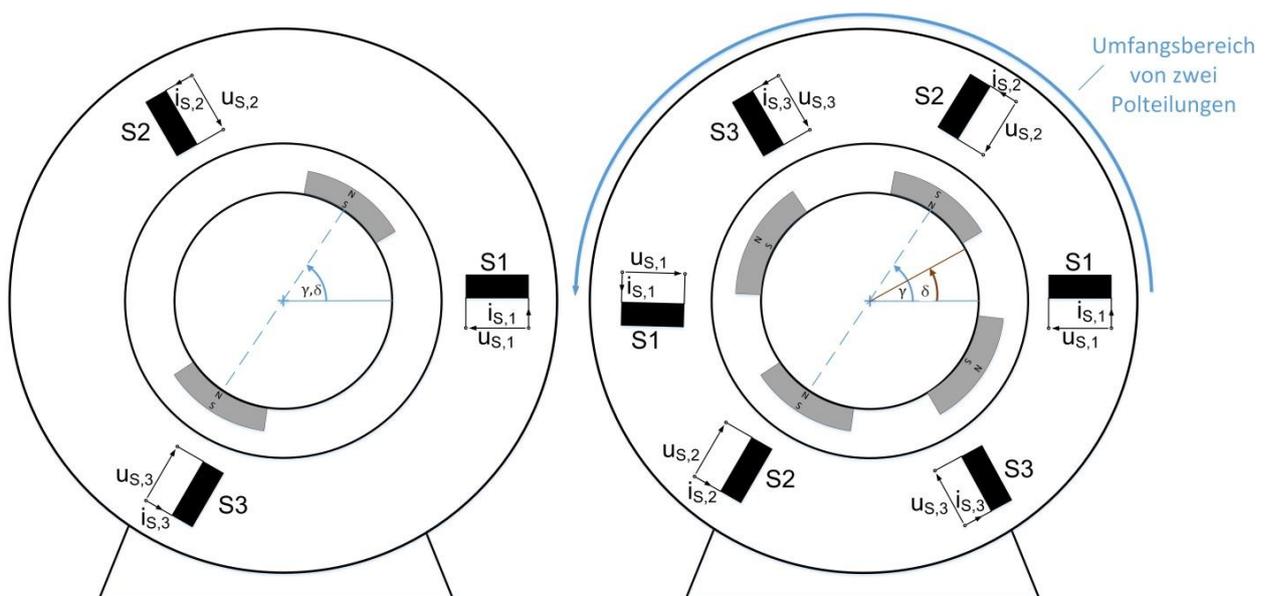


Abbildung 5: Vereinfachtes zweipoliges (links) und vierpoliges Spulenmodell (rechts) einer PMSM

Wie in Abbildung 5 zu erkennen, ist die Polpaarzahl eine durch die Motorkonstruktion festgelegte Größe. Da die Drehzahl abhängig von Frequenz und Polpaarzahl ist, wird demnach, bei einer Polpaarzahl größer als eins, zwischen elektrischen und mechanischen Winkeln unterschieden. Schnell laufende Motoren weisen daher eine niedrige Polpaarzahl auf, während langsam laufende Motoren mit einer hohen Polpaarzahl ar-

beiten [10]. Die im Stator verbauten Wicklungen, Statorwicklungen genannt, weisen ein ohmsch-induktives Verhalten auf. Das von den Statorwicklungen erzeugte magnetische Drehfeld sorgt dafür, dass der Rotor, der mit Permanentmagneten versehen ist, dem Drehfeld des Stators folgt.

3.2.1.1 Beschreibung im statorfesten α - β -Koordinatensystem

Um eine einfache Herleitung der Differentialgleichung (DGL) für die Statorspannungen zu erlangen, wird zunächst angenommen, dass der magnetische Kreis der PMSM symmetrisch ist. Demnach wird von einer isotropen Maschine ausgegangen. Außerdem wird eine magnetische Verkopplung zwischen den Phasen vernachlässigt und der Motor bei stillstehendem Rotor betrachtet. Die Statorinduktivitäten lassen sich durch einen ohmschen Wicklungswiderstand $R_{S,Y}$ und eine Wicklungsinduktivität $L_{S,Y}$ zwischen einer Phase und dem Sternpunkt beschreiben, wobei der Index Y den Bezug zum Sternpunkt kennzeichnet. Ableitungen nach der Zeit werden folgend mit einem Apostroph signiert. Dies führt mittels Maschenumlauf zu folgender Differentialgleichung [7]:

$$u_{S,i} = R_{S,Y} i_{S,i} + L_{S,Y} i'_{S,i} \quad ; \quad i = 1, 2, 3. \quad (17)$$

Um eine magnetische Verkopplung zwischen den Phasen zu vermeiden, werden die bislang nicht beachteten Koppelinduktivitäten durch ihre Terme und die Transformation in das α - β -Koordinatensystem in die DGL integriert:

$$u_{S,\alpha} = R_{S,Y} i_{S,\alpha} + \frac{3}{2} L_{S,Y} i'_{S,\alpha}, \quad (18)$$

$$u_{S,\beta} = R_{S,Y} i_{S,\beta} + \frac{3}{2} L_{S,Y} i'_{S,\beta}. \quad (19)$$

Zur Vervollständigung wird der Einfluss des Magnetfelds der Permanentmagnete betrachtet. Die Magnete induzieren bei einem sich drehenden Rotor eine Spannung, die sogenannte Polradspannung. Diese wird mit dem Formelzeichen $u_{P,i}$ ($i = 1, 2, 3$) für die Phasen und in Bezug auf das α - β -Koordinatensystem als $u_{P,\alpha}$ und $u_{P,\beta}$ bezeichnet. Zwecks erhöhter Lesbarkeit, werden die Bezeichnungen

$$R_S = R_{S,Y}, \quad (20)$$

$$L_S = \frac{3}{2} L_{S,Y} \quad (21)$$

verwendet.

Daraus folgt die erweiterte Form der DGL [7]:

$$u_{S,\alpha} = R_S i_{S,\alpha} + L_S i'_{S,\alpha} + u_{P,\alpha} , \quad (22)$$

$$u_{S,\beta} = R_S i_{S,\beta} + L_S i'_{S,\beta} + u_{P,\beta} . \quad (23)$$

Der Fluss, der die induzierten Spannungen hervorruft, wird als Polradfluss mit dem Formelzeichen $\psi_{P,i}$ bezeichnet. Für die wirkenden Polradflüsse gilt dann

$$u_{P,i} = \psi'_{P,i} \quad ; \quad i = 1, 2, 3 \quad (24)$$

bzw. in Bezug auf das α - β -Koordinatensystem

$$u_{P,\alpha} = \psi'_{P,\alpha} , \quad (25)$$

$$u_{P,\beta} = \psi'_{P,\beta} . \quad (26)$$

Die Polradspannung wird auch als Gegen-Elektromotorische-Kraft (Gegen-EMK) bezeichnet [8] [11]. Aufgrund der Tatsache, dass sich die Lage des Polradflusses bezüglich der Permanentmagnete nicht ändert, sondern mit den Magneten rotiert, ist die Amplitude des Polradflussraumzeigers $\underline{\psi}_P$ konstant. Je nach Winkel ändern sich demnach lediglich die α - und β -Komponenten den die Permanentmagnete gegenüber der α -Achse einnehmen. Der genannte Winkel wird als elektrischer Rotorpositionswinkel bezeichnet und mit dem Formelzeichen γ gekennzeichnet. In Abbildung 6 sind die Zusammenhänge in einer beispielhaften Momentaufnahme zu erkennen.

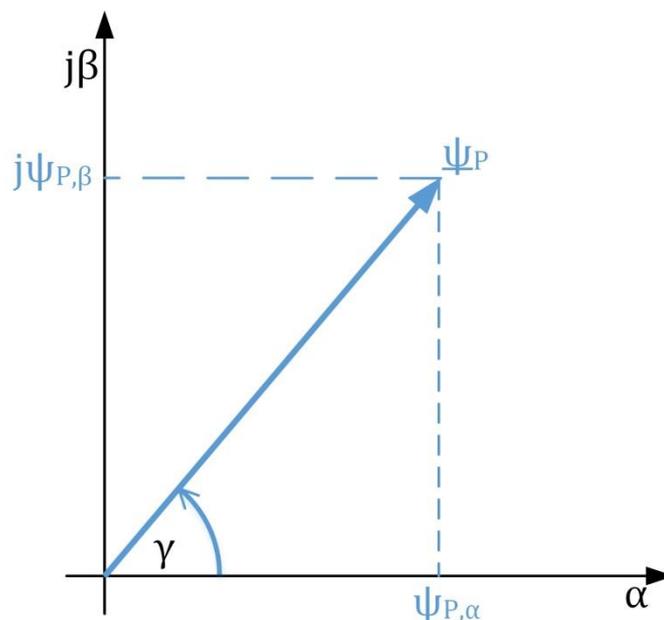


Abbildung 6: Beispielhafte Lage des Polradflussraumzeigers im statorfesten α - β -Koordinatensystem

Aus dem Bild lassen sich die geometrischen Beziehungen zwischen der α - und der β -Komponente des Polradflusses herleiten:

$$\psi_{P,\alpha} = |\underline{\psi}_P| \cos \gamma , \quad (27)$$

$$\psi_{P,\beta} = |\underline{\psi}_P| \sin \gamma . \quad (28)$$

Durch Ableiten nach der Zeit werden folgende Gleichungen erlangt [7]:

$$\psi'_{P,\alpha} = -\gamma' |\underline{\psi}_P| \sin \gamma , \quad (29)$$

$$\psi'_{P,\beta} = -\gamma' |\underline{\psi}_P| \cos \gamma . \quad (30)$$

Setzt man zuerst die Gleichungen (27), (28) in (29), (30) ein und diese anschließend in die Gleichungen (25), (26) so lassen sich die Zusammenhänge dann in den Formen

$$u_{P,\alpha} = -\gamma' \psi_{P,\beta} , \quad (31)$$

$$u_{P,\beta} = \gamma' \psi_{P,\alpha} \quad (32)$$

angeben. Zur weiteren Vereinfachung wird das Formelzeichen ω für die elektrische Rotorpositionswinkelgeschwindigkeit eingeführt:

$$\omega = \gamma' . \quad (33)$$

Wie bereits erwähnt, muss ab einer Polpaarzahl größer eins zwischen elektrischen und mechanischen Winkel unterschieden werden. Dies gilt auch für die Rotorgeschwindigkeit. Bei einer Polpaarzahl p gleich eins entspricht die elektrische Rotorpositionswinkelgeschwindigkeit der mit 2π multiplizierten Drehzahl n überein:

$$\omega = 2\pi p n . \quad (34)$$

Um den Darstellungsaufwand gering zu halten, lassen sich die bis hierher genannten Formeln als Raumzeiger, aufgeteilt in Real- und Imaginärteil darstellen. Das hochgestellte s kennzeichnet den Bezug zum statorfesten α - β -Koordinatensystem:

$$\underline{u}_s^s = u_{s,\alpha} + j u_{s,\beta} , \quad (35)$$

$$\underline{i}_s^s = i_{s,\alpha} + j i_{s,\beta} , \quad (36)$$

$$\underline{u}_p^s = u_{p,\alpha} + j u_{p,\beta} . \quad (37)$$

Somit lässt sich auch Gleichung (35) als komplexen Raumzeiger darstellen:

$$\underline{u}_S^s = R_S \underline{i}_S^s + L_S \underline{i}_S^{s'} + \underline{u}_P^s. \quad (38)$$

Auf Basis der gleichen Zerlegung für den Polradfluss und den Gleichungen (31) und (32) ergibt sich für die Polradspannung folgende Raumzeigergleichung:

$$\underline{u}_P^s = \underline{\psi}_P^{s'} = j \omega \underline{\psi}_P^s. \quad (39)$$

Da sich Flüsse die durch Ströme erzeugt werden mithilfe von Induktivitäten darstellen lassen, gilt für den mit $\underline{\psi}_S^s$ bezeichneten Statorflussraumzeiger die Beziehung:

$$\underline{\psi}_S^s = \psi_{S,\alpha} + j \psi_{S,\beta} = L_S \underline{i}_S^s + \underline{\psi}_P^s. \quad (40)$$

Somit lässt sich die Statorspannungsgleichung (38) auch in der Form

$$\underline{u}_S^s = R_S \underline{i}_S^s + \underline{\psi}_S^{s'} \quad (41)$$

darstellen.

Das elektrische System der PMSM ist damit hinreichend genau beschrieben. Das aus den Raumzeigern hervorgehende Ersatzschaltbild ist in Abbildung 7 zu sehen [6] [7] [10] [12] [13] [14].

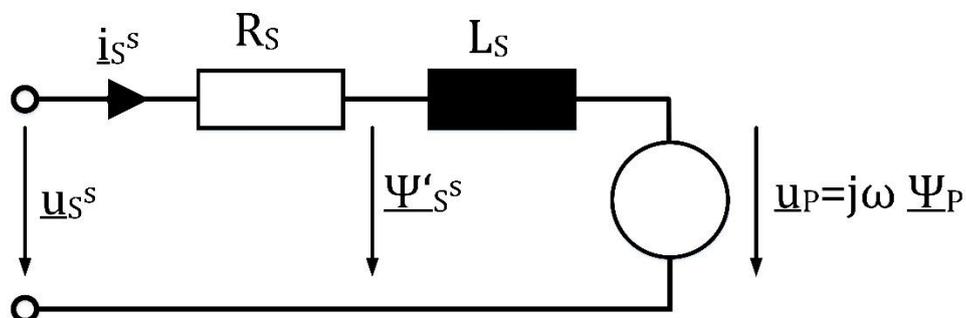


Abbildung 7: Raumzeigerersatzschaltbild der PMSM

Sowie ein beispielhaftes Raumzeigerdiagramm einer PMSM, Abbildung 8.

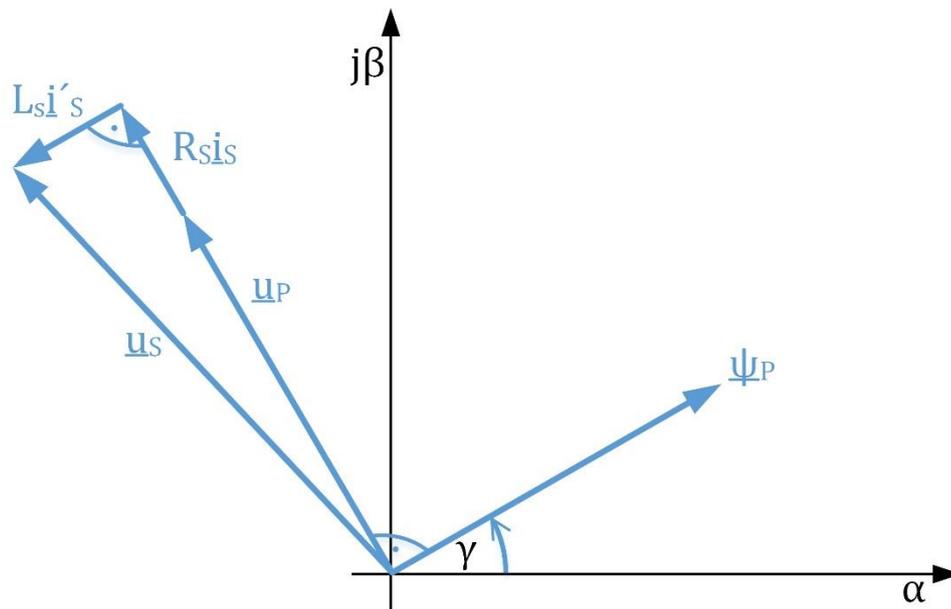


Abbildung 8: Typisches Raumzeigerdiagramm einer PMSM

Um die PMSM vollends zu verstehen wird zunächst das mechanische Teilsystem betrachtet. Das Hauptaugenmerk liegt dabei auf dem Zustandekommen des inneren Drehmoments M_i , welches über eine Leistungsbilanzgleichung hergeleitet wird. Dazu wird die Statorleistung P_S , die die PMSM über die Klemmen aufnimmt, die Statorverlustleistung P_{VS} , die in den Statorwiderständen in Wärme umgesetzt wird, die magnetische Leistung P_μ , die zur Aufmagnetisierung erforderlich ist, und die mechanische Leistung P_{mech} , die die PMSM an der Welle abgibt, betrachtet. Aus Gründen der Energieerhaltung gilt:

$$P_S = P_{VS} + P_\mu + P_{mech} . \quad (42)$$

Für das weitere Vorhaben ist es sinnvoll, die Wirkleistungen als Spannungs- und Stromraumzeiger auszudrücken, was letztendlich zu folgendem Zusammenhang führt:

$$P = \frac{3}{2} \operatorname{Re} \left\{ \underline{u}_S^s \left(\underline{i}_S^s \right)^* \right\} . \quad (43)$$

Wodurch sich die Leistungen aus Gleichung (42) entsprechend darstellen lassen:

$$P_S = u_{S,1} i_{S,1} + u_{S,2} i_{S,2} + u_{S,3} i_{S,3} = \frac{3}{2} \operatorname{Re} \left\{ \underline{u}_S^s \left(\underline{i}_S^s \right)^* \right\}, \quad (44)$$

$$P_{VS} = R_S i_{S,1}^2 + R_S i_{S,2}^2 + R_S i_{S,3}^2 = \frac{3}{2} R_S \operatorname{Re} \left\{ \underline{i}_S^s \left(\underline{i}_S^s \right)^* \right\}, \quad (45)$$

$$P_\mu = L_S i'_{S,1} i_{S,1} + L_S i'_{S,2} i_{S,2} + L_S i'_{S,3} i_{S,3} = \frac{3}{2} L_S \operatorname{Re} \left\{ \underline{i}_S^{s'} \left(\underline{i}_S^s \right)^* \right\}. \quad (46)$$

Unter Verwendung der bereits eingeführten Bezeichnung M_i für das innere Drehmoment gilt Folgendes für die mechanische Leistung:

$$P_{mech} = M_i 2\pi n = M_i \frac{\omega}{p} \quad (47)$$

Werden die Gleichungen (44) bis (47) in die Gleichung (42) und zeitgleich Gleichung (38) in Gleichung (44) eingesetzt erhält man zunächst das Zwischenergebnis:

$$\begin{aligned} & \frac{3}{2} \operatorname{Re} \left\{ \left(R_S \underline{i}_S^s + L_S \underline{i}_S^{s'} + \underline{u}_P^s \right) \left(\underline{i}_S^s \right)^* \right\} \\ & = \frac{3}{2} \operatorname{Re} \left\{ R_S \underline{i}_S^s \left(\underline{i}_S^s \right)^* \right\} + \frac{3}{2} \operatorname{Re} \left\{ L_S \underline{i}_S^{s'} \left(\underline{i}_S^s \right)^* \right\} + M_i \frac{\omega}{p}. \end{aligned} \quad (48)$$

Kürzt man dies um R_S und L_S und setzt für den Polradspannungsraumzeiger die rechte Seite der Gleichung (39) ein folgt daraus schließlich:

$$\frac{3}{2} \operatorname{Re} \left\{ j \omega \underline{\psi}_P^s \left(\underline{i}_S^s \right)^* \right\} = M_i \frac{\omega}{p}. \quad (49)$$

Um ω als linearer Faktor gekürzt und nach M_i aufgelöst führt dies letztlich zum Resultat:

$$M_i = \frac{3}{2} p \operatorname{Re} \left\{ j \underline{\psi}_P^s \left(\underline{i}_S^s \right)^* \right\}. \quad (50)$$

Durch Umformen der komplexen Multiplikation und Tauschen der Konjugation vom Statorstromraumzeiger auf den Polradflussraumzeiger, erhält man die endgültige Formel einer magnetisch symmetrischen PMSM:

$$M_i = \frac{3}{2} p \operatorname{Im} \left\{ \underline{i}_S^s \left(\underline{\psi}_P^s \right)^* \right\} = \frac{3}{2} p \left(\psi_{P,\alpha} i_{S,\beta} - \psi_{P,\beta} i_{S,\alpha} \right). \quad (51)$$

Durch adäquate Umformung lässt sich das innere Drehmoment auch in Abhängigkeit des Statorflussraumzeigers $\underline{\psi}_S^s$ angeben [14]:

$$M_i = \frac{3}{2} p \operatorname{Im} \left\{ \underline{i}_S^s \left(\underline{\psi}_S^s \right)^* \right\} = \frac{3}{2} p \left(\psi_{S,\alpha} i_{S,\beta} - \psi_{S,\beta} i_{S,\alpha} \right). \quad (52)$$

Im Gegensatz zu Gleichung (51) gilt diese auch im Fall der magnetisch unsymmetrischen Maschine.

Zur Vervollständigung des mechanischen Teilsystems fehlen lediglich die Bewegungsgleichungen. Mit dem an der Motorwelle angreifenden Lastmoment M_L lautet diese

$$n' = \frac{1}{2\pi J} (M_i - M_L) \quad (53)$$

bzw. unter Beachtung der Gleichung (34)

$$\omega' = \frac{p}{J} (M_i - M_L). \quad (54)$$

3.2.1.2 Beschreibung im rotorfesten d-q-Koordinatensystem

Das α - β -Koordinatensystem ermöglicht es den Zusammenhang zwischen Statorspannungs- und Statorstromkomponenten nachvollziehen zu können. Jedoch lässt sich nur schwer eine Aussage darüber treffen, in wie weit die Statorstromkomponenten Einfluss auf das innere Drehmoment nehmen. Dies lässt sich vereinfachen, indem die Systembeschreibung dahingehend verändert wird, dass das Koordinatensystem mit dem Rotor mitrotiert. Dazu wird die d-Achse üblicherweise in Richtung des Polradflusses gelegt, polradorientierte Beschreibung bzw. Regelung genannt [7]. Die Ausrichtung ist zwar beliebig jedoch ist dies die gebräuchlichste und regelungstechnisch einfachste Variante. Um die relevanten Gleichungen in das d-q-Koordinatensystem zu transformieren, werden die bereits in Kapitel 3.1.3 erwähnten Transformationstechniken angewandt.

Als Ausgangspunkt wird die Statorspannungsraumzeigergleichung (38) verwendet. Die dort enthaltenden statorfesten Raumzeiger werden nach Gleichung (16) durch rotorfeste Raumzeiger ersetzt:

$$e^{j\gamma} \underline{u}_S^r = R_S e^{j\gamma} \underline{i}_S^r + L_S \frac{d}{dt} \left(e^{j\gamma} \underline{i}_S^r \right) + e^{j\gamma} \underline{u}_P^r. \quad (55)$$

Nach Ausdifferenzierung, anschließender Eliminierung von $e^{j\gamma}$ und unter Beachtung der Gleichung (33) folgt das Resultat:

$$\underline{u}_S^r = R_S \underline{i}_S^r + L_S \underline{i}_S^{r'} + j \omega L_S \underline{i}_S^r + \underline{u}_P^r. \quad (56)$$

Wird selbiges mit Gleichung (39) gemacht entsteht folgendes Ergebnis:

$$\underline{u}_P^r = j \omega \underline{\psi}_P^r. \quad (57)$$

Da die d-Achse, wie in der Regel üblich, am Polradfluss ausgerichtet wird, besitzt der Polradfluss keine q-Komponente. Deshalb lässt sich Gleichung (57) zu

$$\underline{u}_P^r = j \omega \psi_{P,d} = j \omega \hat{\psi} \quad (58)$$

umschreiben.

Die rotorfest beschriebene Statorspannungsraumzeigergleichung (56) lässt sich auch mittels d-q-Komponenten angeben. Dazu muss lediglich der Real- und Imaginärteil gebildet werden. Dies hat den Vorteil, dass dadurch eine Winkelabhängigkeit der Statorinduktivität L_S durch den Polradfluss berücksichtigt wird. In der Regel unterscheiden sich die Statorlängs- und Statorquerinduktivität einer PMSM. Diese Winkelabhängigkeit ist meistens durch die Montage der Permanentmagnete begründet. Üblicherweise werden die Permanentmagnete auf die Oberfläche des Rotors aufgeklebt, im Rotor eingebettet oder unter dessen Oberfläche vergraben, da das Magnetmaterial gegebenenfalls eine andere relative Permeabilitätszahl $\mu = \mu_M$ aufweist als der Luftspalt $\mu = \mu_L$ bzw. der Rotor $\mu = \mu_{Fe}$.

Um die bereits erwähnte Winkelabhängigkeit zu berücksichtigen und zeitgleich den Modellierungsaufwand nicht unnötig zu erschweren, wird die Statorinduktivität L_S aufgeteilt in die Statorlängsinduktivität $L_{S,d}$ und die Statorquerinduktivität $L_{S,q}$. Somit beschreibt $L_{S,d}$ den in d-Richtung wirkenden Anteil und $L_{S,q}$ den in q-Richtung. Bildet man nun, wie im vorherigen Abschnitt erläutert, von Gleichung (56) den Real- und Imaginärteil so erhält man folgendes Resultat:

$$u_{S,d} = R_S i_{S,d} + L_{S,d} i'_{S,d} - \omega L_{S,q} i_{S,q} + u_{P,d}, \quad (59)$$

$$u_{S,q} = R_S i_{S,q} + L_{S,q} i'_{S,q} - \omega L_{S,d} i_{S,d} + u_{P,q}. \quad (60)$$

Es bringt an dieser Stelle keine weiteren Vorteile die Spannungsgleichungen durch Raumzeiger auszudrücken, da die Gleichungen (59) und (60) unterschiedliche Gleichungskoeffizienten besitzen und somit ein späteres Ausklammern nicht mehr möglich ist.

Trennt man bei Gleichung (58) ebenfalls den Real- von Imaginärteil folgen die Komponentengleichungen:

$$u_{P,d} = 0, \quad (61)$$

$$u_{P,q} = \omega \hat{\psi}_P. \quad (62)$$

Da es mitunter von Nutzen ist, den Statorflussraumzeiger auch in seinen Real- und Imaginärteil zu zerlegen und zeitgleich die Statorinduktivität in $L_{S,d}$ und $L_{S,q}$ zu separieren, erhält man die Statorflusskomponentengleichungen:

$$\psi_{S,d} = L_{S,d} i_{S,d} + \hat{\psi}_P, \quad (63)$$

$$\psi_{S,q} = L_{S,q} i_{S,q}. \quad (64)$$

Sie komplettieren die Beschreibung des elektrischen Teilsystems der permanentmagneterregten magnetisch unsymmetrischen Synchronmaschine.

Um das innere Drehmoment im rotorfesten d-q-Koordinatensystem zu erhalten werden die Raumzeiger des statorfesten Statorflusses und des statorfesten Statorstroms, durch rotorfeste Raumzeiger entsprechend ausgedrückt, in Gleichung (52) ersetzt. Setzt man anschließend die Gleichungen (63) und (64) ein ergibt sich:

$$M_i = \frac{3}{2} p \left(\psi_{P,d} i_{S,q} + (L_{S,d} - L_{S,q}) i_{S,q} i_{S,d} \right) \quad [14] \text{ [2]}. \quad (65)$$

Nach Ausmultiplizieren der äußeren Klammer besteht die rechte Seite aus zwei Summanden. Der erste Summand enthält das eigentliche Hauptmoment, auch Nutzmoment genannt, es stimmt für den Fall $L_{S,d} = L_{S,q}$ mit dem Gesamtdrehmoment überein. Der zweite Summand wird Reluktanzmoment genannt und spiegelt die Auswirkung der Statorinduktivitätskomponentendifferenz wieder. Besonders hervorzuheben ist an dieser Stelle, dass in beiden Fällen das innere Drehmoment proportional zu $i_{S,q}$ ist. Deshalb wird $i_{S,q}$ auch als drehmomentbildende Statorstromkomponente bezeichnet. Aus dem zweiten Summanden geht außerdem hervor, dass bei einer magnetisch symmetrischen Synchronmaschine bei Vernachlässigung des Feldschwächebereichs $i_{S,d}$ keinen Einfluss auf das Drehmoment hat.

3.2.2 Vergleich BLDC-Motor und PMSM

Wie bereits in Kapitel 3.2 angedeutet, werden bürstenlose permanentmagneterregte Motoren anhand ihrer Gegen-EMK klassifiziert [8] – die Klassifizierung ist Literaturabhängig und nicht eindeutig definiert. BLDC-Motoren weisen eine trapezförmige Gegen-EMK auf, wohingegen die Gegen-EMK der PMSM sinusförmig ist. Gleichung (24) beschreibt die Polradspannung als Ableitung des Polradflusses. Demnach handelt es sich bei zwei differierenden Polradspannungen um zwei unterschiedliche mechanische Konstruktionen der Statorwicklungen.

Um eine Aussage über die Effizienz eines Motors und dessen Ansteuerung machen zu können wird die Motorkonstante K_m eingeführt, welche wie folgt definiert ist:

$$K_m = \frac{M}{\sqrt{I^2 R}} \quad (66)$$

Dabei ist zu beachten, dass die Motorkonstante eine Drehmomenteffizienz und keine Leistungseffizienz widerspiegelt. K_m beschreibt, wie effizient Drehmoment relativ zu den dabei anfallenden I^2R -Verlusten erzeugt werden kann. Da das Drehmoment proportional zum Strom und die Leistung proportional zu I^2 ist, kann durch quadrieren der Leistung die Abhängigkeit zum Strom eliminiert werden [8]. Aufgrund dieser Tatsache eignet sich die Motorkonstante sehr gut zur Effizienzbestimmung - unabhängig von der Wicklungsanzahl und des Stroms.

Infolge der Betrachtung des Drehmoments in Abhängigkeit der Gegen-EMK wird in Anlehnung an Gleichung (47) folgender Ansatz als Ausgangspunkt verwendet:

$$M \omega = u_{P,a} i_a + u_{P,b} i_b + u_{P,c} i_c . \quad (67)$$

Die Polradspannung $u_{P,x}$ ist linear proportional zur Winkelgeschwindigkeit ω . Somit kann die Polradspannung als geschwindigkeitsunabhängige Konstante

$$K_i = \frac{u_{P,i}}{\omega} ; i = a, b, c \quad (68)$$

definiert werden. Teilt man demnach Gleichung (67) durch ω folgt daraus unter Beachtung von Gleichung (68) die Beziehung:

$$M = K_a i_a + K_b i_b + K_c i_c . \quad (69)$$

Für den dreiphasigen symmetrischen Fall mit um 120° versetzten Phasenströmen resultiert die winkelabhängige Drehmomentgleichung [8]:

$$M(\gamma) = K_a(\gamma) i_a(\gamma) + K_b(\gamma - 120^\circ) i_b(\gamma - 120^\circ) + K_c(\gamma + 120^\circ) i_c(\gamma + 120^\circ) . \quad (70)$$

3.2.2.1 BLDC-Motor

BLDC-Motoren weisen eine trapezförmige Gegen-EMK auf. Aus diesem Grund werden BLDC-Motoren in der Regel mit rechteckigen Strömen gespeist. Abbildung 9 zeigt den typischen Verlauf der Gegen-EMK.

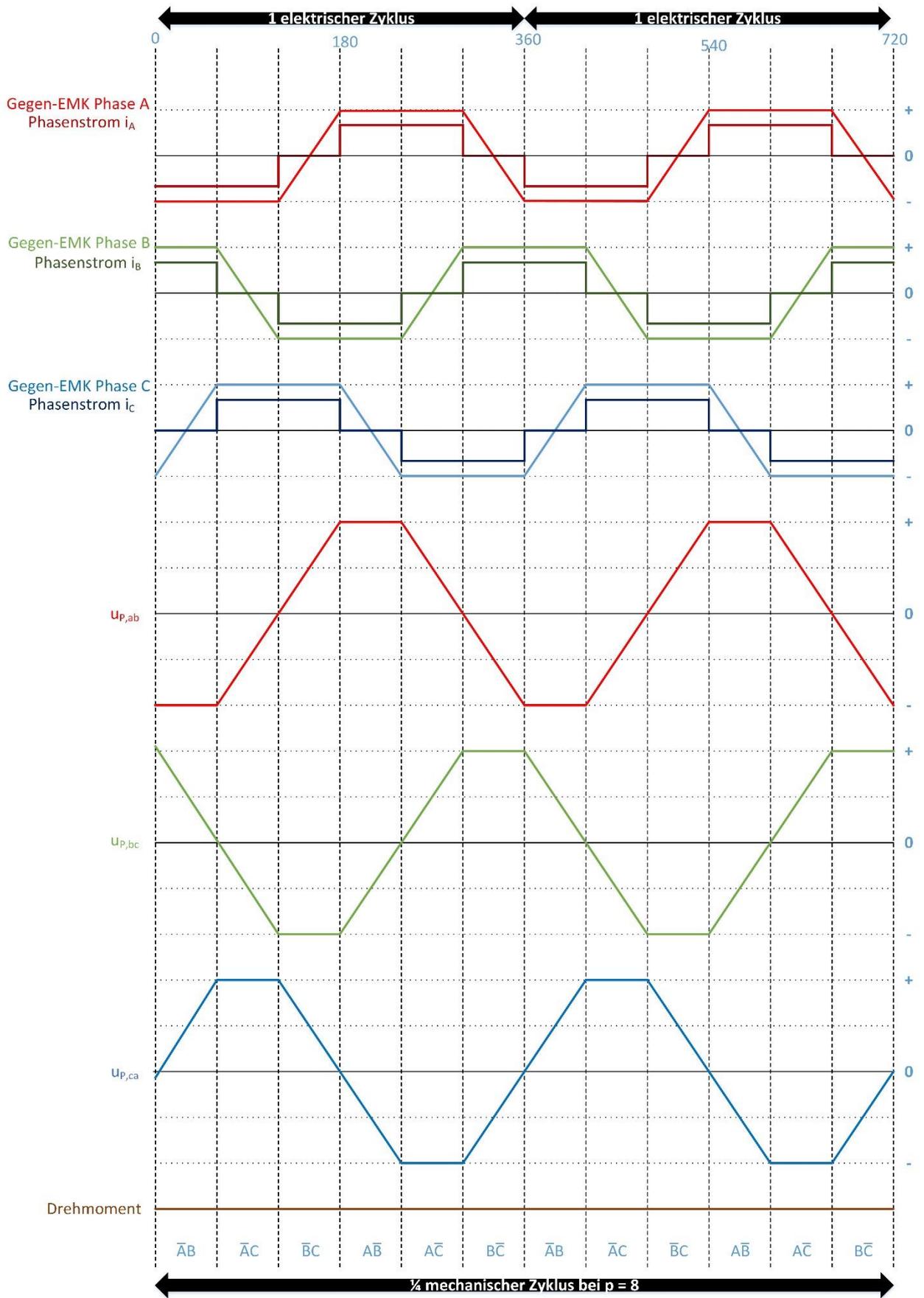


Abbildung 9: Typische Gegen-EMK eines BLDC-Motors

Zu erkennen ist, dass die Gegen-EMK geteilt durch die Geschwindigkeit trapezförmig mit einem Duty Cycle von $2/3$ verläuft. Dementsprechend ist die Gegen-EMK bezogen auf 180° für 120° konstant. Der speisende Strom ist rechteckig, von gleicher Polarität wie die Polradspannung und besitzt ebenfalls einen Duty Cycle von $2/3$. Im unteren Teil des Bildes ist zu erkennen, dass über 60° der positive Strom durch eine Phase hinein und durch eine andere hinaus fließt, während die dritte Phase null ist. Bei Beachtung einer kompletten elektrischen Umdrehung resultieren für die sogenannte Blockkommutierung sechs mögliche Zustände.

Wird der Scheitelwert des Stroms als I_p und die geschwindigkeitsunabhängige Konstante aus Gleichung (68) als K_p bezeichnet, so ergibt sich in Bezug auf den BLDC-Motor und Gleichung (70) folgende Drehmomentgleichung:

$$M(\gamma) = 2 K_p I_p \quad (71)$$

Der Effektivwert eines idealen rechteckförmigen Stroms lässt sich nach

$$I_{Eff} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_p \quad (72)$$

berechnen. Da in allen drei Phasen I^2R -Verluste erzeugt werden kann die Verlustleistung wie folgt berechnet werden:

$$P = 3 I_{Eff}^2 R_s \quad (73)$$

Substituiert man schließlich Gleichung (71), (72) und (73) in der Gleichung für die Motorkonstante (66) ergibt dies:

$$K_m = K_p \sqrt{\frac{2}{R_s}} \quad (74)$$

Gleichung (74) spiegelt die ideale Motorkonstante eines BLDC-Motors wider, die unter realen Bedingungen nicht erreicht werden. Zum Vergleich der Drehmomenteffizienz ist die Konstante jedoch durchaus geeignet.

Zum Abschluss der Betrachtung des BLDC-Motors werden die Vor- und Nachteile dieses Motortyps kurz zusammengefasst. Der Hauptvorteil der Blockkommutierung liegt darin, dass lediglich alle 60° kommutiert wird. Daraus resultiert die Möglichkeit eine kostengünstige Positionserkennung mittels Hallsensoren zu realisieren. Ein weiterer Vorteil ist das höhere Drehmoment, welches im Gegensatz zur sinusförmigen Bestromung erreicht werden kann.

Der größte Nachteil ist der beschränkte Anwendungsbereich aufgrund von Drehmomentrippel. Wie in Abbildung 9 zu erkennen wird für ein konstantes Drehmoment ein idealer rechteckförmiger Strom benötigt. Dies bedeutet, dass die Steigung di/dt unendlich sein müsste – dies ist physikalisch unmöglich. Unter realen Bedingungen wird eine endliche Zeit für den Stromanstieg benötigt, weshalb der Strom ebenfalls trapezförmig wird. Aufgrund dieser Tatsache entstehen bei jeder Kommutierung die sogenannten Drehmomentrippel. Dies hat einen beschränkten Anwendungsbereich zu Folge, da der Motor aufgrund von einem nicht konstanten Drehmoment nur beschränkt für Positionieranwendungen geeignet ist.

3.2.2.2 PMSM

Im Gegensatz zu BLDC-Motoren weisen PMSM eine sinusförmige Gegen-EMK auf und werden auch mit sinusförmigen Strömen gespeist. Abbildung 10 zeigt den typischen Verlauf der Gegen-EMK wobei auf die Darstellung der verketteten Spannung verzichtet wurde, da diese in Analogie zu Abbildung 9 abgeleitet werden kann.

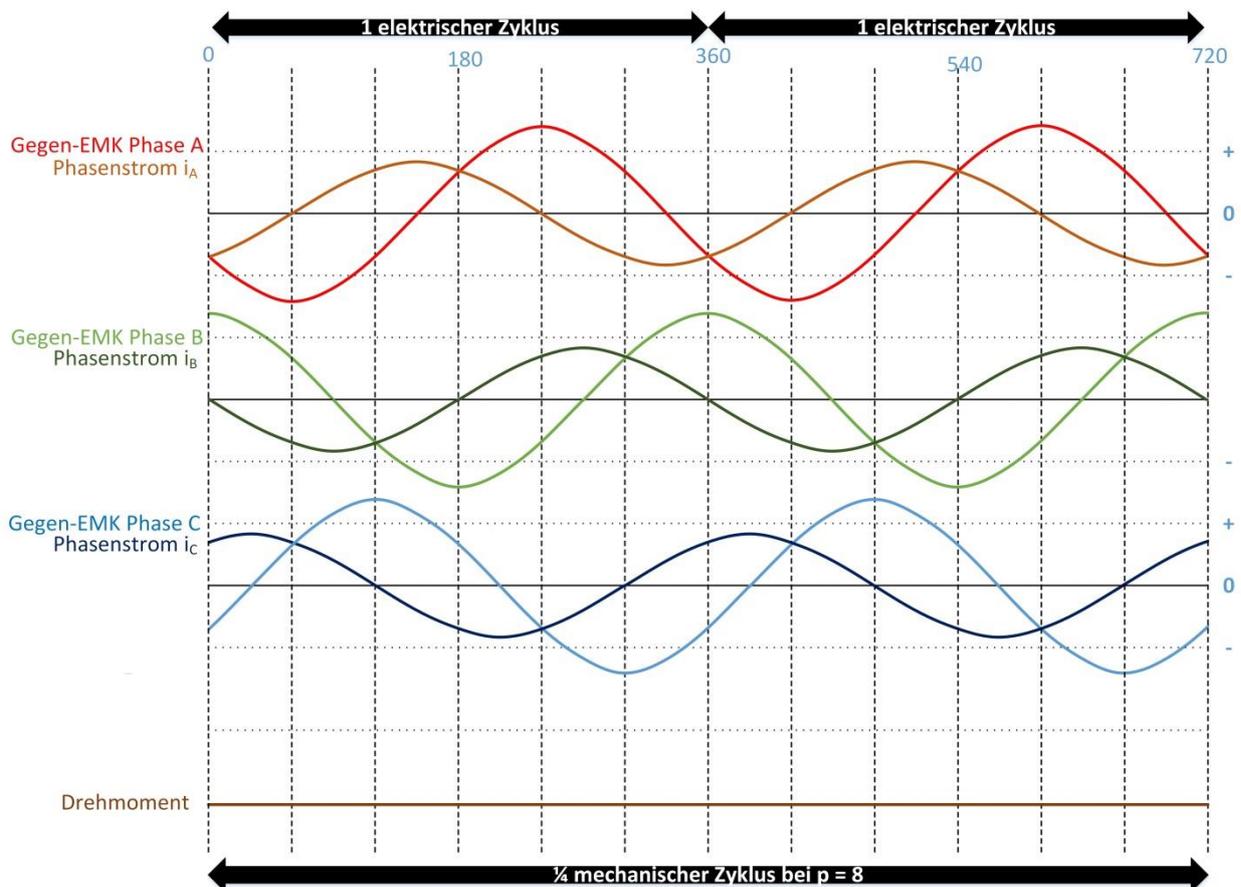


Abbildung 10: Typische Gegen-EMK eines PMSM

Verglichen mit den rechteckförmigem Strom für den BLDC-Motor, der eine unendliche Steigung di/dt voraussetzt, wird die PMSM mit einen kontinuierlichen Strom gespeist. Aufgrund des kontinuierlichen Stroms ist das ideale Drehmoment konstant und nicht mit Drehmomentrippeln behaftet.

Da die Gegen-EMK und der speisende Strom sinusförmig sind folgt daraus für die Effizienzbestimmung:

$$K_i(\gamma) = K_p \cos(\gamma) ; i = a, b, c , \quad (75)$$

$$i_i(\gamma) = I_p \cos(\gamma) ; i = a, b, c . \quad (76)$$

Werden Gleichung (75) und (76) in Gleichung (70) eingesetzt ergibt sich folgender Zusammenhang:

$$M(\gamma) = \frac{3}{2} K_p I_p . \quad (77)$$

Unter Beachtung des Effektivwerts einer Sinusgröße mit

$$I_{Eff} = \frac{I_p}{\sqrt{2}} \quad (78)$$

und der Gleichung (77) kann die Motorkonstante für eine ideale PMSM wie folgt ermittelt werden:

$$K_m = K_p \sqrt{\frac{3}{2 R_S}} . \quad (79)$$

Somit beträgt die Motorkonstante der PMSM, bei gleicher Polradspannung, lediglich 87% der idealen BLDC-Motorkonstante.

Obwohl die PMSM eine kleinere Motorkonstante auszeichnet besitzt diese einige Vorteile gegenüber dem BLDC-Motor. Zum einen das konstante Drehmoment ohne Drehmomentrippel, was die PMSM u.a. für Positionieraufgaben nutzbar macht und zum anderen die Möglichkeit der feldorientierten Regelung. Die feldorientierte Regelung hat den Vorteil, dass der Strom $i_{S,d}$ individuell geregelt werden kann. Dies ermöglicht nach Gleichung (66) einen leistungseffizienteren Betrieb, da das Reaktionsmoment zu null geregelt werden kann. Außerdem besteht bei der feldorientierten Regelung die Option des Feldschwäche-Betriebs, der es ermöglicht den Motor über die Nenndrehzahlen hinaus zu betreiben.

Der primäre Nachteil der PMSM ist in der sinusförmigen Bestromung begründet. Es werden mehr Positionsinformationen benötigt um eine adäquate Bestromung zu gewährleisten. Daher werden in der Regel Resolver oder Encoder zur Rotorwinkelpositionsbestimmung benutzt, die jedoch teurer als Hallsensoren sind und in einer höheren Komplexität resultieren. Da diese bei Positionieranwendungen in der Regel vorhanden sind, eliminiert sich dieser Fakt als Nachteil. Bei Drehzahlregelungen wird üblicherweise auf eine sensorbehaftete Rotorwinkelpositionsbestimmung gänzlich verzichtet, da die Gegen-EMK die Information des Rotorwinkels enthält und über entsprechende Algorithmen ausgewertet werden kann. Um weiterhin kostengünstige Hallsensoren zu verwenden ist es möglich die Sensorsignale anhand der Winkelgeschwindigkeit ω zu interpolieren. Dies und die sensorlose Regelung haben den Nachteil, dass der Motor ausgehend vom Stillstand open-loop betrieben wird. Da weder die Gegen-EMK noch die Winkelgeschwindigkeit zum Interpolieren im Stillstand vorhanden sind, wird dem Motor zum Startbetrieb ein Drehfeld aufgezwungen. Ist die notwendige Geschwindigkeit für die Interpolation bzw. das Auswerten der Polradspannung erreicht, so wird die dementsprechende Rotorpositionswinkelabhängige-Regelung eingeschaltet. Dies bedeutet, bei Betrachtung von Abbildung 10, dass mit diesem Verfahren die Drehmomentkontrolle bis zum Stillstand nicht gewährleistet ist.

3.2.2.3 Gemischter Betrieb

Die in Kapitel 3.2.2.1 und 3.2.2.2 beschriebenen Verfahren der Ansteuerung sind die am häufigsten verwendeten Varianten. Nichtsdestotrotz ist ein gemischter Betrieb nicht unüblich [8]. Der gemischte Betrieb zeichnet sich dadurch aus, dass die Form der Gegen-EMK nicht mit der des speisenden Stroms übereinstimmt. Eine typische Konfiguration, bei der eine PMSM mittels Blockkommutierung betrieben wird, ist in Abbildung 11 zu erkennen. Ein konstantes Drehmoment kann durch diese Betriebsart jedoch nicht mehr erreicht werden.

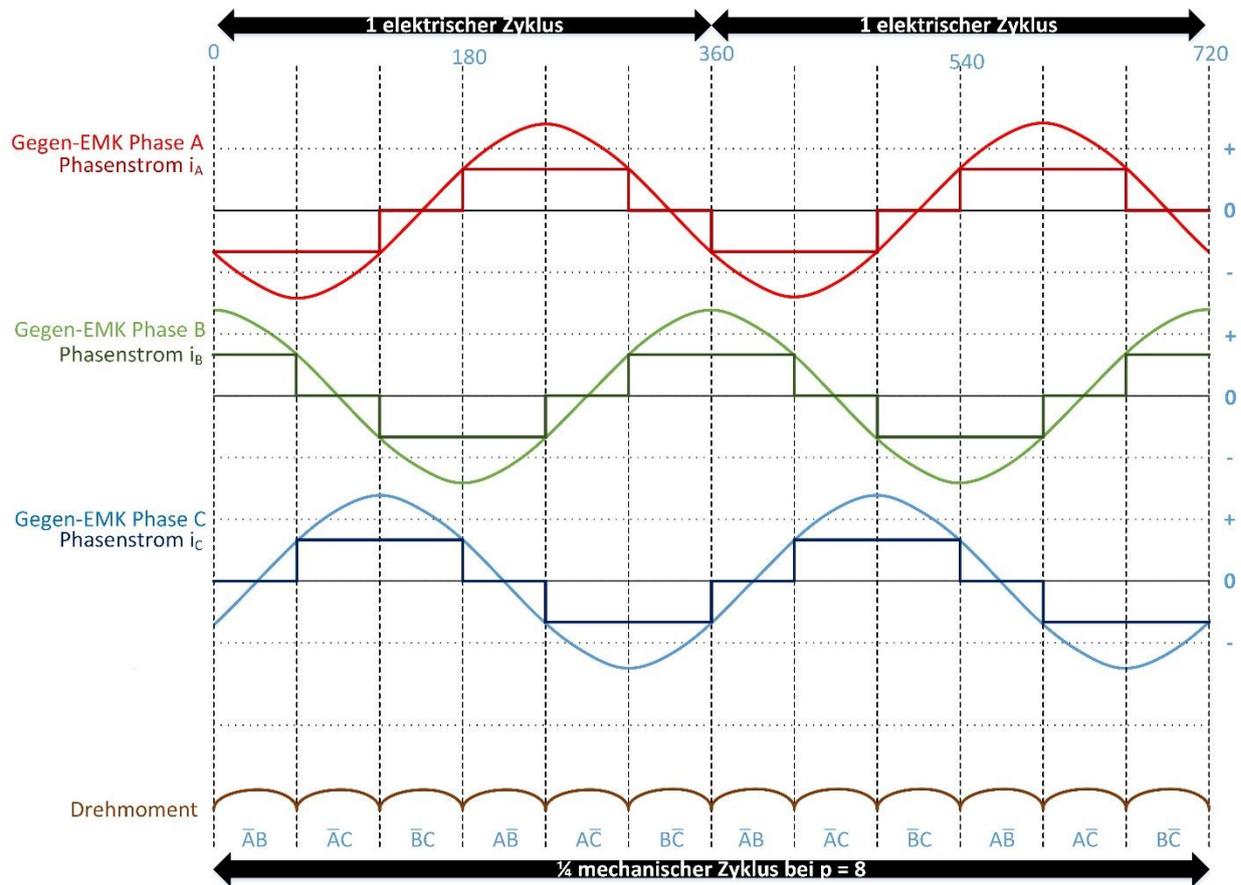


Abbildung 11: Gemischter Betrieb einer PMSM

Aufgrund der Komplexität der Motorkonstante wird auf die Herleitung verzichtet. Die Motorkonstante lässt sich wie folgt definieren:

$$K_m = K_P \frac{3}{\pi} \sqrt{\frac{3}{2 R_s}} \quad (80)$$

Aus Gleichung (80) geht hervor, dass der gemischte Betrieb eine geringere Drehmomenteffizienz aufweist als der rein sinusförmige Betrieb.

3.3 Identifikation der Polradlage

Damit die PMSM polradorientiert betrieben werden kann, muss zu jedem Zeitpunkt der elektrische Rotorlagewinkel γ bekannt sein. Die Ausrichtung des Polradflussraumzeigers wird üblicherweise mithilfe von Drehgebern ermittelt, welche den mechanischen Rotorlagewinkel messen. Hierbei unterscheidet man zwischen zwei Methoden: Im Zentrum der ersten Methode stehen Drehgeber, die eine absolute Winkelinformation wie

z.B. Resolver liefern, wohingegen die Drehgeber der zweiten Methode nur teils oder vollständig inkrementelle Informationen liefern, wie z.B. Hallsensoren. Bei Drehgebern, außer bei Absolutwertgebern, ist des Weiteren zu beachten, dass bei einer Polpaarzahl $p > 1$ anstatt des elektrischen Winkels nur der mechanische Winkel erfasst wird. Der mechanische Winkel wird folgend mit dem Formelzeichen δ bezeichnet. Um aus dem mechanischen Positionswinkel den elektrischen Positionswinkel γ zu errechnen, wird die Gleichung (34) in Gleichung (33) substituiert und anschließend integriert:

$$\gamma = \int \omega dt = p \int 2\pi n dt = p \delta . \quad (81)$$

Wie bereits erläutert, beschreibt der elektrische Positionswinkel den Winkel zwischen dem α - β - und dem d-q-Koordinatensystem. Aufgrund der beliebigen Montage der Drehgeber ist dessen Winkelinformation bezüglich der α -Achse nicht zu null abgeglichen. Demnach ist δ ungleich null wenn γ gleich null ist. Um diese Diskrepanz zu beseitigen, muss der Referenzwinkel bei der Inbetriebnahme einmalig identifiziert werden. Der Referenzwinkel wird folgend als δ_{Ref} bezeichnet. Erfolgt die Beachtung des Referenzwinkels in Gleichung (81), resultiert daraus:

$$\gamma = p (\delta - \delta_{Ref}) . \quad (82)$$

Abbildung 12 zeigt den Zusammenhang für den Sonderfall $p = 1$.

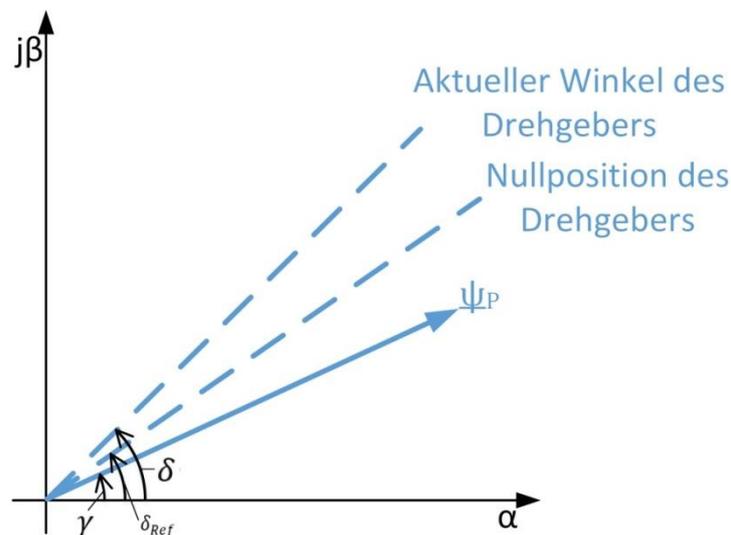


Abbildung 12: Zusammenhang zwischen dem elektrischen und mechanischen Rotorpositionswinkel unter Beachtung vom Referenzwinkel für $p = 1$

3.3.1 Offsetbestimmung der Hallsensoren

Der Referenzwinkel muss bei der Inbetriebnahme einmalig ermittelt werden, da die Montage der Hallsensoren beliebig ist. Lediglich wenn die Hallsensoren demontiert und in einen anderem Winkel wieder angebracht werden muss die Identifikation wiederholt werden.

Zur Ermittlung des Referenzwinkels können verschiedene Verfahren genutzt werden, welche Vor- und Nachteile innehaben, wie z.B. das der Rotor frei rotieren muss. Im Folgenden werden zwei Verfahren beschrieben, deren Umsetzung im Hinblick auf die Komplexität überschaubar ist.

Beim ersten Verfahren wird ein Statorstromraumzeiger in α -Richtung in die Maschine eingepägt, die β -Komponente des Statorstromraumzeigers $i_{S,\beta}$ ist entsprechend gleich null. Daraus folgt nach Gleichung (10):

$$i_{S,q} = -i_{S,\alpha} \sin \gamma . \quad (83)$$

Es wird ersichtlich, dass sich der Rotor aufgrund des Terms $\sin(\gamma)$ nach γ gleich null ausrichtet, wenn die Statorstromquerkomponente in die rotorfeste Drehmomentgleichung (65) eingesetzt wird [8]:

$$M_i = -\frac{3}{2} p \left(\psi_{P,d} i_{S,q} + (L_{S,d} - L_{S,q}) i_{S,d} \right) i_{S,\alpha} \sin \gamma . \quad (84)$$

Zwar besitzt der Sinus auch bei π eine Nullstelle zu der sich der Rotor ausrichten könnte, jedoch handelt es sich dabei um eine instabile Ruhelage. Es gilt zu beachten, dass der Rotor möglichst frei von Lasten sein soll und somit ungehindert rotieren kann. Der Winkel, der nach der Ausrichtung des Rotors vom Drehgeber ausgelesen werden kann, ist der Referenzwinkel. Bei der Verwendung von Hallsensoren gilt es zu beachten, dass es im Regelfall nicht möglich ist den absoluten Positionswinkel zu bestimmen, da dieser mithilfe der Geschwindigkeit interpoliert wird. Dies erfordert eine Winkelbestimmung unabhängig vom Sensorsignal an der Motorwelle.

Unter Verwendung von Hallsensoren zur Polradraumzeigerausrichtung, kann ein zusätzliches Verfahren angewandt werden, welches die Polradspannungen und deren Ausrichtung zu den Hallsensoren nutzt. Diese Art der Polradidentifikation setzt das Verständnis des winkelabhängigen Verlaufs der Hallsensoren, wie in Abbildung 13 dargestellt, voraus.

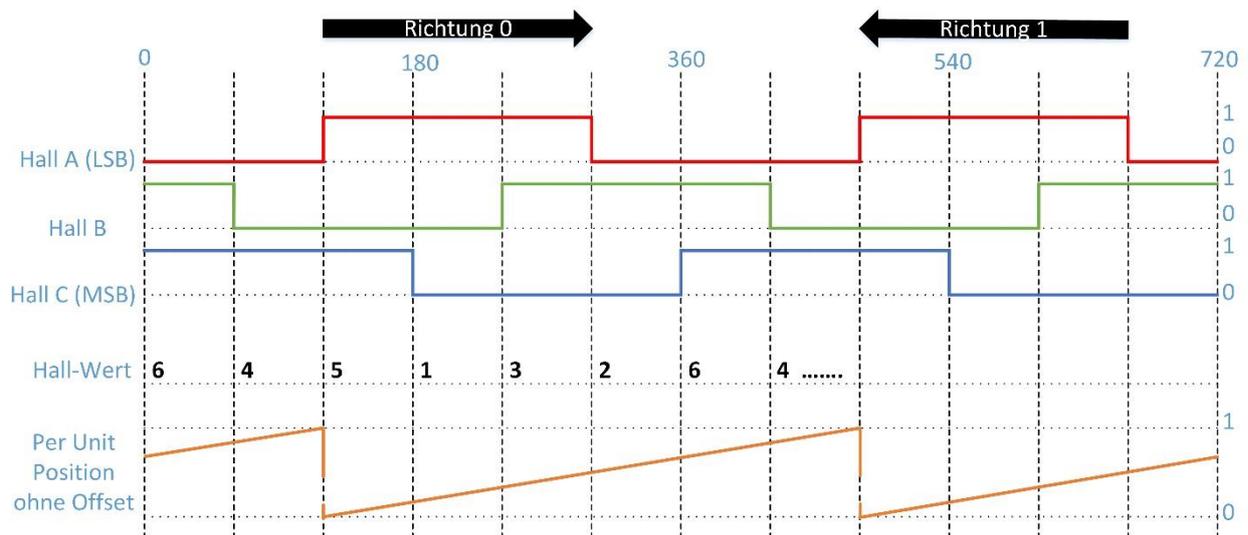


Abbildung 13: Typischer Verlauf der Hallsensorsignale

Die Hallsensoren A, B und C sind jeweils für 180° positiv und zueinander um 120° phasenverschoben. Die prinzipielle Strategie besteht darin, die Hallsensoren A, B und C mit den Polradspannungen $u_{P,a}$, $u_{P,b}$ und $u_{P,c}$ abzugleichen. Dafür wird die Winkeldifferenz zwischen der positiven Flanke von Hall A und des Nulldurchgangs der positiv steigenden Polradspannung $u_{P,a}$ gemessen. Für den Fall das die Hallsensoren B und C nicht zu 120° phasenversetzt zu dem Hallsensor A sind, wird die Messung für diese nach demselben Schema wiederholt. Der gemessene Differenzwinkel kann anschließend in der Berechnung der Position des Polradflussraumzeigers berücksichtigt werden. Bei der Messung muss jedoch beachtet werden, dass – wenn exemplarischer Weise der Differenzwinkel für den Hallsensor A gemessen werden soll – das Hallsensorsignal von Hall B um 120° nacheilen muss, um die beschriebene Methode der Polradidentifikation zu nutzen. Dies hängt von der Drehrichtung ab und ist bei Motoren nicht normiert. Teilweise ist eine Angabe hinsichtlich der Drehrichtung durch die Bezeichnung cw (clockwise) und ccw (counter-clockwise) gegeben. Die angegebene Drehrichtung beschreibt in diesem Fall die Richtung bei der die Hallsensorsignale von A, B und C jeweils um 120° nacheilend sind.

3.4 Konzept der feldorientierten Regelung

Die feldorientierte Regelung wird auch als Vektorregelung oder dq0-Regelung bezeichnet, im Englischen als field-oriented control (FOC) bekannt. Die mathematischen Grundprinzipien wurden erstmals von R. H. Park im Jahr 1929 veröffentlicht [9]. Durch

die feldorientierte Regelung ist es möglich den Statorstrom nicht nur in Betrag und Frequenz zu kontrollieren, sondern auch in Phase. Aufgrund dieser Tatsache besteht die Möglichkeit die gleichen Regelungsstrategien wie bei einer fremderregten Gleichstrommaschine zu verwenden [11].

3.4.1 Prinzipielle Regelungsstrategie

Nachdem die nötige Theorie für eine erfolgreiche Motorregelung in den vergangenen Kapiteln erläutert wurde, steht im weiteren Verlauf die grundsätzliche Regelung im Zentrum. Die elementare Aufgabe einer Motorregelung ist es, ein gewünschtes Drehmoment in einem vorgegebenen Drehzahlbereich zu erzeugen, wobei dieses Drehmoment bei dynamischen Vorgängen innerhalb einer definierten Zeit zur Verfügung stehen muss. Um das Drehmoment zu regeln, müsste dieses z.B. über Drehmomentsensoren gemessen werden. Jedoch hat dies zeitliche Verzögerungen im Bereich von einigen hundert Millisekunden zur Folge [7]. Daher nutzt man in der Regel, wie in Gleichung (65) zu erkennen, die Proportionalität zwischen dem Drehmoment M_i und der Statorstromkomponente $i_{s,q}$ aus. Aufgrund der Tatsache, dass die Phasenströme eine geringe zeitliche Verzögerung besitzen, kann eine Drehmomentregelung mit einer zeitlichen Differenz von wenigen Mikrosekunden erfolgen [7]. Da die zweite Variante für dynamische Vorgänge regelungstechnisch sinnvoller ist, wird demnach eine Stromregelung anstatt einer Drehmomentregelung umgesetzt. Die Stromregelung dient lediglich dem Zweck der Drehmomenterzeugung und wird daher auch als Drehmomentsteuerung bezeichnet. Angesichts der Proportionalität von M_i und der rotorfesten Statorstromkomponente $i_{s,q}$ sowie unter Beachtung, dass die im rotorfesten Koordinatensystem beschriebenen Größen näherungsweise Gleichgrößen sind, wird die gesamte Stromregelung häufig im rotorfesten d-q-Bezugssystem implementiert.

3.4.2 Vorgabe der Sollwertkomponenten

Zur Ermittlung des Sollwerts wird die Proportionalität zwischen der drehmomentbildenden Statorstromkomponente und des Drehmomentsollwerts mit Berücksichtigung der Istwerte $i_{S,q}$ und M_i ausgenutzt. Entsprechend folgt für die Sollwerte die Beziehung:

$$i_{S,q,w} = \frac{1}{\frac{3}{2} p (\Psi_{P,d} + (L_{S,d} - L_{S,q}) i_{S,d})} M_{i,w} \quad (85)$$

Handelt es sich um eine magnetisch symmetrische permanentmagneterregte Synchronmaschine, d.h. $L_{S,d} = L_{S,q}$, dann ist das Drehmoment, ohne Beachtung des Feldschwächebetriebs, unabhängig von der Statorstromkomponente $i_{S,d}$.

3.4.3 Gesamtstruktur des Statorstromregelkreises

In den vorherigen Kapiteln wurden alle Komponenten, die für eine feldorientierte Regelung des Statorstroms notwendig sind, erläutert. Zur Veranschaulichung der wechselseitigen Zusammenarbeit dieser Komponenten, werden diese als Blockschaltbild in Abbildung 14 zusammengefasst.

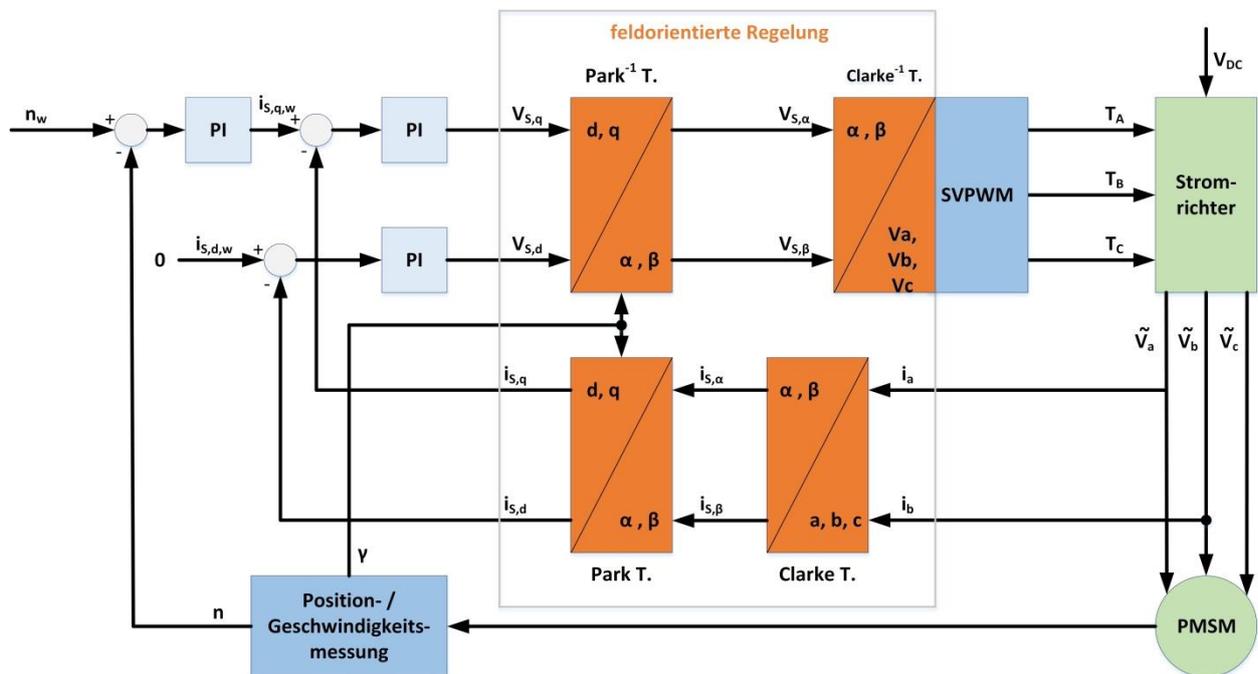


Abbildung 14: Gesamtstruktur der feldorientierte Regelung

Ziel der Drehmomentsteuerung ist es, mit minimaler Stromamplitude ein gewünschtes Drehmoment zu erzeugen. Die rotorfeste Statorstromkomponente $i_{S,d,w}$ wird nach Gleichung 85

chung (85) zu null geregelt, wenn eine ausgeprägte Asymmetrie der Längs- und Querinduktivitäten sowie die Feldschwächung vernachlässigt werden. Geht man davon aus, dass der Statorstromregler die Istwertkomponente $i_{S,d}$ hinreichend schnell auf ihren Sollwert einregelt, wird das gewünschte Drehmoment durch die Querstromkomponente $i_{S,q,w}$ bestimmt.

3.4.4 Echtzeitimplementierung

Zur Minimierung der Anzahl der sequenziellen Berechnungen bei der Verwendung von feldorientierten Regelalgorithmen in Echtzeitanwendungen, wird für gewöhnlich eine sternpunktbezogene Clarke-Transformation verwendet. Wie in Abbildung 14 dargestellt, werden dafür lediglich die Phasenströme A und B benötigt. Anschließend wird die Park-Transformation auf $i_{S,\alpha}$ und $i_{S,\beta}$ angewandt, um aus diesen die Statorstromkomponenten $i_{S,q}$ und $i_{S,d}$ zu berechnen. Diese Werte werden daraufhin mit den Sollwerten $i_{S,q,w}$ und $i_{S,d,w}$ verglichen um die benötigten Spannungen $v_{S,q}$ und $v_{S,d}$ zu ermitteln. Mit Hilfe der inversen Park-Transformation werden die Spannungen in das α - β -Koordinatensystem transformiert. Diesen Berechnungen schließt sich meistens eine sogenannte Raumzeiger-Pulsweitenmodulation an, welche die Umsetzung der inversen Clarke-Transformation überflüssig macht.

3.4.5 Raumzeiger-Pulsweitenmodulation

Raumzeiger-Pulsweitenmodulation, im Englischen abgekürzt als SVPWM, sind PWM-Algorithmen basierend auf den räumlichen Zusammenhang der α - und β -Raumzeiger für dreiphasige Motoren mit zusammengeführten Sternpunkt. Statt mithilfe der inversen Clarke-Transformation die Phasengrößen für A, B und C in Echtzeit zu berechnen, werden die Schaltzeiten der Leistungsmosfets direkt aus den α - und β -Komponenten berechnet.

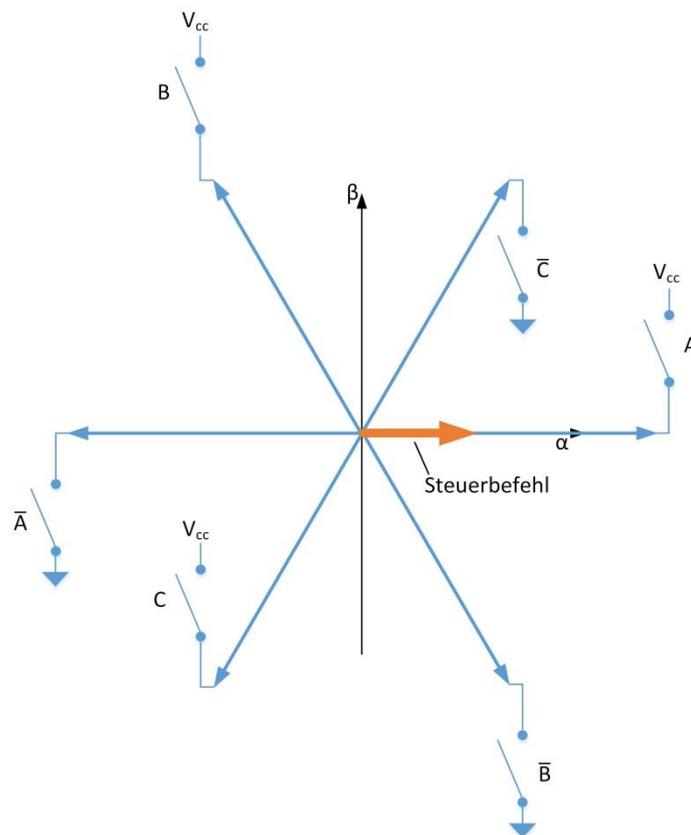


Abbildung 15: Visualisierung der SVPWM

Abbildung 15 verdeutlicht das Konzept der SVPWM. Die Achsen A, B und C symbolisieren die jeweiligen Phasenwicklungen und deren räumliche Verteilung. Zur Vermeidung eines Kurzschlusses, eines sogenannten shootthrough-fault, dürfen nie beide Leistungsmosfets, in Abbildung 15 durch Schalter dargestellt, zeitgleich geschlossen werden [8]. Die Schalter im SVPWM-Algorithmus stehen deshalb in einer reziproken Beziehung. Ein geschlossener oberer Schalter, der am Potential V_{cc} liegt, hat zur Folge, dass der untere Schalter derselben Phase am Massepotential liegt. Ist z.B. der Schalter A geschlossen, ist dies gleichzusetzen mit einem Stromfluss in die Wicklung hinein. Dementsprechend kehrt sich der Stromfluss um, wenn der Schalter \bar{A} geschlossen ist. Aus den grafisch dargestellten sechs Schaltern und deren dazugehörigen Stromrichtungen folgen sechs mögliche Schaltzustände. Zusätzlich zu den sechs Zuständen kommen zwei weitere hinzu bei denen der Stromfluss gleich null ist. Diese werden Nullzustand genannt und existieren wenn alle oberen oder alle unteren Schalter geschlossen sind [11]. Daraus resultieren insgesamt acht Schaltzustände. Mithilfe der acht Zustände wandelt die SVPWM einen Steuerbefehl aus dem α - β -Koordinatensystem in eine PWM-Schaltsequenz für die sechs Schalter um, welche die Vorgabe des Steuerbefehls be-

züglich der Amplitude und Phase über eine PWM-Periode erfüllt. Um eine Amplitude gemäß des Steuerbefehls zu erhalten, werden entsprechend Nullzustände in die Schaltsequenz integriert. Die Phase wird über zwei Schalter kontrolliert. Es werden die beiden Schalter angesteuert, die der Steuervorgabe vom Winkel her am nächsten sind. Die genaue Umsetzung der Phase und Amplitude variiert jedoch bei verschiedenen SVPWM-Algorithmen [8].

Abbildung 15 dient als Basis der Verdeutlichung des grundsätzlichen Vorgehens, bei der die Steuervorgabe lediglich eine α -Komponente besitzt. Entsprechend der Amplitude würde in diesem Fall idealerweise die Schalter A und \bar{A} gepulst werden, um die Vorgabe zu realisieren. Da in diesen Fall keine Verbindung zum Sternpunkt bestehen würde, muss ein weiterer unterer Schalter geschaltet werden. Schließt man \bar{B} , wird der resultierende Vektor mit einem negativen Winkel in Richtung \bar{B} geleitet. Selbiges geschieht beim Schließen von \bar{C} , nur dass der Winkel positiv ist und der resultierende Vektor in Richtung \bar{C} geleitet wird. Die Schalter \bar{B} und \bar{C} werden abwechselnd über eine PWM-Periode geschaltet, um die Vorgabe eines Vektors mit reinem α -Anteil zu erfüllen. Es resultiert im Mittel ein Vektor der lediglich durch seine α -Komponente beschrieben wird. In diesem Fall der PWM-Sequenz würden die Schalter \bar{B} und \bar{C} die Phase kontrollieren und die Amplitude über die Schalter A und \bar{A} gesteuert werden.

4. Software

Für die Erstellung des C-Codes wurde der Ansatz der modellbasierten Softwareentwicklung gewählt. Primär kamen dafür die Softwarepakete Matlab Simulink von MathWorks und Code Composer Studio von Texas Instruments zum Einsatz. Der verwendete Ansatz bildet die Basis für eine frühzeitige Analyse, Validierung und Verifikation von einzelnen Softwarekomponenten. Dies führt zu schnellen Ergebnissen mit einem hohen Reifegrad, unabhängig von Hardwarekomponenten.

4.1 Harmonisieren von Code Composer Studio und Matlab Simulink

Um aus einem, in Matlab Simulink, erstellten Modell erfolgreich C-Code zu generieren, müssen die beide Softwarepakete, Matlab Simulink und Code Composer Studio, entsprechend installiert und konfiguriert werden. Dies erfordert neben der Installation von Zusatzpaketen eine individuelle Abstimmung der Software auf die Zielplattform. Die Zielplattform ist typischerweise ein digitaler Signalprozessor (DSP), auf dem der C-Code nach der Generierung ausgeführt wird. In dieser Arbeit wurde ein 28069-Prozessor der Firma Texas Instruments verwendet. Dieser Prozessor ist auf einer Controlcard verbaut, die speziell für die Evaluierung von Projekten konzipiert wurde. Dementsprechend ist die Harmonisierung der Software auf diesen Prozessortyp abgestimmt.

4.1.1 Einrichten von Code Composer Studio

Code Composer Studio (CCS) ist eine von Texas Instruments entwickelte Entwicklungsumgebung mit welcher der generierte C-Code auf die Zielhardware übertragen werden kann. Im weiteren Verlauf dieses Kapitels werden die nötigen Schritte zur Einrichtung für die Version 5 von CCS erläutert. Eine Kommunikation zur verwendeten Controlcard wird mithilfe einer Target Configuration File (TCF) ermöglicht. Der Konfigurationsprozess gliedert sich in drei Schritte:

1. Schritt:

Die Konfigurationseinstellungen der Target Configuration File lassen sich durch einen Mausklick auf folgende Registerreiter ausführen:

File → New → Target Configuration File

In dem sich öffnenden Fenster kann, für den Fall das mehrere Derivate verwendet werden, der TCF ein beschreibender Name gegeben werden. Anschließend kann mittels *Finish* fortgefahren werden.

2. Schritt:

Der Emulator wird mithilfe des pull-down-Menüs *Connection* als *Texas Instruments XDS100v1 USB Emulator* spezifiziert. Über die Filterfunktion neben *Device* kann nach *F28069* gesucht werden, um anschließend den Haken bei *controlSTICK – Piccolo F28069* zur Bestätigung zu setzen. Die TCF kann nun über die *Safe Configuration* Schaltfläche gespeichert werden. Bevor das Fenster geschlossen werden kann, sollte die Verbindung über *Test Connection* geprüft werden.

3. Schritt:

Eine Kontrolle der TCF sollte wie folgt durchgeführt werden:

View → *Target Configurations*

Klickt man neben *User Defined* das Pluszeichen (+) an, sollte die soeben erstellte TCF aufgelistet und als *Default* ausgewählt sein. Ist dies nicht der Fall, kann mittels Rechtsklick und *Set as Default* dies nachträglich eingestellt werden. Eine korrekt eingestellte TCF sollte der Abbildung 16 entsprechen [15].

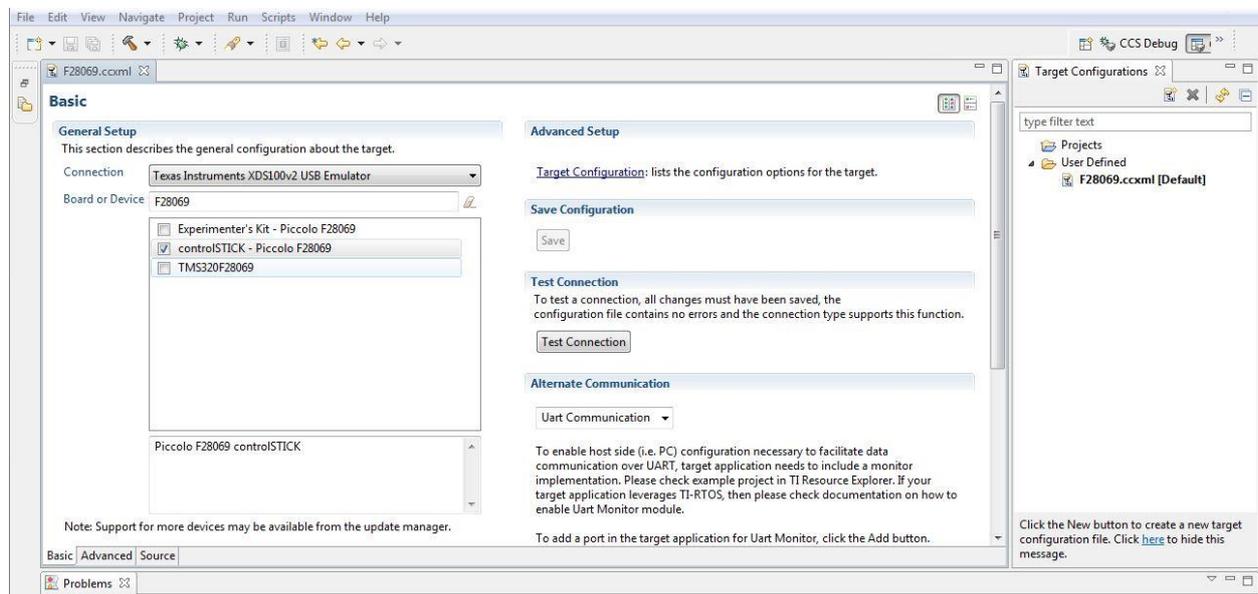


Abbildung 16: Beispielhafte Target Configuration File für Code Composer Studio v5

4.1.2 Einrichten von Matlab Simulink

Für das Generieren von C-Code für den 28069-Controller mit Hilfe von Matlab Simulink müssen vorab zusätzliche Softwarepakete von Matlab selbst und Texas Instruments installiert und konfiguriert werden. In der vorliegenden Arbeit wurden die Versionen Matlab R2014b und Code Composer Studio v5 verwendet, so dass sich die folgende Vorgehensweise auf diese beziehen. An dieser Stelle gilt darauf hinzuweisen, dass die wechselseitige Zusammenarbeit von älteren Versionen beider Programme sich grundlegend von der hier erläuterten Vorgehensweise unterscheidet.

1. Schritt:

Über die Homepage von MathWorks kann die Matlab Toolbox *Embedded Coder* heruntergeladen und installiert werden [16].

2. Schritt:

Ein weitere Voraussetzung für die Installation ist eine aktuelle Version der *controlSuite* für die C2000-Reihe von Texas Instruments [17].

3. Schritt:

Nach der Installation der genannten Softwarepakete kann in Matlab das *Hardware Support Package* für die C2000-Reihe installiert werden:

Home → *Resources* → *Add-Ons* → *Get Hardware Support Packages* → [...] → *Texas Instruments C2000*

4. Schritt:

Matlab benötigt die Installationspfade von Code Composer Studio und die der prozessorspezifischen Dateien, diese können über das Matlab *Command Window* mittels

```
>>checkEnvSetup('ccsv5', 'F28069', 'setup')
```

deklariert werden.

Die Installationspfade können nun einzeln bestimmt werden. Abbildung 17 zeigt eine beispielhafte Konfigurierung, die durch Ersetzen des Begriffs *setup* durch *check* in den oben genannten Befehl dargestellt werden kann.

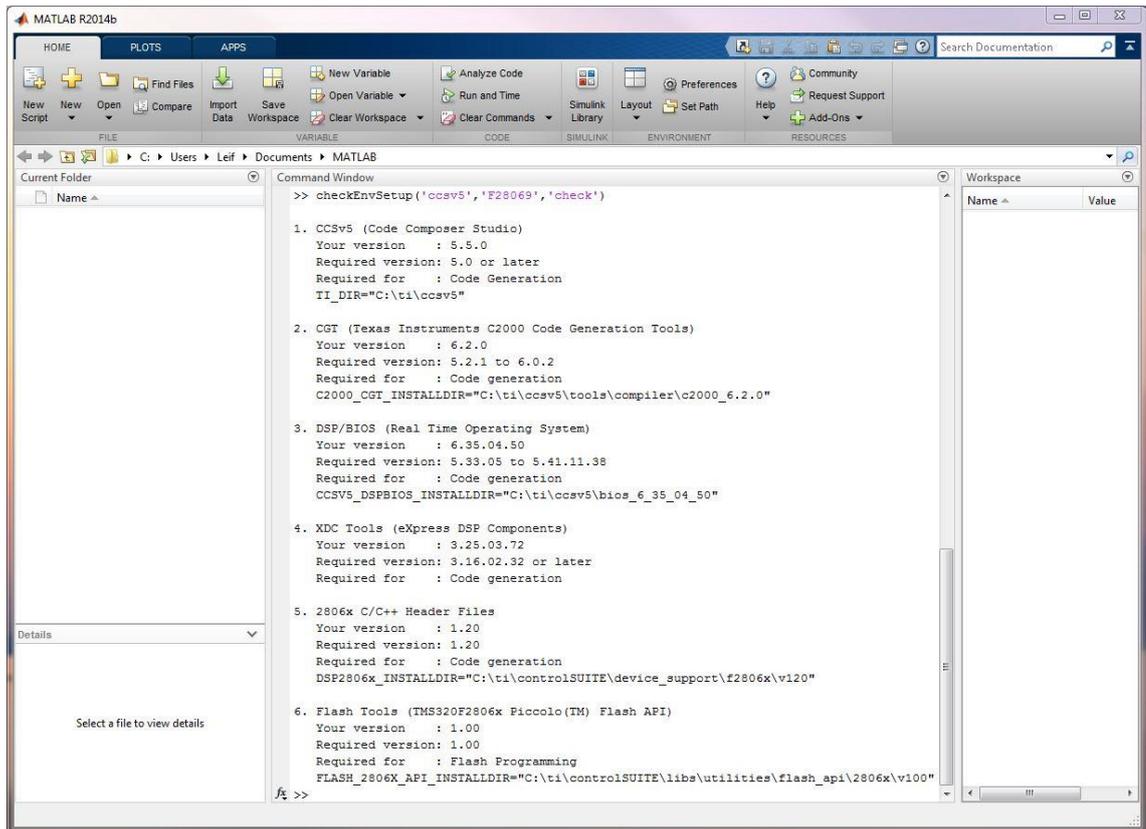


Abbildung 17: Installationspfade von Texas Instruments Software in Matlab

5. Schritt:

Eine vollständige Kompatibilität zwischen Matlab und CCS wird erreicht, indem das sogenannte *xmakefilesetup* konfiguriert wird. Dazu muss der Befehl

```
>>xmakefilesetup
```

in das *Command Window* von Matlab eingegeben und bestätigt werden:

In dem sich öffnenden XMakefile User Configuration-Fenster ist folgendes Vorgehen von Nöten:

- Die *Template*-Einstellung als *gmake* beibehalten.
- Den Haken bei *Display operational configurations only* entfernen.
- Als *Configuration ticcs_c2000_ccsv5* auswählen.
- Auf die Schaltfläche *New...* klicken, um anschließend die ausgewählte *Configuration* unter den Namen *ticcs_c2000_ccsv5_clone* zu speichern.
- Die Einstellungen für *User Templates* und *User Configurations* können wie voreingestellt beibehalten werden.
- Durch das Klonen sind die Installationspfade editierbar und müssen dem System entsprechend angepasst werden. Eine beispielhafte Konfiguration zeigt die Abbildung 18, bei der jedoch zu beachten ist, dass die einzelnen

Registerreiter in das Bild editiert wurden, um diese in einer Grafik darstellen zu können. Da die Reiter *Pre-* und *Post-build* keine Änderung der Grundeinstellungen benötigen, werden diese in der Abbildung nicht dargestellt.

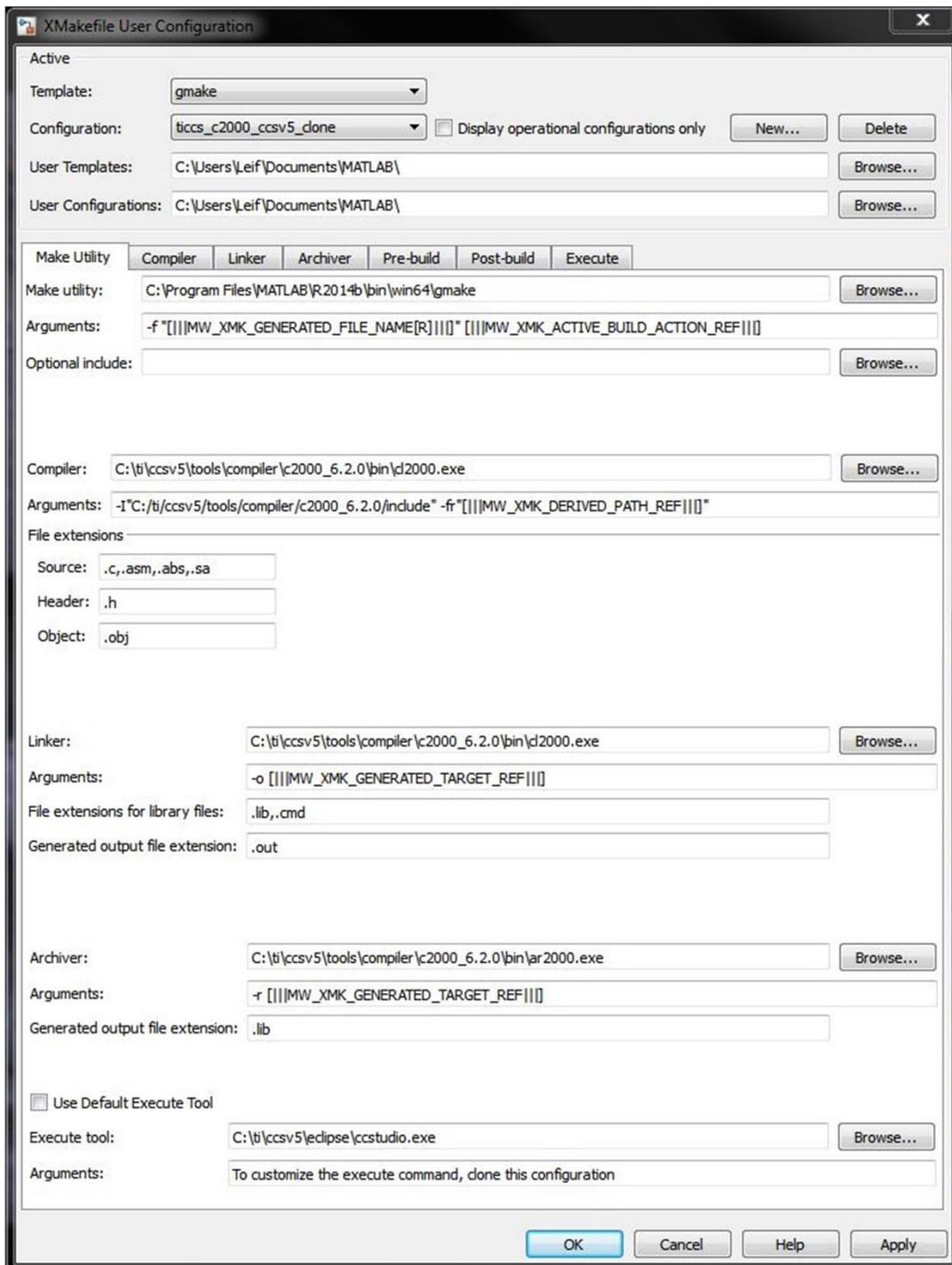


Abbildung 18: Beispielhafte Installationspfade für die XMakefile User Configuration

5. Modellbasierte feldorientierte Regelung für PMSM

5.1 Rekursiver Ablauf

Das in Matlab Simulink erstellte Modell, aus dem die automatische Codegenerierung erfolgt, ist speziell für das E-Skateboard entwickelt worden. Das Modell bildet eine feldorientierte Regelung für zwei dreiphasige PMSM mit Hallsensoren ab. Beide FOC-Algorithmen sind, abgesehen vom gleichen Sollwert, unabhängig voneinander, so dass jeder Motor individuell parametrisiert werden kann. Da sich beide Algorithmen vom Grundprinzip sehr ähneln, wird im Folgenden nicht zwischen Singular und Plural der Regelungen unterschieden. Sollten eklatante Unterschiede bestehen, werden diese erläutert.

Wie in Kapitel 3.4.1 bereits erwähnt, ist das Ziel einer Motorregelung ein gewünschtes Drehmoment in einem vorgegeben Drehzahlbereich zu erzeugen. Dementsprechend wurde eine Drehzahlregelung und eine Drehmomentensteuerung, welche die Proportionalität zwischen den Drehmoment M_i und der Statorstromkomponente $i_{s,q}$ ausnutzt, implementiert. Alle wichtigen Baugruppen der Software, speziell die zeitkritischen, werden interruptgesteuert damit eine schnelle Datenverarbeitung sichergestellt werden kann.

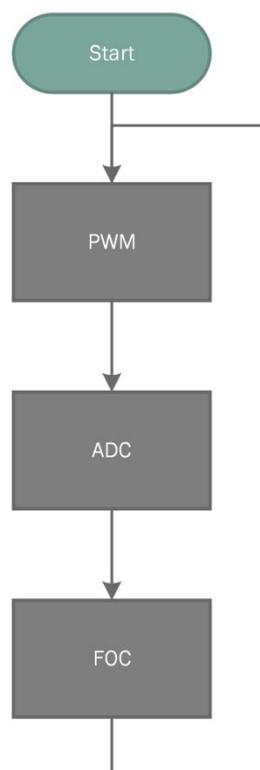


Abbildung 19: Prinzipieller Ablauf der Interruptsteuerung

Abbildung 19 verdeutlicht den Programmablauf. Der PWM-Block, der den Duty Cycle für die Leistungselektronik einstellt, triggert den Start der Strommessung. Am Ende einer erfolgreichen Messung wird ein Interrupt ausgelöst, der dann dafür Sorge trägt, dass die aktuell gemessenen Ströme im FOC-Algorithmus bearbeitet werden. Am Ende der FOC werden die neu berechneten PWM-Werte aktualisiert. Durch das Triggern der ADC-Messung wird der Vorgang von vorne gestartet.

5.2 Hallsensorauswertung

Die verwendeten PMSM sind jeweils mit drei um 120° zueinander versetzten Hallsensoren ausgestattet, welche zur Rotorpositions-, Drehzahl- und Drehrichtungsbestimmung dienen. Eine Grundvoraussetzung für die feldorientierte Regelung, die Bestimmung der Rotorposition, ist daher gewährleistet. Drei Hallsensoren werden zur Positionsbestimmung verwendet. Die Rotorlagewinkelpositionsgenauigkeit beschränkt sich auf $\pm 30^\circ$, da alle 60° ein Hallsensorinterrupt ausgelöst wird. Der Interrupt wird von einem enhanced capture module (eCAP) erzeugt, welches zwei Timer besitzt. Aus Abbildung 20 lässt sich entnehmen, wie durch die zeitliche Differenz zweier Interrupts mithilfe der Timer die Rotationsgeschwindigkeit ermittelt werden kann. Dem folgen Überprüfungen, um eine Fehlinterpretation durch Störungen zu verhindern.

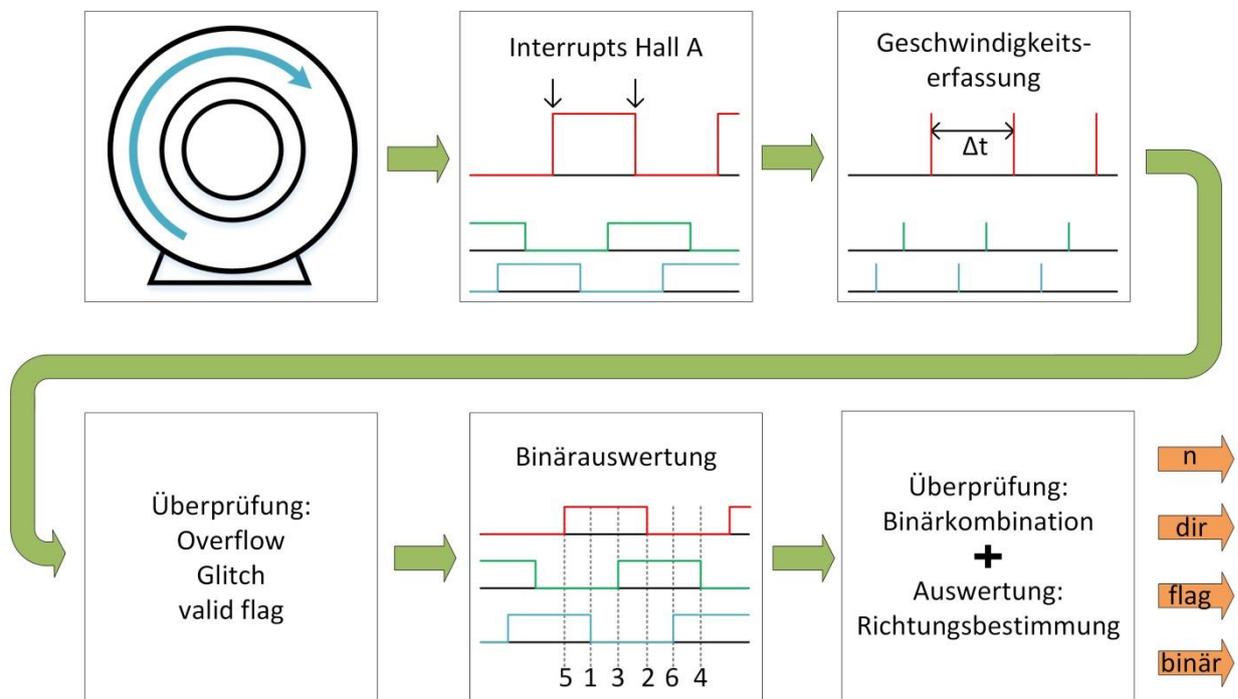


Abbildung 20: Blockschaltbild der Hallsensorauswertung

Eine Bestimmung der Rotorposition ist durch die Bildung einer Binärkombination der Hallsensorsignale mit dem Hallsensor A als least significant bit (LSB) und dem Hallsensorsignal C als most significant bit (MSB) möglich. Anhand der Kombination wird eine Überprüfung der Hallsensorsignale durchgeführt, um einen Defekt eines Hallsensors oder einen Kabelbruch zu detektieren. Außerdem wird über die Abfolge der Binärkombinationen die Drehrichtung der Motoren bestimmt.

5.3 Sollwertauswertung

Der Geschwindigkeitssollwert wird über eine handelsübliche 2,4 GHz Pistolengrifffernbedienung aus dem Modellbau vorgegeben. Die Fernbedienung sendet ein codiertes Signal zum Empfänger, der wiederum eine PWM auf einen Quadraturencodereingang (eQEP) am Mikrocontroller sendet. Der eQEP ist ein controllerinternes Modul für die Auswertung von Quadraturencodersignalen. Dieses wurde entsprechend umprogrammiert, damit hochauflösend interruptgesteuert die Pulsweiten der Funkfernbedienung eingelesen werden können, um so eine exakte Geschwindigkeitsvorgabe zu ermöglichen. Eine Umprogrammierung war nötig, weil der 28069-Controller eine begrenzte Anzahl von frei zur Verfügung stehenden Timern und externen Interrupts hat. Daraus resultiert, dass die eigentlich übertragende Pulsweite τ als $T - \tau$, mit der Periodendauer T , erkannt werden kann. Für die weiterhin richtige Interpretation der Signale muss dieser Fall softwareseitig abgefangen werden. Anschließend wird das Signal anhand des eingestellten Speedmodes begrenzt, um auch unerfahrenen Fahrern ein gefahrloses Fahrerlebnis zu ermöglichen. Jenes Signal wird daraufhin tiefpassgefiltert und mittels einstellbaren Verzögerungsrampen verzögert. Es wird in vier Freiheitsgrade unterschieden: Zwei für einen positiven Sollwert, sowie zwei für einen negativen Sollwert. Dies bedeutet, dass die Verzögerungszeiten zum Erhöhen des Sollwerts sowie für das Verringern für Beschleunigungs- und Bremsvorgänge unabhängig voneinander einstellbar sind. In der Abbildung 21 ist der vereinfachte Aufbau der Sollwertauswertung zusammengefasst.

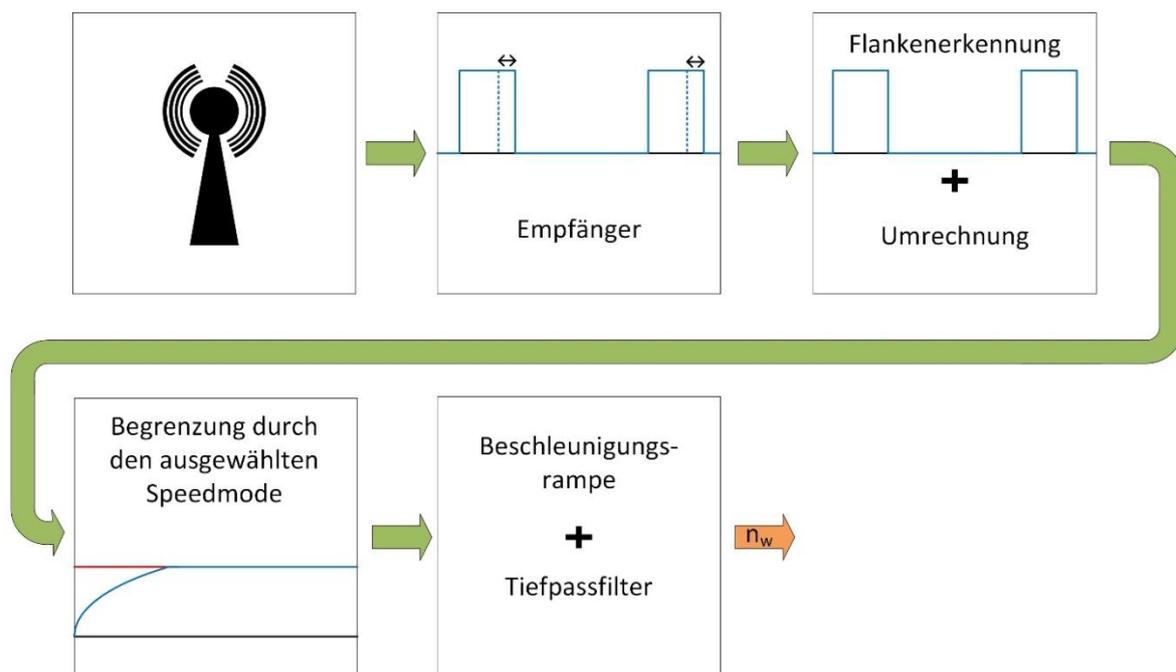


Abbildung 21: Blockschaltbild der Sollwertauswertung

5.4 Drehzahlregelung

Ziel der Drehzahlregelung ist es, durch Vorgabe von außen, unabhängig von externen Störeinflüssen, eine konstante Drehzahl zu halten. Der Drehzahl-Sollwert, im regelungstechnischen Sinne Führungsgröße genannt, wird über die Funkfernbedienung vorgegeben. Die Störgröße wird durch externe Einwirkungen, wie z.B. manuelles abbremesen, repräsentiert. Aus Abbildung 22 geht die Grundstruktur des Regelkreises hervor [18].

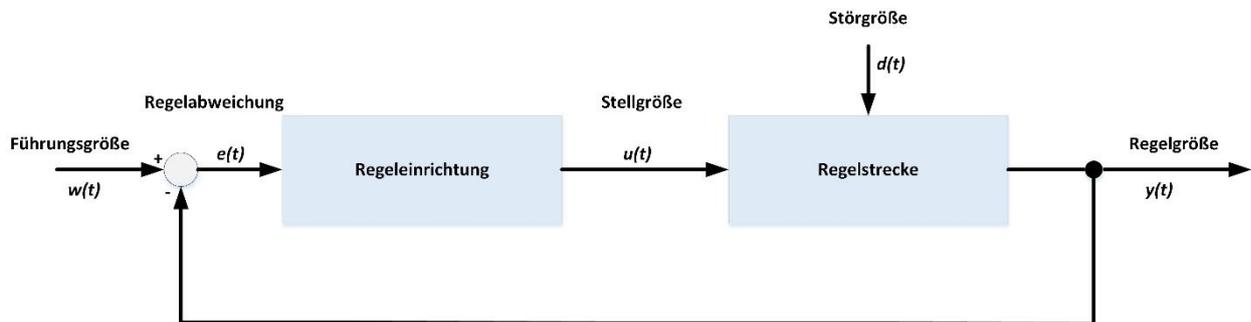


Abbildung 22: Grundstruktur des Regelkreises

Ein PID-Regler wird verwendet, um die Regelgröße entsprechend der Führungsgröße zu regeln. Die Regelgröße entspricht der Motordrehzahl, die anhand der Hallsensorauswertung ermittelt wird. Auf eine analytische Optimierung der Regelparameter wurde aus zeitlichen Gründen verzichtet, jedoch wurde das dynamische Verhalten bei praktischen Fahrversuchen als hinreichend genau eingestuft. Abbildung 23 zeigt das vereinfachte Blockschaltbild, welches die Führungs- und Regelgröße sowie die verwendete Regeleinrichtung enthält.

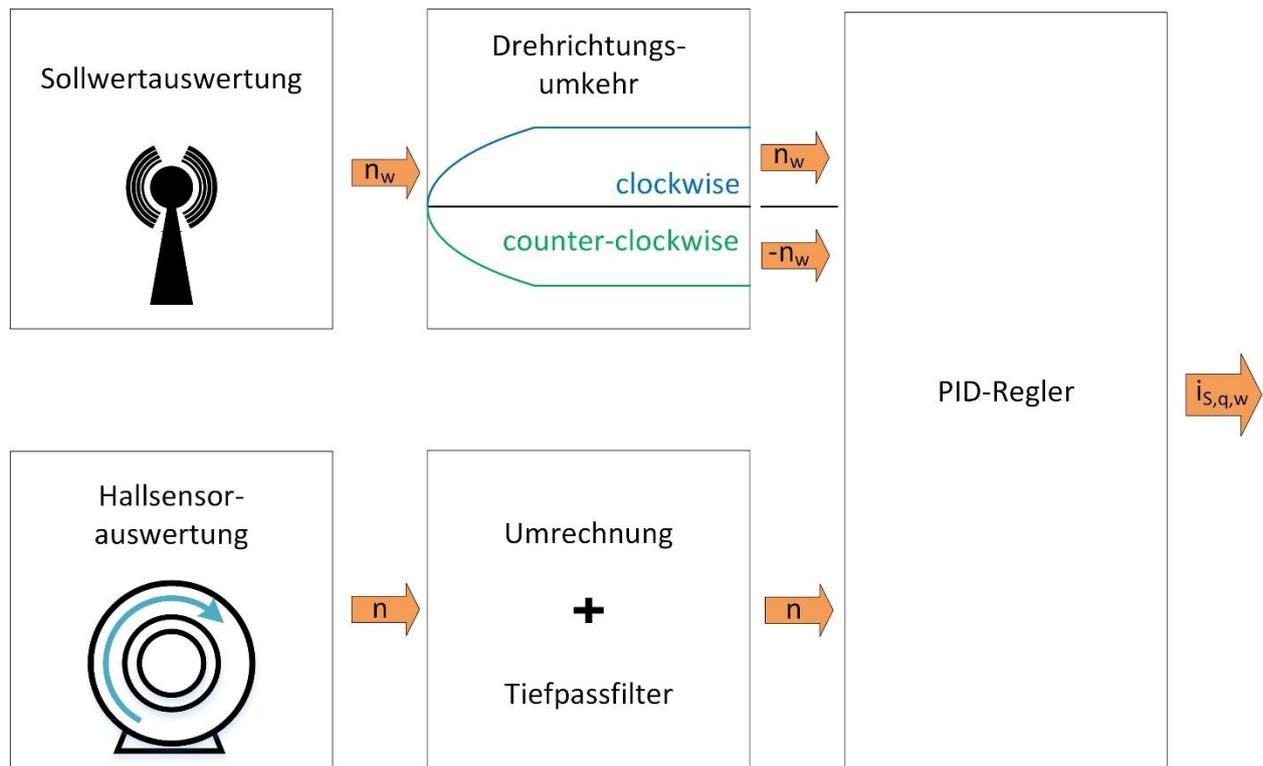


Abbildung 23: Blockschaltbild der Drehzahlregelung

Zusätzlich zu dem drehzahlgeregelten Betrieb wurde der Freewheel- und Brakemode implementiert. Beide Betriebsmodi sind optional und unabhängig voneinander zu aktivieren.

Der Freewheelmode öffnet alle Leistungstransistoren, da die verwendete SVPWM aus dem Target Support Package von Texas Instruments bei einer Regelgröße von $y(t) = i_{s,q,w} = 0$ ein konstantes Haltemoment erzeugt. Da das E-Skateboard jedoch mit minimalem Kraftaufwand auch ohne elektrischen Antrieb fahrbar sein soll, ist der Freewheelmode implementiert worden. Außerdem würde auch bei der elektrischen Fahrt ein konstantes Haltemoment die aktuelle Fahrgeschwindigkeit stetig verringern. Dementsprechend werden, sofern aktiviert, alle Leistungstransistoren geöffnet solange keine Sollwertvorgabe von außen erfolgt.

Der Brakemode erzeugt bei einem negativen Sollwert ein negatives Drehmoment, was in einer negativen Beschleunigung resultiert und somit das E-Skateboard abbremst. Dies geschieht durch das Öffnen der oberen Brückentransistoren und gepulstes Kurzschließen der unteren Brückentransistoren. Der Bremsmodus lässt sich weiterhin in vier vorkonfigurierte Modi unterteilen, die sich durch unterschiedliche Bremsverzögerungen

auszeichnen. Beispielsweise kann die maximale Bremsverzögerung für den Betrieb mit Fahrhilfe erhöht werden, um einen möglichst geringen Bremsweg sicherzustellen.

5.5 Kommunikationsschnittstellen

Die Software des E-Skateboards unterstützt verschiedene Kommunikationsprotokolle. Diese können in zwei Kategorien unterteilt werden: Kommunikationsprotokolle, die für den laufenden Betrieb von Nöten sind und Protokolle, die zur Softwareentwicklung genutzt wurden. In den folgenden Kapiteln werden deren Funktionen und Einstellungen erläutert.

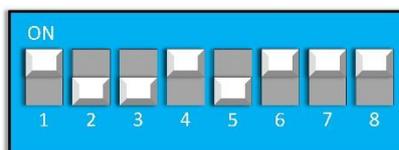
5.5.1 I²C

I²C steht für inter-integrated circuit und ist der gebräuchlichste serielle Peripheriebus [19]. Der I²C-Bus (inter-integrated circuit bus) wird in der Regel zur Verbindung von integrierten Schaltungen auf Platinen verwendet [19]. Eine zweiadrige Verbindung ermöglicht einen bidirektionalen Datenverkehr [20]. Der zweiadrige Aufbau resultiert in einer erhöhten Zuverlässigkeit, da lediglich zwei Leitungen und eine Masseverbindung benötigt werden. Das Risiko von Hardwarefehlern durch die Anschlussleitungen gegenüber einem vieradrigen Protokoll sinkt dem entsprechend. Weiterhin sinkt die Packungsgröße mit der Anzahl der Anschlussleitungen, wodurch der I²C-Bus besonders als Peripheriebus geeignet ist.

5.5.1.1 I/O Expander

Aufgrund der begrenzten Anzahl von Ein- und Ausgängen (I/O) wurden zwei I/O Expander der Firma Texas Instruments verwendet [21]. Diese integrierten Schaltkreise (IC) stellen eine Erweiterung der Ein- und Ausgänge mithilfe des I²C-Busses dar. Zum Betrieb werden lediglich die zwei Leitungen serial clock (SCL) und serial data (SDA) benötigt. Der verwendete 8-bit I/O Expander stellt acht Ein- bzw. Ausgänge zur Verfügung. Die Funktion der zusätzlichen Ports, ob als Eingänge oder als Ausgänge ist optional und kann durch die Art der Ansteuerung festgelegt werden. Da jeder Portexpander eine eigene Adresse besitzt, können mehrere IC's des selben Typs über einen I²C-Bus unabhängig voneinander angesteuert und ausgelesen werden. Dies ermöglicht bis zu 64 zusätzliche Ein- und Ausgänge über den I²C-Bus bereitzustellen. Beim E-Skateboard

wurden zwei Portexpander vom Typ PCF8574 verwendet, um in Summe 16 weitere Ports zur Verfügung zu stellen. Acht werden für die Ansteuerung eines Displays und acht weitere für einen DIP-Schalter (dual in-line package-Schalter) benötigt. Der DIP-Schalter ermöglicht eine externe Auswahl verschiedener Betriebseinstellungen, um das Board unterschiedlichen Fahrfähigkeiten und –vorlieben anzupassen. Eine Abfrage der Schalterstellung wird lediglich einmalig beim Systemstart durchgeführt, sodass eine unbeabsichtigte Änderung der Schalterstellung durch Fahrvibrationen keinen Einfluss auf die aktuellen Fahreinstellungen hat. Dies verhindert, dass zum Beispiel die maximale Höchstgeschwindigkeit durch einen Fehlerfall erhöht oder die Bremse deaktiviert wird. Die Parametereinstellungen sind der Abbildung 24 zu entnehmen.



| DIP | Pin 1 | Pin 2 | Pin 3 | Pin 4 | Pin 5 | Pin 6 | Pin 7 | Pin 8 |
|---------|--------------|-------|------------------|-------|-----------|-----------|----------------|----------|
| | Speedmode | | Brakevalue | | Brakemode | Freewheel | Serial monitor | Reserved |
| On = 1 | 00 = 14 Km/h | | 00 = Brakemode 1 | | 0 = off | 0 = off | 0 = off | |
| Off = 0 | 10 = 21 Km/h | | 10 = Brakemode 2 | | 1 = on | 1 = on | 1 = on | |
| | 01 = 27 Km/h | | 01 = Brakemode 3 | | | | | |
| | 11 = 34 Km/h | | 11 = Brakemode 4 | | | | | |

Abbildung 24: Belegung des DIP-Schalters zur Auswahl der Betriebseinstellungen

5.5.1.2 Display

Zur Visualisierung von Parametern ist das E-Skateboard mit einem 2x16-Zeilen-Display ausgestattet. Ohne externe Einflüsse werden auf dem Display der maximale Phasenstrom in Phase A, die Batteriespannung, die Durchschnittsgeschwindigkeit und die zurückgelegte Distanz angezeigt. Neben dem Display befinden sich zwei Taster. Der obere Taster dient dazu, die während des Betriebs ermittelten Werte zurückzusetzen, der untere Taster hingegen blendet auf Betätigung die Betriebseinstellungen ein. Um Rechenzeit zu sparen ist eine Aktualisierung des Displays während der Fahrt nicht vorgesehen. Die Aktualisierungsintervalle lassen sich jedoch über die Parametereinstellungen stufenlos anpassen.

Für die Ansteuerung des Displays sowie der Taster dient der bereits erwähnte zweite Portexpander. Das Display ist mit einem HD44780U Controller von Hitachi ausgestattet und verfügt über einen 4-bit-Betrieb [22]. Der 4-bit-Betrieb ermöglicht es das Display mit

insgesamt sechs I/O's zu steuern: Vier Datenbits, ein sogenanntes Enablebit und ein Bit, welches zur Registerauswahl dient. Der Portexpander ist mit den maximal verfügbaren acht Bits vollständig belegt, wenn zu den benötigten Displaybits zwei Bits für die Taster hinzu addiert werden. Um mit dem Display zu kommunizieren, wurde eine speziell auf den Displaycontroller angepasste Bibliothek geschrieben, welche auch grundlegende Einstellungen zur I²C-Kommunikation enthält. Da dieser C-Code konventionell per Hand programmiert werden musste, ist dieser speziell in das Matlab Simulink-Modell zu integrieren. Die genaue Vorgehensweise und was es dabei zu beachten gilt ist in der Display-Bibliothek selbst und in dem I²C-Subsystem ausführlich erläutert.

5.5.2 SPI

Das Serial Peripheral Interface (SPI) ist ein synchroner serieller Datenbus der häufig für die Kommunikation zwischen DSP's oder DSP und externer Peripherie eingesetzt wird [20]. Der in der Hardware zweifach verwendete Drei-Phasen-Brückentreiber DRV8301 von Texas Instruments lässt sich mittels SPI konfigurieren sowie auslesen und bedingt somit die Verwendung von SPI [23]. Grundlegende Einstellungen, wie die Anzahl der steuernden PWM's oder die Strombegrenzung, können mittels SPI über die Software eingestellt werden. Es besteht die Möglichkeit den Brückentreiber mit lediglich drei unabhängigen PWM-Signalen zu steuern. Diese steuern, im 3-PWM-Mode, lediglich die high side gates der Leistungsmosfets. Die low side gates werden vom Brückentreiber komplementär zu den high side gates geschaltet [23]. Der 3-PWM-Mode ist die ökonomischere Variante der Ansteuerung, da diese anstatt sechs PWM Ausgänge nur drei benötigt. Jedoch lassen sich die Gates der Mosfets, bedingt durch die komplementäre Ansteuerung, nicht unabhängig voneinander steuern. Der Brems- sowie Freewheelmode ist nur dann funktional, wenn die oberen und die unteren Leistungsmosfets individuell angesteuert werden können. Daher bedingt die Software den 6-PWM-Mode des Brückentreibers. In Abbildung 25 ist die grundsätzliche Funktion der beiden Modi dargestellt. Im Freewheelmode werden die unteren sowie die oberen Leistungsmosfets zeitgleich geöffnet. Im Brakemode hingegen werden lediglich die oberen Leistungsmosfets geöffnet und die unteren in Abhängigkeit vom Bremssollwert gepulst kurzgeschlossen.

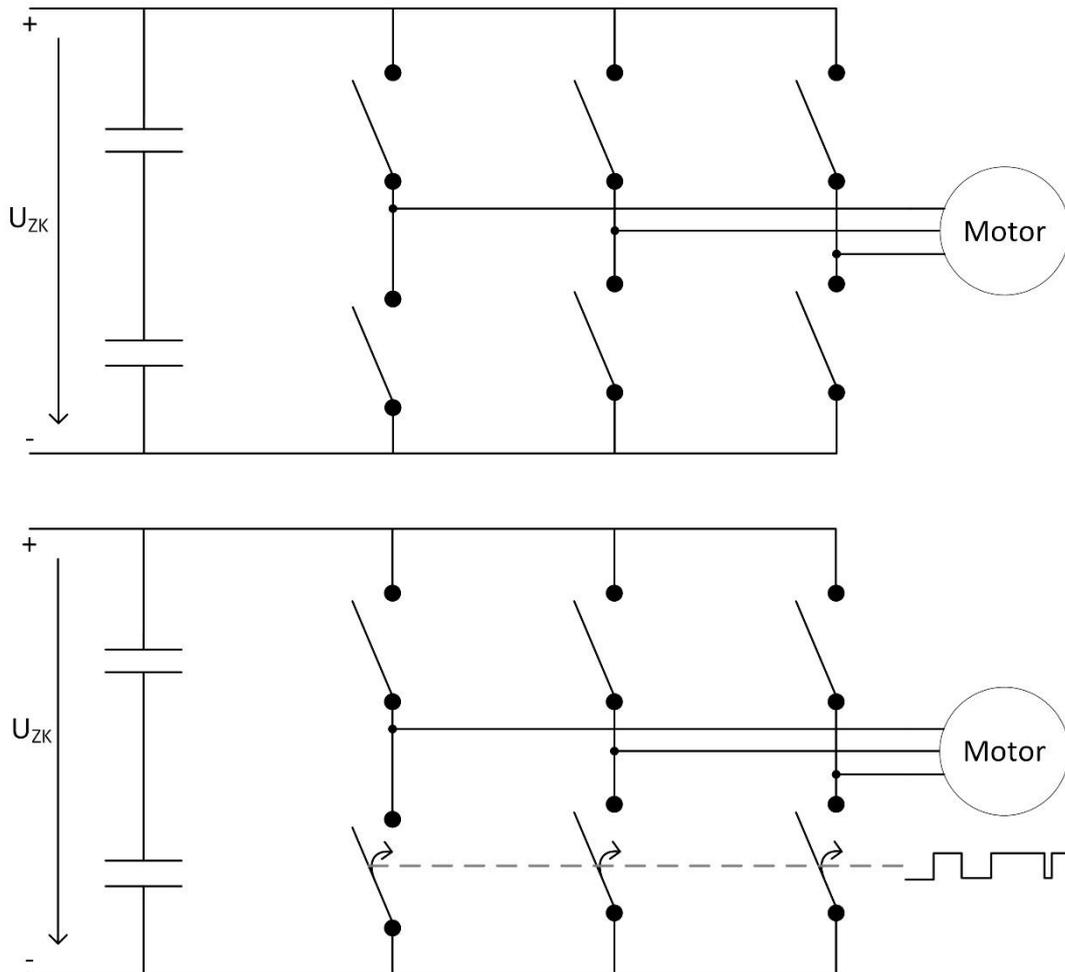


Abbildung 25: Vereinfachte Funktion des Freewheelmodes (oben) und des Brekemoes (unten)

Das Auslesen der Statusregister der Brückentreiber ermöglicht eine Fehleranalyse. Auf das kontinuierliche Auslesen dieser wurde jedoch softwareseitig im Sinne der Ressourcenschonung verzichtet. Die Leistungselektronik ist stattdessen mit zwei Leuchtdioden je Brückentreiber ausgestattet, die unabhängig voneinander den Zustand des Fehler- sowie Überstrompins anzeigen.

Die zwei verwendeten Brückentreiber werden mithilfe des gleichen SPI-Busses parametrisiert. Um die Brückentreiber unabhängig voneinander beschreiben und auslesen zu können, wird eine externe Logikschaltung benutzt, die in Abhängigkeit eines digitalen Ausgangs des Mikrocontrollers den jeweils gewünschten Brückentreiber zuschaltet.

5.5.3 SCI

Für die Verifikation der Software kann es hilfreich sein Signalverläufe und Variablen grafisch darzustellen. Dazu kann das Serial Communications Interface (SCI) benutzt werden. Die asynchrone serielle Datenübertragung kann, wie in Abbildung 24 zu sehen, manuell ein- bzw. ausgeschaltet werden, da es für den normalen Fahrbetrieb nicht notwendig ist. Signale die grafisch dargestellt werden sollen, müssen im SCI-Subsystem mit dem SCI-Transmit-Block verbunden werden. Per DIP-Schalter oder per Parameter-einstellungen gilt es die serielle Übertragung zu aktivieren. Zur Herstellung der Kommunikation mittels SCI muss das Host-Modell geöffnet werden. Dort befindet sich der SCI-Receive- und SCI-Setup-Block. Abbildung 26 zeigt den Aufbau des Host-Modells.

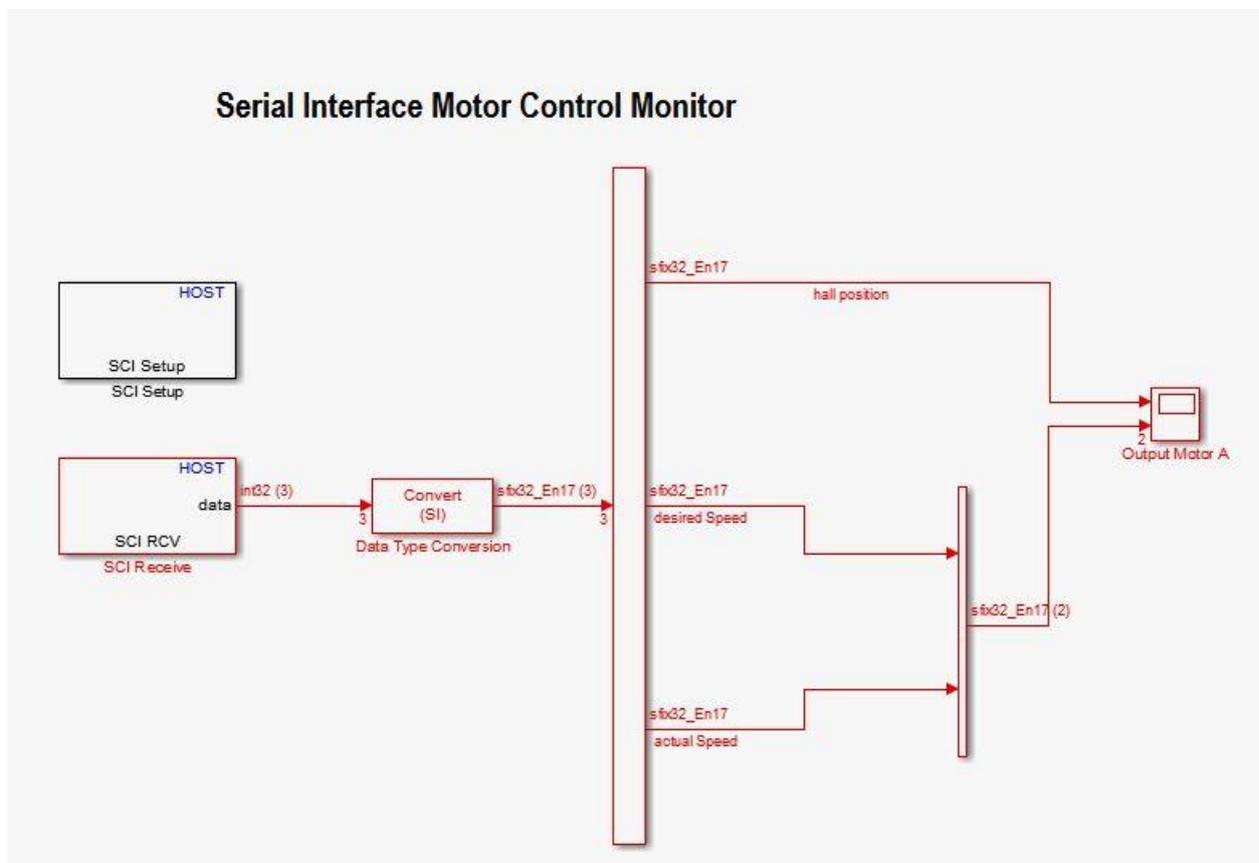


Abbildung 26: SCI-Host-Modell

Im SCI-Setup-Block muss die Baudrate zum verwendeten COM-Port und im SCI-Receive-Block der verwendete COM-Port und die Datenlänge eingestellt werden. Es gilt zu beachten, dass das Target Support Package von Texas Instruments lediglich die COM-Ports 1-4 unterstützt. Sollten Probleme mit der COM-Port-Zuweisung auftreten, können Programme wie z.B. ComPortMan [24] von Uwe Sieber benutzt werden. Es er-

möglicht die COM-Port-Zuweisung in Abhängigkeit des Gerätenamens und ist für die private Nutzung sowie für die Lehre kostenlos erhältlich. Die Baudrate muss über den Windows-Gerätemanager, im Host-Modell und in der Controllerkonfigurierung identisch eingestellt werden. Als Baudrate kann der Wert 115200 gewählt werden.

Die Abbildung 27 zeigt eine beispielhafte Visualisierung der Soll- und Istgeschwindigkeit mithilfe der SCI-Kommunikation. Dem Bild ist außerdem zu entnehmen, dass lediglich eine sehr geringe bleibende Regeldifferenz zwischen den genannten Größen vorherrscht. Schnelle Lastwechsel, die bei dieser Aufnahme simuliert wurden, werden ohne großes Überschwingen ausgeregelt.

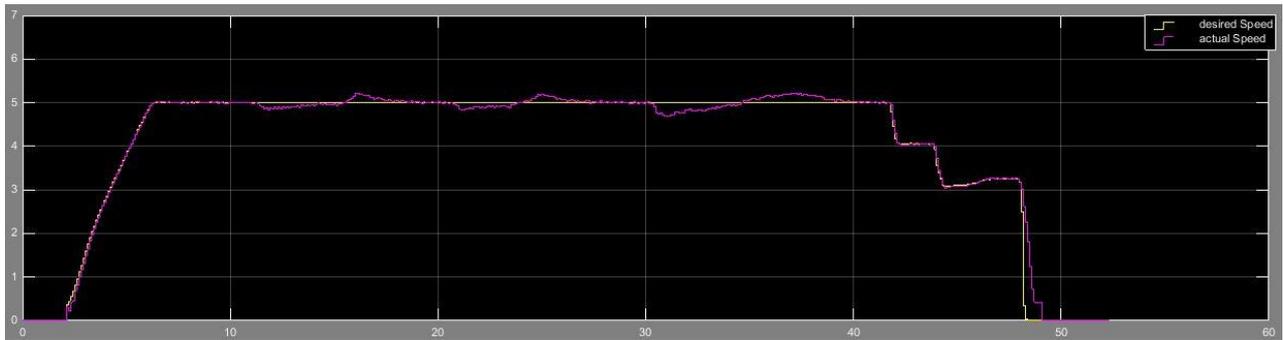


Abbildung 27: Beispielhafte Visualisierung der Soll- (gelb) und Istgeschwindigkeit (lila) bei Belastung über das Host-Modell

5.6 Phasenstrommessung

Eine Grundvoraussetzung für die feldorientierte Drehmomentsteuerung ist die Kenntnis der momentanen Phasenströme. Wie in Kapitel 3.4.2 erläutert, macht man sich die Proportionalität zwischen dem Drehmoment M_i und der Statorstromkomponente $i_{s,q}$ zu nutzen. Geht man davon aus, dass die drei Motorphasen A, B und C zu einem Sternpunkt zusammengeführt werden, geht aus Gleichung (8) hervor, dass lediglich zwei Phasenströme gemessen werden müssen, da der Dritte stets null sein muss. Folgend wird die Phasenstrommessung für eine Phase erläutert, da der prinzipielle Aufbau zu den anderen Phasen identisch ist.

Der Phasenstrom über den Leistungsmosfet wird mithilfe eines niederohmigen Messshunts gemessen und je nach Konfigurierung des Brückentreibers verstärkt. Der Brückentreiber leitet das verstärkte Signal weiter an den Analog Digital Converter (ADC) des DSP's. Um ein Verfälschen der Stromwerte durch das Schalten der Leistungsmosfets zu verhindern, wird die Messung der ADC's über die PWM-Blöcke gesteuert. In Ab-

Abbildung 28 sind beispielhaft die Stromschwankungen, bedingt durch das Schalten der Leistungsmosfets, dargestellt. Beim Erreichen des maximalen Zählwerts der PWM (CMPA) wird die ADC-Messung gestartet. Durch dieses Vorgehen wird der maximale Abstand zwischen schalten und messen, in Abhängigkeit vom Duty Cycle, gewährleistet. Softwareseitig kann jeder ADC-Wert individuell mit einem Offset versehen werden. Eine Umrechnung und Skalierung gewährleistet die Kompatibilität mit dem nachfolgenden FOC-Algorithmus, der durch eine abgeschlossene ADC-Messung mittels eines Interrupts ausgeführt wird.

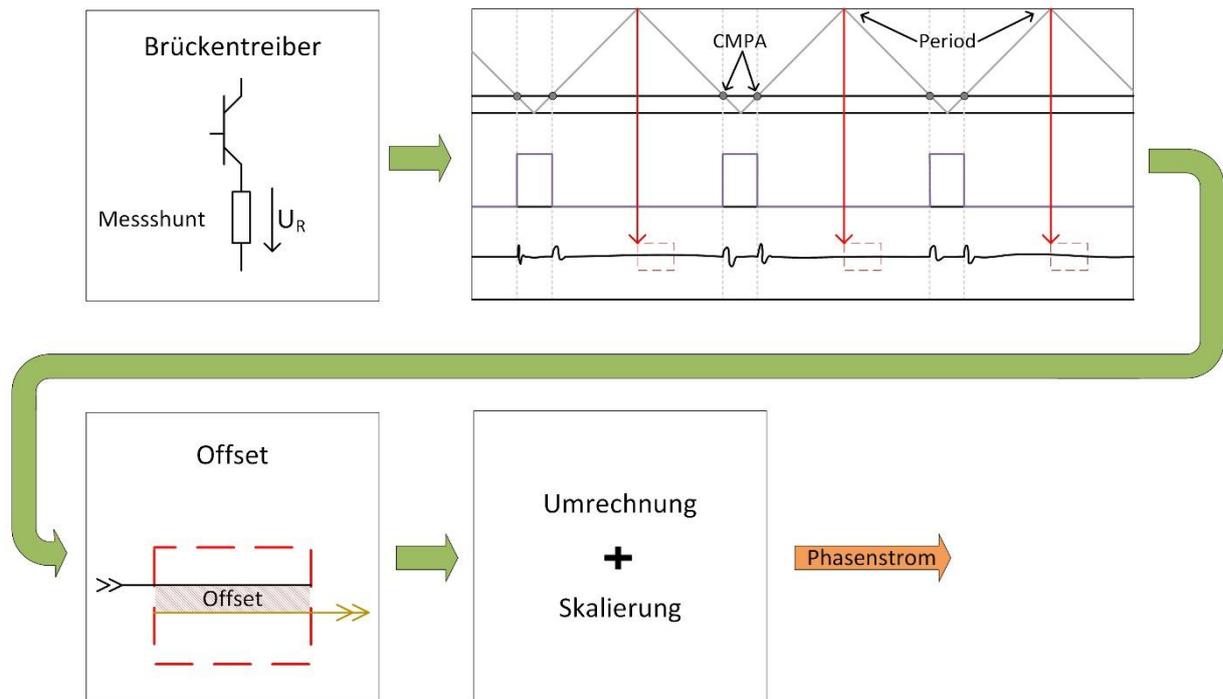


Abbildung 28: Blockschaltbild der Phasenstrommessung

5.7 Polradlage und dessen Interpolation

Der elektrische Rotorlagewinkel γ muss, neben der Kenntnis über den Statorstrom, jederzeit bekannt sein. Dazu werden die in Kapitel 5.2 ermittelten Hallsensorinformationen weiter verarbeitet. Anhand der Hallsensor-Binärkombination, dessen Zustandekommen bereits erläutert wurde, kann der Rotorlagewinkel in 60° -Schritten bestimmt werden. Für eine blockkommutierte Ansteuerung der Motoren ist diese Auflösung aufgrund der Kommutierungsabstände von 60° ausreichend. Bei der feldorientierten Regelung mit sinusähnlicher Ansteuerung hingegen ist eine genauere Positionsbestimmung notwendig. Um diese zu erreichen wird der Rotorlagewinkel mithilfe der gemessenen Rotationsgeschwindigkeit interpoliert. Die Rotationsgeschwindigkeit berechnet sich über

die zeitliche Differenz zweier Interrupts eines Hallensensors. Der Abbildung 29 ist die Rotorpositionsbestimmung und die anschließende Interpolation zu entnehmen. Für eine möglichst genaue Kenntnis über den Rotorlagewinkel muss der Offset der Hallensensoren, wie in Kapitel 3.3.1 beschrieben, bei der Auswertung beachtet werden.

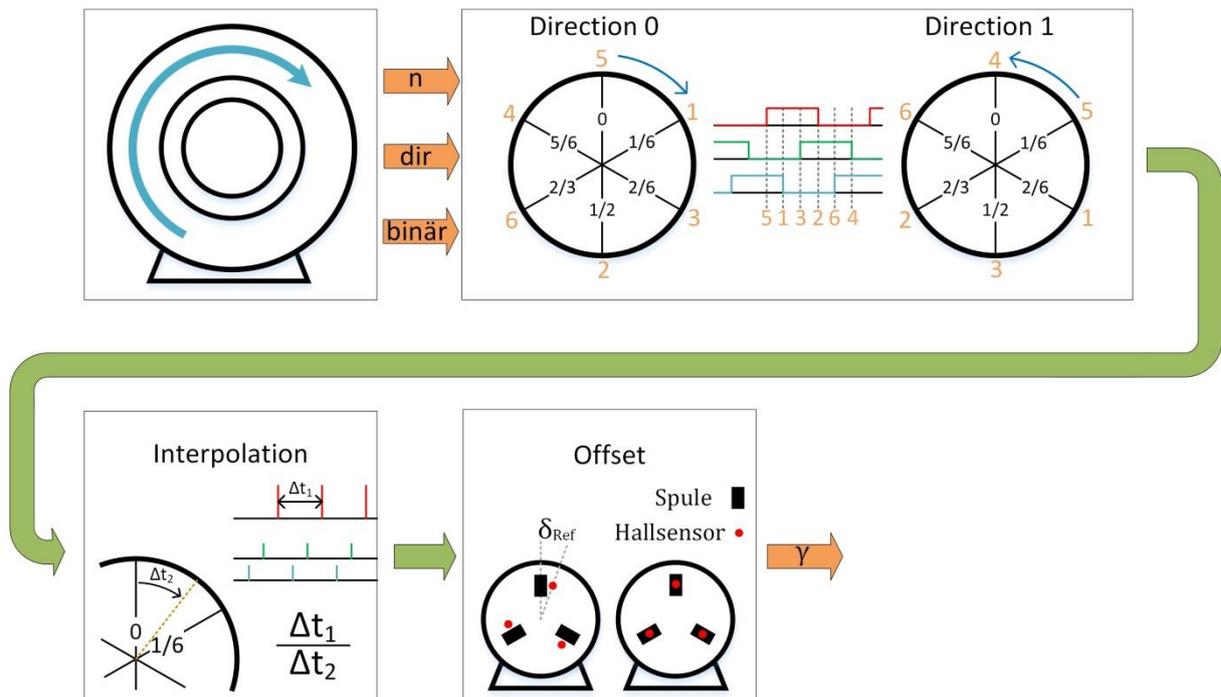


Abbildung 29: Blockschaltbild der Rotorpositionsbestimmung

Eine zuverlässige Interpolation setzt eine Drehzahl von $n > 10 \frac{\text{Umdrehungen}}{\text{min}}$ voraus. Dies führt dazu, dass die Motoren im Drehzahlbereich von $n < 10 \frac{\text{Umdrehungen}}{\text{min}}$ ohne Rückführung des Rotorlagewinkels angesteuert werden. Diese Art der Ansteuerung wird auch beim Anfahren der Motoren benutzt. Da der Rotorlagewinkel drehzahlunabhängig in 60° -Schritten bestimmt werden kann, wird zum Anfahren und bei fehlgeschlagener Interpolation der Rotorlagewinkel in die Mitte zwischen dem aktuellen und dem folgenden Binärwert gelegt. Die daraus resultierende Abweichung beträgt anstatt 60° lediglich $\pm 30^\circ$. Nach einer erfolgreichen Interpolation wird die Motorsteuerung ohne Übergang mit Rückführung betrieben.

5.8 Transformationen und Raumzeiger-Pulsweitenmodulation

In den vorherigen Kapiteln wurden alle fundamentalen Softwareprozesse erläutert. Dieses Kapitel führt die umgesetzte feldorientierte Regelung ein und versucht diese in einen kontextuellen Zusammenhang mit dem bereits Erklärten zu bringen.

Die feldorientierte Regelung wird dazu benutzt bei einer PMSM den Statorstrom in Form einer veränderlichen Gleichgröße zu regeln. Dazu sind die bereits beschriebenen Koordinatentransformationen von Bedeutung. Um diese in Matlab Simulink zu implementieren, können die bereits durch das Target Support Package zu Verfügung gestellten vorgefertigten Blöcke benutzt werden.

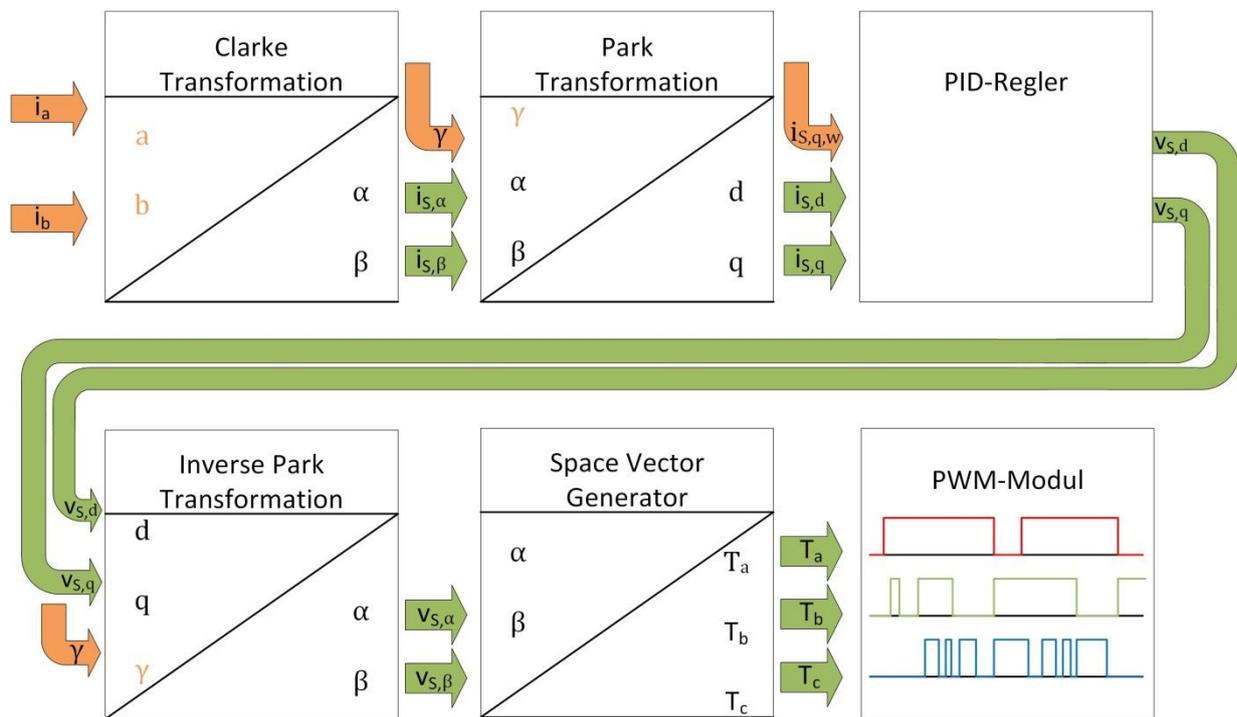


Abbildung 30: Blockschaltbild der Koordinatentransformationen

In Abbildung 30 sind die Größen, die bereits durch die erklärten Systeme ermittelt wurden, als orangefarbene Pfeile dargestellt. Mithilfe der beiden Phasenströme i_a und i_b werden durch die Clarke-Transformationen die Statorstromkomponenten $i_{s,\alpha}$ und $i_{s,\beta}$ berechnet. Unter Hinzunahme des elektrischen Rotorlagewinkels γ wird die Koordinatentransformation in das rotorfeste Bezugssystem ermöglicht. Dies hat zu Folge, dass der PID-Regler für die d- und die q-Achse mit veränderlichen Gleichgrößen gespeist wird. In diesem Modell wird die d-Komponente zu null und die q-Komponente entsprechend $i_{s,q,w}$ geregelt. Anschließend werden die Reglerausgangsgrößen mithilfe der in-

versen Park-Transformation wieder in das α - β -Koordinatensystem überführt. Der folgende Space Vector Generator ermittelt daraufhin aus den α - und β -Komponenten die Schaltzeiten der jeweiligen Leistungsmosfets.

Die Gesamtstruktur der realisierten Software ergibt sich, wie in Abbildung 31 zu erkennen, in dem alle Teilsysteme abgesehen von den Kommunikationsschnittstellen zusammengeführt werden. Auf die Darstellung der Kommunikationsschnittstellen wurde aufgrund der Übersichtlichkeit verzichtet. Weiterhin beinhaltet die Gesamtstruktur lediglich den prinzipiellen Vorgang für eine Drehmomentsteuerung. Da beim E-Skateboard jedoch zwei PMSM zum Antrieb genutzt werden, ist die gesamte Steuerung in zweifacher Ausführung in der Software des DSP's implementiert worden. Die Steuerungen sind nicht aneinander gekoppelt, so dass auch der Betrieb mithilfe eines Motors im Fehlerfall möglich ist.

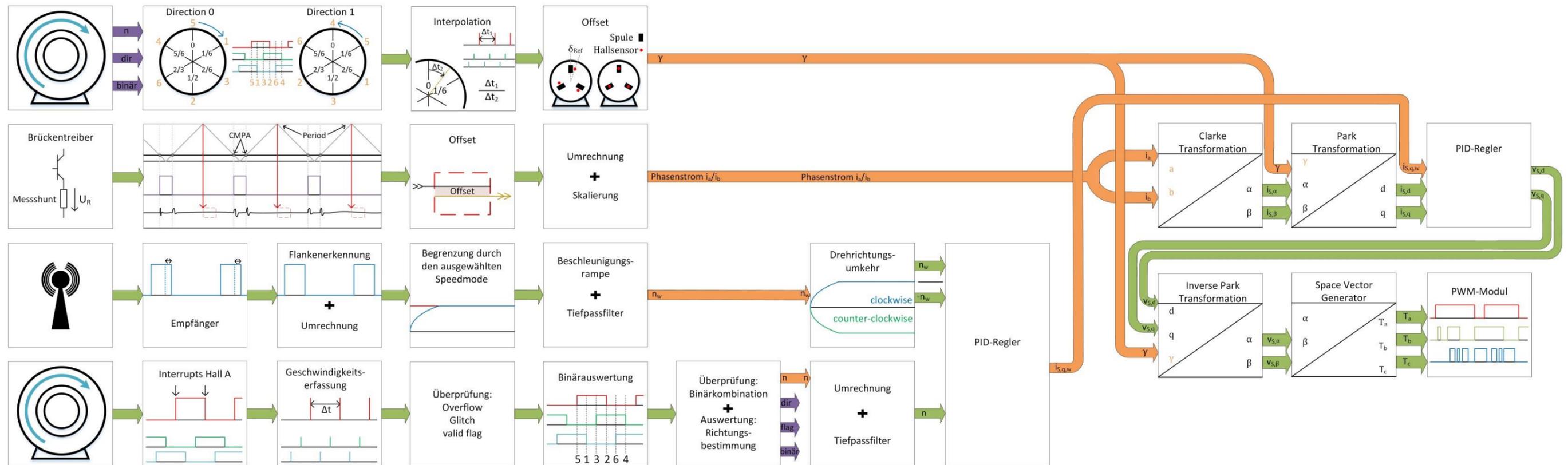


Abbildung 31: Blockschaubild Gesamtstruktur der E-Skateboard-Software

6. Fazit

Die Funktionalität der modellbasierten Software für den Betrieb eines eigens entwickelten E-Skateboards konnte erfolgreich in der Praxis verifiziert und validiert werden. Die mit Hilfe von Matlab Simulink entwickelte Software fokussiert die Implementierung einer Regelung von permanentmagneterregten Synchronmotoren auf einem digitalen Signalprozessor der Firma Texas Instruments.

Eine strategische Vorgehensweise, gemäß dem V-Modell, sowie das Erstellen eines detaillierten Pflichtenhefts führten zu einem präzisen Projektziel. Das Erstellen der Anforderungen half dabei Schnittstellen zu definieren und sich dessen Auswirkungen auf andere Komponenten zu vergegenwärtigen. Anhand dessen konnte außerdem der zeitliche Aufwand in Relation zum resultierenden Nutzen gesetzt werden. Mit Hilfe einer Risikoanalyse wurden erarbeitete Modul- und Systemlösungen in Bezug auf sicherheitsrelevante Kriterien überprüft und optimiert.

Das Zusammenführen der Software mit den zwei weiteren Teilbereichen Mechanik und Hardware ermöglichte die planungsgemäße Verwirklichung des E-Skateboards. Das eigens entwickelte E-Skateboard unterscheidet sich von dem kommerziellen E-Skateboard der Hochschule Bochum in folgenden Punkten: Bei dem kommerziellen E-Board war ein „normaler“ Fahrbetrieb, durch abstoßen mit dem Fuß, aufgrund des verbauten Gleichstrommotors nicht möglich. Dies wurde bei der Eigenentwicklung durch die Verwendung von Synchronmotoren sichergestellt. Es wurden zwei Synchronmotoren mit je 280 W an die Hinterachse verbaut, die jeweils eine Rolle antreiben und somit ausreichend Leistungsreserven garantieren. Weiterhin konnte das Gewicht durch die Verwendung von Lithium-Ionen-Zellen deutlich reduziert werden, sodass das Board ca. 13 kg wiegt. Das E-Skateboard der Hochschule Bochum wiegt hingegen über 20 kg. Lithium-Ionen-Zellen steigerten die maximale Reichweite bei einer durchschnittlichen praxisnahen Testfahrt auf 25 km mit einer Höchstgeschwindigkeit von 41 km/h. Im Vergleich dazu beträgt die maximale Reichweite der kommerziellen Lösung unter 8 km.

Das Harmonisieren der verwendeten Programme ging mit anfänglichen Problemen einher, da die Programme Matlab und Code Composer Studio äußerst umfangreich und komplex sind. Weiterhin ist die Konfiguration der Kommunikation der beiden Programme stark versionsabhängig. Als Hindernis hat sich die Auswahl des Controllerderivats erwiesen. Ziel war es, ein Derivat mit sechs eCAPs zu verwenden, einen für jeden Hallsensor. Aufgrund der großen Auswahl an Derivaten speziell für den F28069-

Prozessor führte dies zu Missverständnissen mit dem Hersteller, so dass aktuell ein Derivat mit lediglich drei eCaps sowie drei externen Interrupteingängen verwendet wird. Dies erforderte einen Workaround, um die fehlenden eCaps zu kompensieren. Der daraus resultierende Nachteil besteht darin, dass die Subsysteme für die Hallsensoren unterschiedlich konstruiert werden mussten. Dies führte zu einer Steigerung der Komplexität. Bedingt durch die divergierende Verwendung der Hallsensordaten gilt es bei Programmänderungen der Individualität der Hallsensor-Subsysteme besondere Aufmerksamkeit zukommen zu lassen.

Retrospektiv lässt sich zusammenfassen, dass der schnelle Entwicklungsprozess der sorgfältigen Planung zu verdanken ist. Außerplanmäßige Schwierigkeiten die bei Projekten dieser Art in der Regel auftreten, wurden analytisch gelöst. Die Aufteilung in die Teilprozesse Hardware und Software war hinblickend auf die Fehlersuche sehr hilfreich, da die Fehlerursache erst auf den Teilprozess zurückgeführt werden konnte um diesen dort weiterhin einzugrenzen. Der modellbasierte Ansatz der Softwareentwicklung überzeugte vollends. Änderungen konnten schnell und übersichtlich durchgeführt und einzelne Subsysteme getestet werden. Diese Modultests stellten in kurzer Zeit die Funktionalität von Teilsystemen sicher. Im Laufe des Projektes wurden jedoch die Schwächen bzw. die Grenzen der modellbasierten Entwicklung deutlich. Um eine gewisse Übersicht im Modell zu gewährleisten, wurde die Display-Bibliothek konventionell angefertigt, da eine Umsetzung im Modell möglich, jedoch nicht als sinnvoll erachtet wurde. Rückblickend haben sich die angewendeten Verfahren bewährt und haben den Entwicklungsprozess beschleunigt und potentielle Fehlerquellen reduziert.

Im Bereich der Softwareentwicklung sind Optimierungen denkbar. Es könnte eine Asymmetrie der Statorlängs- und Statorquerinduktivitäten in der feldorientierten Regelung beachtet werden. Dies hätte eine Effizienzsteigerung zur Folge, welche sich wiederum positiv auf die maximale Reichweite auswirken würde. In diesem Zusammenhang wäre es sinnvoll einen Feldschwächebetrieb der Synchronmotoren zu implementieren. Diese Betriebsart würde eine Motordrehzahl oberhalb der Nenndrehzahl ermöglichen. Bedingt durch die höhere Motordrehzahl kann eine höhere Endgeschwindigkeit erreicht werden.

7. Abbildungsverzeichnis

| | |
|--|--------|
| Abbildung 1: Erweitertes V-Modell..... | - 3 - |
| Abbildung 2: Beispielhafte Lage des Raumzeigers im α - β -Koordinatensystem | - 7 - |
| Abbildung 3: Beispielhafte Transformation von Dreiphasen-Ströme in Zweiphasen-Ströme | - 8 - |
| Abbildung 4: Beispielhafter Zusammenhang der α - β - und der d-q- Raumzeigerkomponenten mithilfe eines Statorstromraumzeigers | - 10 - |
| Abbildung 5: Vereinfachtes zweipoliges (links) und vierpoliges Spulenmodell (rechts) einer PMSM..... | - 12 - |
| Abbildung 6: Beispielhafte Lage des Polradflussraumzeigers im statorfesten α - β -Koordinatensystem..... | - 14 - |
| Abbildung 7: Raumzeigerersatzschaltbild der PMSM..... | - 16 - |
| Abbildung 8: Typisches Raumzeigerdiagramm einer PMSM..... | - 17 - |
| Abbildung 9: Typische Gegen-EMK eines BLDC-Motors | - 23 - |
| Abbildung 10: Typische Gegen-EMK eines PMSM | - 25 - |
| Abbildung 11: Gemischter Betrieb einer PMSM | - 28 - |
| Abbildung 12: Zusammenhang zwischen dem elektrischen und mechanischen Rotorpositionswinkel unter Beachtung vom Referenzwinkel für $p = 1$ | - 29 - |
| Abbildung 13: Typischer Verlauf der Hallsensorsignale | - 31 - |
| Abbildung 14: Gesamtstruktur der feldorientierte Regelung | - 33 - |
| Abbildung 15: Visualisierung der SVPWM..... | - 35 - |
| Abbildung 16: Beispielhafte Target Configuration File für Code Composer Studio v5..... | - 38 - |
| Abbildung 17: Installationspfade von Texas Instruments Software in Matlab | - 40 - |
| Abbildung 18: Beispielhafte Installationspfade für die XMakefile User Configuration | - 41 - |
| Abbildung 19: Prinzipieller Ablauf der Interruptsteuerung..... | - 42 - |
| Abbildung 20: Blockschaltbild der Hallsensorauswertung | - 44 - |
| Abbildung 21: Blockschaltbild der Sollwertauswertung..... | - 45 - |
| Abbildung 22: Grundstruktur des Regelkreises | - 46 - |
| Abbildung 23: Blockschaltbild der Drehzahlregelung..... | - 47 - |
| Abbildung 24: Belegung des DIP-Schalters zur Auswahl der Betriebseinstellungen | - 49 - |
| Abbildung 25: Vereinfachte Funktion des Freewheelmodes (oben) und des Brakemodes (unten) | - 51 - |

| | |
|--|--------|
| Abbildung 26: SCI-Host-Modell | - 52 - |
| Abbildung 27: Beispielhafte Visualisierung der Soll- (gelb) und Istgeschwindigkeit (lila) bei Belastung über das Host-Modell | - 53 - |
| Abbildung 28: Blockschaltbild der Phasenstrommessung | - 54 - |
| Abbildung 29: Blockschaltbild der Rotorpositionsbestimmung..... | - 55 - |
| Abbildung 30: Blockschaltbild der Koordinatentransformationen..... | - 56 - |
| Abbildung 31: Blockschaltbild Gesamtstruktur der E-Skateboard-Software | - 58 - |

8. Quellenverzeichnis

- [1]. Bundesministerium für Bildung und Forschung. [Online] 2009. [Zitat vom: 17. Mai 2015.]
http://www.bmbf.de/pubRD/nationaler_entwicklungsplan_elektromobilitaet.pdf.
- [2]. ElectricSB. ElectricSB. [Online] [Zitat vom: 23. Mai 2015.] ElectricSB.
- [3]. DIN 69901-5. *Projektmanagement - Projektmanagementsysteme - Teil 5: Begriffe*. s.l. : Deutsches Institut für Normung, 2009.
- [4]. Felkai, Roland und Beiderwieden, Arndt. *Projektmanagement für technische Projekte*. Wiesbaden : Springer Vieweg, 2013.
- [5]. Herrmann, Andrea, Knauss, Eric und Weißbach, Rüdiger. *Requirements Engineering und Projektmanagement*. Heidelberg : Springer Vieweg, 2013.
- [6]. Hagl, Rainer. *Elektrische Antriebstechnik*. München : Hanser, 2013.
- [7]. Nuß, Uwe. *Hochdynamische Regelung elektrischer Antriebe*. Berlin : VDE Verlag GMBH, 2010.
- [8]. Hanselmann, Dr. Duane. *Brushless Motors: Magnetic Design, Performance, and Control*. Orono : E-Man Press LLC, 2012.
- [9]. Park, R.H. IEEE. [Online] [Zitat vom: 4. April 2015.]
http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?tp=&arnumber=5055275&searchWithin%3Dp_Authors%3A.QT.Park%2C+R.H..QT.%26searchWithin%3Dp_Author_Ids%3A37304423900.
- [10]. Klaus Fuest, Peter Döring. *Elektrische Antriebe und Maschinen*. Wiesbaden : Vieweg+Teubner, 2008.
- [11]. Krishnan, Ramu. *Permanent Magnte Synchronous and Brushless DC Motor Drives*. Boca Raton : CRC Press, 2010.
- [12]. Bolte, Ekkehard. *Elektrische Maschinen*. Berlin : Springer, 2012.
- [13]. Müller, Germar und Ponick, Bernd. *Grundlagen elektrischer Maschinen*. Weinheim : WILEY-VCH Verlag, 2006.
- [14]. Schröder, Dierk. *Elektrische Antriebe - Grundlagen*. München : Springer Vieweg, 2013.

- [15]. Instruments, Texas. *C2000 Microcontroller Workshop, F28xMcuMdw*. [PDF] s.l. : Texas Instruments, 2014.
- [16]. MathWorks. MathWorks. [Online] [Zitat vom: 20. April 2015.] <http://de.mathworks.com/>.
- [17]. Instruments, Texas. Texas Instruments. [Online] [Zitat vom: 20. April 2015.] <http://www.ti.com>.
- [18]. Lunze, Jan. *Regelungstechnik 1 Systemtheoretische Grundlagen, Analyse und Entwurf einschleifiger Regelungen*. Berlin : Springer-Vieweg, 2014.
- [19]. Dembowski, Klaus. *Computerschnittstellen und Bussysteme*. Heidelberg : Hüthig Verlag Heidelberg, 2001.
- [20]. Instruments, Texas. *TMS320x2806x Piccolo Technical Reference Manual*. [PDF] Dallas : Texas Instruments, 2011.
- [21]. *Remote 8-Bit I/O Expander for I²C Bus*. [PDF] Dallas : Texas Instruments, 2008.
- [22]. Hitachi. *HD44780U (LCD-II)*. [PDF] Tokyo : Hitachi, 1999.
- [23]. Instruments, Texas. *Three Phase Pre-Driver with Dual Current Shunt Amplifiers and Buck Regulator*. [PDF] Dallas : Texas Instruments, 2013.
- [24]. Sieber, Uwe. Uwe Sieber. [Online] [Zitat vom: 20. April 2015.] <http://www.uwe-sieber.de/comportman.html>.
- [25]. Manoj Kumar Modi, S Venuopal, G Narayanan. *Space vector-based analysis of overmodulation in triangle-comparison based PWM für voltage source inverter*. Sadhana : Indian Academy of Sciences, 2013.

9. Anhang