



Implementierung einer Motorregelung auf dem Wolfspeed Cree Evaluationsinverter

Bachelorthesis bei AVL SET GmbH

Verfasser: Bernd Pfeifer

[REDACTED]
Zweitbetreuer: Dr.-Ing. Mathias Schnarrenberger

Wintersemester 2020 / 2021

Danksagung

Diese Bachelorarbeit wurde vom 01. September 2020 bis 31. März 2021 bei der Firma AVL SET GmbH angefertigt. Für die Stelle und die sehr interessante, gewinnbringende Themenauswahl möchte ich mich bei der Firma AVL SET bedanken.

Besonderen Dank gilt meinem hochschulseitigen Betreuer [REDACTED] und meinem firmenseitigen Betreuer Herrn Dr.-Ing. Mathias Schnarrenberger.

Bei Herrn [REDACTED] bedanke ich mich für die kooperative Zusammenarbeit und das sehr große Engagement. Er hat sehr viel Zeit in die Betreuung investiert und mir beim Schreiben der Arbeit viel geholfen. Bei Herrn Dr.-Ing. Mathias Schnarrenberger bedanke ich mich für die sehr kompetente fachliche Unterstützung in der Firma. Er konnte mir bei Fragen und Problemen auf Grund seines umfassenden Wissens immer weiterhelfen.

Weiterhin bedanke ich mich bei allen Mitarbeitern der Firma AVL SET GmbH für die angenehme Atmosphäre und kooperative Zusammenarbeit.

Schlussendlich gilt der Dank auch meiner Familie, die mir immer den Rücken freigehalten und mich durchweg unterstützt hat.

Inhaltsverzeichnis

1 KURZFASSUNG	1
2 EINLEITUNG	2
3 AUFGABENSTELLUNG UND ZIEL DER BACHELORARBEIT	4
3.1 Aufgabenstellung	4
3.2 Ziel.....	5
4 ÜBER DIE FIRMA AVL SET GMBH [4]	7
5 THEORETISCHE GRUNDLAGEN	9
5.1 Aufbau eines Inverters	10
5.2 Drehstrombrückenschaltung.....	11
5.3 Pulsweitenmodulation.....	12
5.3.1 Tastverhältnis	12
5.3.2 Totzeit	13
5.3.3 Systemträgheit	14
5.4 Transformationen	15
5.4.1 Raumzeigerdarstellungen	15
5.4.2 Clarke-Transformation	16
5.4.3 Park-Transformation	17
5.5 Stromregelung	19
5.5.1 PI-Regler	19
5.5.2 Regelstrecke	20
5.5.3 Entkopplung	20
5.5.4 Stellgrößenbegrenzung.....	21
5.5.5 Anti-Wind-Up-Effekt	21
5.6 Modulationsverfahren	23
6 WOLFSPPEED CREE EVALUATIONSINVERTER	26
6.1 Technische Daten (siehe Anhang A)	26
6.2 Aufbau.....	27

6.3 Leistungstransistoren (siehe Anhang B)	29
6.3.1 Kühlung	29
6.4 Gate Treiber	30
6.4.1 Überstromschutz	30
6.4.2 Halbbrückenkurzschlusschutz.....	31
6.5 Stromsensoren	33
6.6 Mikrocontroller	34
6.6.1 Analog-Digital-Wandler	34
6.6.2 PWM-Modul	36
6.6.3 Rotorlagegeber	36
6.6.4 CAN-Bus	38
7 ENTWICKLUNGSUMGEBUNG	39
7.1 Matlab/Simulink	40
7.2 Code Composer Studio	41
7.3 Vergleich/Bewertung	42
8 IMPLEMENTIERUNG	43
8.1 CAN-Bus	44
8.2 Interrupts/ Sample Time/ Taskmanagement	45
8.3 Messwertverarbeitung.....	46
8.4 Regeltaktfrequente Messwerteerfassung	47
8.5 Betriebsmodi	48
8.5.1 Standby	48
8.5.2 Spannungsstellmodus.....	48
8.5.3 PI-Regler	48
8.6 Spannungsbegrenzung.....	51
8.7 Modulationsverfahren	51
8.8 Berechnung der Tastverhältnisse.....	51
8.9 Fehlerabschaltung	52
8.9.1 Überstrom	52

8.9.2 Überspannung.....	52
8.9.3 Überdrehzahlabschaltung	52
8.9.4 Temperaturabschaltung	52
8.9.5 Ausführungszeit	52
8.9.6 Fehlersignal der Gate Treiber	52
8.10 DualCore	53
9 VALIDIERUNG.....	55
9.1 Aufbau.....	56
9.1.1 Simulink.....	56
9.1.2 P-HIL Prüfstand (EME)	57
9.2 Stromsollwertsprung.....	58
9.3 Spannungsbegrenzung.....	62
9.4 Leistungssprung.....	64
10 ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK.....	67
10.1 Zusammenfassung	67
10.2 Ausblick	68
11 FORMELZEICHEN UND ABKÜRZUNGEN.....	69
12 ABBILDUNGSVERZEICHNIS	72
13 TABELLENVERZEICHNIS	74
14 LITERATURVERZEICHNIS	75
ANHANG A [14].....	77
ANHANG B [22].....	79

1 Kurzfassung

In der vorliegenden Arbeit wurde eine Software für den Evaluationsinverter Wolfspeed Cree der Firma AVL SET GmbH implementiert. Der Inverter soll für die Evaluierung neuer Prüfsysteme der Firma AVL SET GmbH und zu Entwicklungszwecken eingesetzt werden.

Die wichtigsten Bestandteile, aus denen sich der Inverter zusammensetzt, sind Mikrocontroller, Peripherien, Gate Treiber und Drehstrombrückenschaltung.

Die Kernaufgabe der Arbeit ist die Implementierung einer Motorregelung auf dem Mikrocontroller, der die zentrale Steuereinheit des Inverters darstellt. Dazu werden benötigte Werte von den Peripherien gemessen, bzw. empfangen und vom Mikrocontroller eingelesen. Der Mikrocontroller berechnet aus den eingelesenen Werten die benötigte Stellspannung und schickt diese an die entsprechende Peripherie zur Umsetzung der geforderten Stellspannung in der Drehstrombrückenschaltung.

Im anfänglichen Teil werden theoretische Grundlagen zum Aufbau eines Inverters, zur Drehstrombrückenschaltung, zur Pulsweitenmodulation (PWM), zu notwendigen Transformationsschritten, zu Elektromaschineneigenschaften, zur Stromregelung und zu verschiedenen Modulationsverfahren gelegt.

Im Kapitel „Wolfspeed Cree Evaluationsinverter“ werden die technischen Daten, der Aufbau und die Hardwarekomponenten des Evaluationsinverters genauer beschrieben und dargestellt.

Das anschließende Kapitel „Entwicklungsumgebung“ befasst sich mit der Auswahl der Programmiersprache und stellt Vor- und Nachteile der jeweiligen Programmiersprache dar.

Die Realisierung der Software im Inverter wird im Kapitel „Implementierung“ beschrieben. Das Kapitel beinhaltet die Ansteuerung der Peripherien, die Implementierung des Regelalgorithmus und ein Überblick des Modellaufbaus. Die eingebetteten Softwarefunktionen und die verschiedenen Betriebsmöglichkeiten des Inverters werden in diesem Kapitel aufgezeigt.

Das Kapitel „Validierung“ stellt die Ergebnisse der implementierten Regelung in verschiedenen Betriebspunkten dar. Die Regelung wird anfangs softwareseitig simuliert und dann unter realen Bedingungen am Prüfstand der AVL SET GmbH getestet.

Im letzten Kapitel werden die Ergebnisse zusammengefasst und es wird auf den Ausblick des Evaluationsinverters eingegangen.

2 Einleitung

Die Umweltkatastrophen der vergangenen und zukünftigen Jahre fordern schnelle Maßnahmen zur Eindämmung der Klimaerwärmung und zur Bekämpfung der weltweiten Umweltschäden. Ein entscheidender Faktor für die weltweiten Umweltschäden ist der Sektor „Verkehr“, welcher große Mengen Schadstoffe ausstößt und zusätzlich auf Grund der Dieselkrise stark debattiert ist. Neue umweltfreundlichere Antriebskonzepte werden gefordert und konkurrieren in den letzten Jahren und Jahrzehnten zunehmend mit konventionellen Antriebskonzepten. Dabei kristallisierte sich das Elektroauto als Flaggschiff und Hoffnungsträger der umweltfreundlicheren Fortbewegung heraus.

Der Begriff „Elektroauto“ definiert laut Kraftfahrtbundesamt „Fahrzeuge mit ausschließlich elektrischer Energiequelle“ [1]. Elektrische Energiequellen stellen Akkumulatoren oder Kondensatoren dar. Alternativ kann die elektrische Energie im Fahrzeug aus Brennstoffzellen, Oberleitungen, aus der Bewegungsenergie von Verbrennungsmotoren oder aus der Bewegungsenergie von Schwungradspeichern gewonnen werden [2]. Alle Varianten der elektrischen Energiebereitstellung besitzen als Haupt/ oder Zwischenspeicherung eine Hochvoltbatterie. Diese elektrische Energie wird von einem Elektromotor in mechanische Leistung auf die Straße umgewandelt. Das Schlüsselement zwischen Hochvoltbatterie und Elektromotor ist der Inverter, der die Gleichspannung der Hochvoltbatterie in eine Wechselspannung für den Elektromotor umwandelt und das vom Fahrer gewünschte Drehmoment oder die vom Fahrer gewünschte Drehzahl regelt. Diese Komponenten müssen, bevor sie im Fahrzeug eingesetzt werden, ausgiebig geprüft und getestet werden.

Im Bereich der Inverterprüfsysteme bietet der Markt verschiedene Lösungen [3]. Eine Lösung konventioneller Inverterprüfsysteme ist, dass an den zu testenden Inverter eine elektrische Last in Form eines realen Elektromotors angeschlossen wird. Der Elektromotor wandelt die elektrische Energie in mechanische Energie um und eine weitere mechanisch gekoppelte Elektromaschine erzeugt daraus wieder elektrische Energie, die gleichgerichtet und via elektrischem DC-Zwischenkreis zurück an den zu testenden Inverter gespeist wird.

Im Gegensatz dazu strebt die Firma AVL SET GmbH eine innovativere Lösung im Bereich von Inverterprüfsystemen an, bei der virtuelle Elektromotoren in sogenannten Elektromotoremulatoren (EME) hochpräzise und in Echtzeit nachgebildet werden und der zu testende Inverter an den EME angeschlossen und geprüft werden kann. Vorteile zu konventionellen Prüfsystemen mit realem Elektromotor sind zum einen, dass für das Prüfen von Invertern nur Parameter der Elektromotoren, aber keine realen Elektromotoren vorhanden sein müssen und der Inverter somit bereits frühzeitig getestet, validiert und optimiert werden kann. Zum anderen können bei diesen Prüfsystemen Ergebnisse für den Elektromotor gewonnen werden, welche gegebenenfalls Optimierungen am Elektromotor frühzeitig und kostengünstig realisierbar machen. Zusätzlich sorgen Fehlerschutzeinrichtungen im EME für mehr Sicherheit und die flexible Parametrierung der virtuellen Elektromotoren macht den EME für viele verschiedene Inverter oder Regelungsmodelle als Prüfsystem einsetzbar.

Zur Evaluierung der Prüfsysteme testet die Firma AVL SET GmbH die bisherigen Prüfsysteme mit eigenen Evaluationsinvertern. Der schnelle Fortschritt der Elektromobilität setzt jedoch immer größere Anforderungen an die Prüfsysteme der AVL SET GmbH und infolge dessen größere Anforderungen an die benötigten Evaluationsinverter für die Prüfsysteme.

Ein Evaluationsinverter der Firma AVL SET GmbH ist der Wolfspeed CRD300DA12E-XM3 Inverter. Die Aufgabe der Bachelorarbeit besteht darin, auf diesem Evaluationsinverter eine Motorregelung zu implementieren, um die Inverterprüfsysteme der AVL SET GmbH mit verschiedenen Variationen evaluieren, in Betrieb nehmen oder Kunden vorstellen zu können. Ein passendes Interface soll ermöglichen, variable Eingabeparameter über eine CAN-Schnittstelle an den Evaluationsinverter zu übertragen und definierte Ausgabeparameter über dieselbe CAN-Schnittstelle auslesbar zu machen.

3 Aufgabenstellung und Ziel der Bachelorarbeit

3.1 Aufgabenstellung

Die Aufgabe dieser Bachelorarbeit ist die Implementierung einer Motorregelung für den Evaluationsinverter CRD300DA12E-XM3 des Herstellers Wolfspeed zur Evaluierung neuer Prüfsysteme der Firma AVL SET GmbH.

Zuerst erfolgt das Einarbeiten in Unterlagen des Evaluationsinverters. Datenblätter des Inverters und dessen Unterkomponenten werden gelesen und es wird eine kurze Zusammenfassung der wichtigen Bestandteile in der Arbeit vorgenommen.

Im nächsten Schritt sollen theoretische Grundlagen über die Drehstrombrückenschaltung, die Pulsweitenmodulation, die Raumzeigerdarstellung, die Clarke-Park Transformation, die Regelung elektrischer Maschinen und Modulationsverfahren gelegt werden.

Nach dieser Einarbeitungs- / Theoriephase soll eine Entwicklungsumgebung für den im Evaluationsinverter integrierten Mikrocontroller TMS320F28379D aufgesetzt werden. Es soll evaluiert werden, ob eine Programmierung der Motorregelung in MATLAB/Simulink und mittels Codegenerierung erzeugtem Code, daraus eine Programmierung des Mikrocontrollers umsetzbar und sinnvoll ist. Die Vor- und Nachteile der Entwicklungsumgebung in MATLAB/Simulink sollen mit den Vor- und Nachteilen der vom Mikrocontrollerhersteller kompatiblen, bzw. empfohlenen Entwicklungsumgebung verglichen und bewertet werden. Nach Auswahl der geeigneteren Entwicklungsumgebung soll eine Verbindung zum Mikrocontroller erstellt und diese Verbindung auf Funktionalität getestet werden.

Da bei der vom Mikrocontrollerhersteller kompatiblen, bzw. empfohlenen Entwicklungsumgebung ein simpler Code mit Variablendeklarationen und entsprechenden Bibliotheken zur Verfügung steht, dient dieser Code als Grundlage zur Programmierung. Er soll im ersten Schritt dahingehend geprüft und erweitert werden, dass für den späteren Betrieb am EME ein funktionierender Fehlerschutz gegen Überspannungen, Kurzschlussströme und Temperaturüberschreitungen implementiert ist.

Basierend auf den vorgegangenen Schritten soll ein pulsweitenmoduliertes Signal (PWM-Signal) generiert werden, das eine dreiphasige, symmetrische und unregelmäßige Drehfeldspannung an den 3 Phasen des Inverters ausgibt.

Im nächsten Schritt soll eine im Evaluationsinverter integrierte bidirektionale CAN-Verbindung zur Parametrierung und Auslesung verschiedener Daten und Messwerte getestet und in Betrieb genommen werden. Dabei soll der Inverter an den EME angeschlossen werden und im Drehfeldmodusbetrieb sollen Spannungen, Ströme und Temperaturen der Wechselstrom- und der Gleichstromseite gemessen und über den CAN-Bus an dem von Wolfspeed entwickeltem CAN-Interface angezeigt werden. Dabei soll eine taktsynchrone Messwerteerfassung berücksichtigt und implementiert werden.

Im nächsten Schritt soll die Schnittstelle des Inkrementalgebers, auch „Quadrature Encoder Interface (QEI)“ genannt, zwischen Inverter und EME eingerichtet werden. Die virtuelle Rotorlageposition vom EME soll vom Mikrocontroller verarbeitet und ausgewertet werden können.

Im nächsten Schritt soll das CAN-Interface erweitert, bzw. ersetzt werden, sodass zusätzliche Ein-/ und Ausgabeparameter über die CAN-Schnittstelle ausgelesen werden können. Diese zusätzlichen Ein-/ und Ausgabeparameter sind in Tabelle 1 dargestellt. Dabei muss die Übertragungsrate des CAN-Buses beachtet und gegebenenfalls ein Zwischenspeicher für die Messwerte im Mikrocontroller eingerichtet werden.

Sind diese Grundsteine gelegt, soll folglich eine Motorregelung für eine permanentmagneterregte Synchronmaschine (PMSM) programmiert werden. Die Motorregelung soll den Strom regeln, der für verschiedene Drehmomentanforderungen eingeregelt werden soll. Die Motorregelung soll mit dem EME getestet und die Ergebnisse ausgewertet werden.

3.2 Ziel

Das Ziel der Arbeit ist es, mit dem Evaluationsinverter neue Inverterprüfsysteme testen und evaluieren zu können. [REDACTED]

[REDACTED] Auf Grund der zukünftig höheren Kundennachfrage nach höherfrequent taktenden Invertern zur Steigerung des Elektromaschinenwirkungsgrades, müssen die Prüfsysteme der AVL SET GmbH ebenfalls für höhere Invertertaktfrequenzen getestet und evaluiert werden. Der in der Bachelorarbeit zu programmierende Evaluationsinverter CRD300DA12E-XM3 zeichnet sich vor allem durch seine Siliziumcarbid-Halbleiter aus, die hohe Taktfrequenzen von bis zu 80 kHz ermöglichen. Diese fortgeschrittene Technik des Evaluationsinverters ermöglicht das Definieren neuer Grenzen heutiger und zukünftiger Prüfsysteme der AVL SET GmbH.

Ziel ist es, den Evaluationsinverter über ein CAN-Interface zu steuern, welches folgende Ein-/ und Ausgabeparameter besitzt:

Tabelle 1: CAN-Interfacefunktionen

Eingabeparameter	Ausgabeparameter
<ul style="list-style-type: none">- Induktivitäten- Widerstände- d/q-Ströme- Spannungen- Magnetischer Fluss im Rotor- Offsetwinkel des Inkrementalgebers- Verriegelungszeit- Taktfrequenz des Inverters- Statorstromfrequenz- Polpaarzahl- Drehzahl- Parameter des Reglers- Auswahl folgendes Maschinentyps: 3-phasige PMSM- An/- Ausschalten der Gate Treiber- Reset- Modulationsart	<ul style="list-style-type: none">- Phasenströme- Phasenspannungen- d/q-Ströme- d/q-Spannungen- Zwischenkreisspannung- Temperaturen- Rotorwinkel- Drehzahl

4 Über die Firma AVL SET GmbH [4]

Die Firma AVL SET GmbH beschäftigt am Standort in Wangen (Allgäu) mehr als 100 Mitarbeiter und ist Weltmarktführer in der Elektromotorenemulation zur Prüfung von Traktionsinvertoren.

Die Gründung der Firma basiert auf der Idee des damaligen Systemingenieurs Horst Hammerer. Er arbeitete bei Liebherr Aerospace im Bereich der Testmethodik. Sein Vorschlag die Testmethodik für Aktoren, bzw. Elektromotoren in Form von virtuellen Elektromotoren zu optimieren, fand bei Liebherr Aerospace wenig Anklang. Daraufhin entwickelte er eigene Elektronik zu Hause, um das Testen von Steuerungselektronik im Luftfahrtbereich nach seinen Vorstellungen umzusetzen und gründete mit dieser Idee im Jahre 2001 schlussendlich die Firma SET GmbH.

Im Zuge der Elektromobilität entstand neben dem Testen von Steuerungselektronik im Luftfahrtbereich ein weiterer Markt zum Testen von Steuerungselektronik im Automobilbereich. Die SET GmbH war für den Umstieg in die Automobilbranche auf Grund fehlender Marktpräsenz und fehlender finanzieller Mittel nicht gewachsen. Die Lösung war eine Kooperation mit der Firma AVL List, die diese finanzielle Mittel und Marktpräsenz für Testmethodik im Automobilbereich besaß. Nach Einverständnis der AVL List und der SET GmbH wurde im Sinne eines Joint Venture im Jahre 2012 die Firma SET Power Systems GmbH gegründet.

Die Firma SET GmbH stellt bis heute Testmethodik von Stueerelektronik im Luftfahrtbereich her und ist unabhängig von der SET Power Systems GmbH. Um Komplikationen in der Namensgebung der Firmen SET GmbH und SET Power Systems GmbH zu vermeiden, wurde die Firma SET Power Systems im Jahre 2019 zur heutigen „AVL SET GmbH“ umbenannt.



Abbildung 1: AVL SET GmbH – Gebäudeansicht [4]

Produkt der Firma sind „Power Hardware-in-the-Loop-Prüfsysteme (P-HIL)“ für Steuerungselektronik im Automobilbereich.

Im speziellen ist mit Steuerungselektronik das Testen von Traktionsinvertoren gemeint, die in einem Elektrofahrzeug die Schnittstelle zwischen Batterie und Elektromotor darstellen.

Bei den P-HIL-Prüfsystemen der AVL SET werden die Komponenten emuliert und sind real nicht vorhanden. Der Aufbau eines solchen P-HIL-Prüfsystem der Firma AVL SET ist in Abbildung 2 dargestellt und besteht aus einer Stromversorgung (1), einem Batterieemulator (2), dem Elektromotoremulator (3) und dem zu testenden Traktionsinverter (4).



Abbildung 2: Inverterprüfsystem Aufbau [5]

Der elektrische Verschaltungsplan der Komponenten, sowie die motorische (M) oder generatorische (G) Lastrichtung ist in Abbildung 3 dargestellt

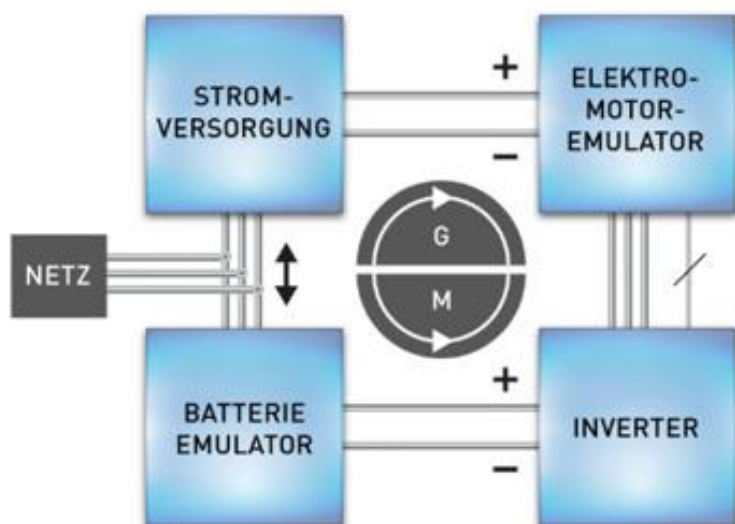


Abbildung 3: Elektrischer Verschaltungsplan des Inverterprüfsystems [4]

In der Elektromotoremulation werden relevante Eigenschaften, wie z.B. „Massenträgheit, elektrische und magnetische Charakteristik, Nichtlinearitäten, Sättigung und Reibungseffekte“ [4] berücksichtigt und in Kombination mit hoher Rechenleistung und hoher Taktfrequenz des Elektromotoremulators wird das hochpräzise Nachbilden eines realen Elektromotors ermöglicht. Diese fortgeschrittene Technologie macht die Firma AVL SET GmbH weltweit zum Marktführer in der Herstellung von P-HIL-Systemen für Steuerungselektronik im Automobilbereich.

5 Theoretische Grundlagen

In diesem theoretischen Teil wird auf Grundlagen eingegangen, die für die Steuerung elektrischer Drehfeldmaschinen erforderlich sind.

Die Steuerung elektrischer Drehfeldmaschinen erfolgt mittels eines Inverters, dessen grobe Gesamtstruktur im ersten Kapitel „Aufbau eines Inverters“ dargestellt ist.

Im nächsten Kapitel wird auf die wichtigsten elektrischen Komponenten des Inverters, die Drehstrombrückenschaltung, die Peripherien und auf den Mikrocontroller eingegangen.

Im Kapitel „Drehstrombrückenschaltung“ wird die grundlegendste leistungselektronische Schaltung zur Drehfelderzeugung dargestellt.

Die „Peripherien“ des Inverters sind Messsensoren, Schnittstellen zur Signalübertragung und zusätzliche Module, wie das im Kapitel „Pulsweitenmodulation“ beschriebene PWM-Modul zur Ansteuerung einer Drehstrombrückenschaltung.

Der „Mikrocontroller“ stellt das Herzstück des Inverters dar und der im Kapitel „Stromregelung“ beschriebene Regelalgorithmus berechnet aus geforderten und gemessenen Strömen eine Stellspannung, beziehungsweise das benötigte Tastverhältnis zur Erzeugung der PWM für die Drehstrombrückenschaltung.

Die Stromregelung wird implementiert als feldorientierte Stromregelung einer permanentmagneterregten Synchronmaschine und zur Beschreibung des Regelalgorithmus werden zuerst Grundlagen zu notwendigen Transformationsschritten gelegt.

Notwendige Transformationsschritte sind die „Clarke- und Park-Transformationen“, die auf der im Kapitel „Raumzeigerdarstellung“ beschriebenen Darstellung eines Dreiphasensystems in der komplexen Ebene als Raumzeiger beruhen.

Im Kapitel „Stromregelung“ werden die Grundlagen zur Stromregelung einer PMSM beschrieben. Inhalte des Kapitels sind der Aufbau eines PI-Reglers mit Störgrößeneinfluss, Stellgrößenbegrenzung und Anti-Wind-Up.

Im abschließenden Teil der theoretischen Grundlagen werden im Kapitel „Modulationsverfahren“ verschiedene Modulationsverfahren vorgestellt, die erhöhte Phasenspannungen in der Elektromaschine ermöglichen.

5.1 Aufbau eines Inverters

Eine Übersicht der beschriebenen Bausteine, bzw. des Aufbaus eines Inverters ist in Abbildung 4 dargestellt.

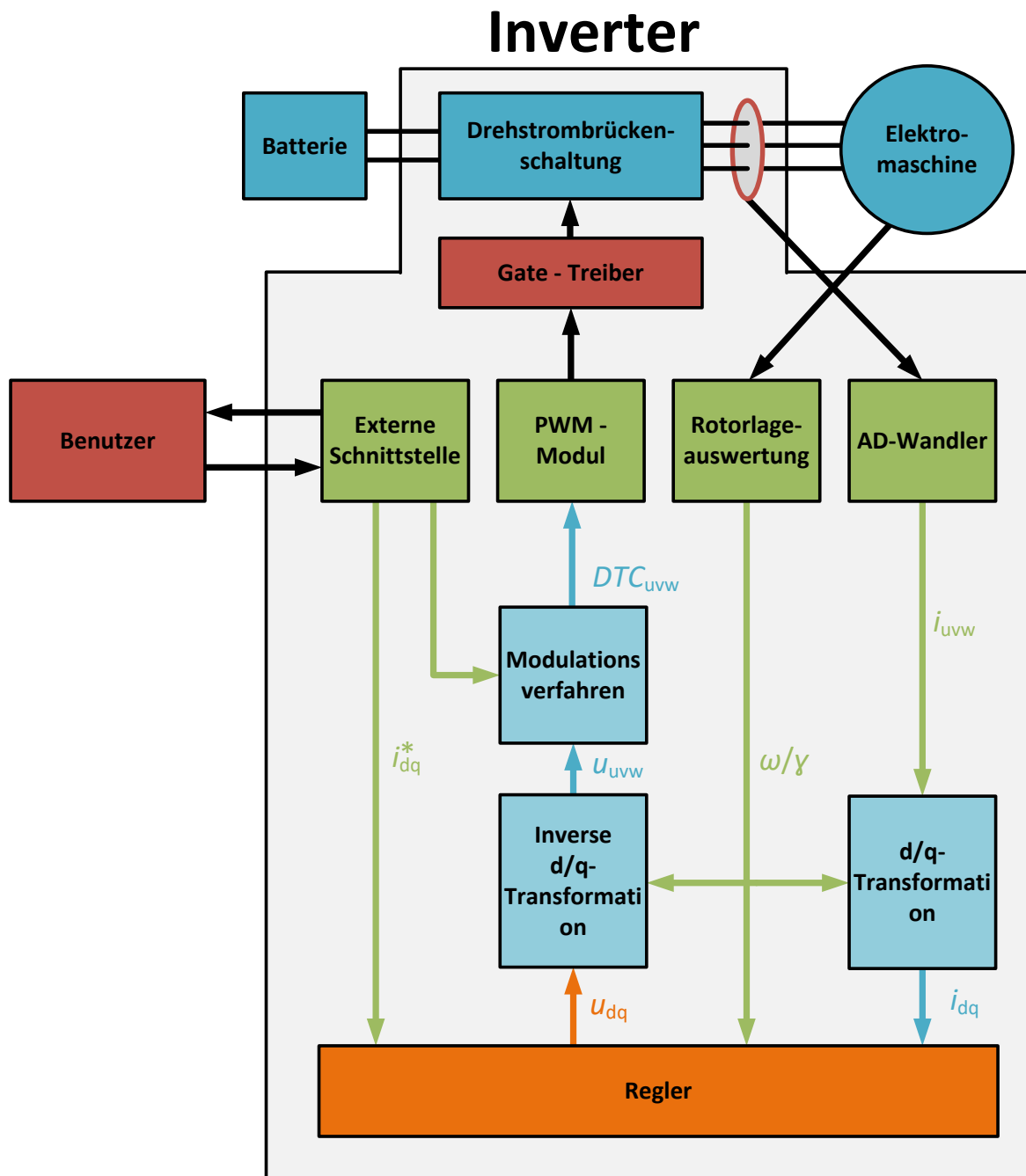


Abbildung 4: Aufbau eines Inverters

5.2 Drehstrombrückenschaltung

Eine Grundlage zur Erzeugung eines Drehfeldes für Drehfeldmaschinen stellt in der Leistungselektronik die Drehstrombrückenschaltung dar. Sie ermöglicht die Umwandlung einer dreiphasigen Wechselspannung in eine Gleichspannung oder umgekehrt eine Gleichspannung in eine dreiphasige Wechselspannung. Eine Drehstrombrückenschaltung besteht aus drei Halbbrücken mit je zwei Halbleitern bei denen durch entsprechendes Schalten der Halbleiter an den Ausgang der Phasen das negative oder positive Potential der Zwischenkreisspannung u_{DC} gelegt werden kann (siehe Abbildung 5).

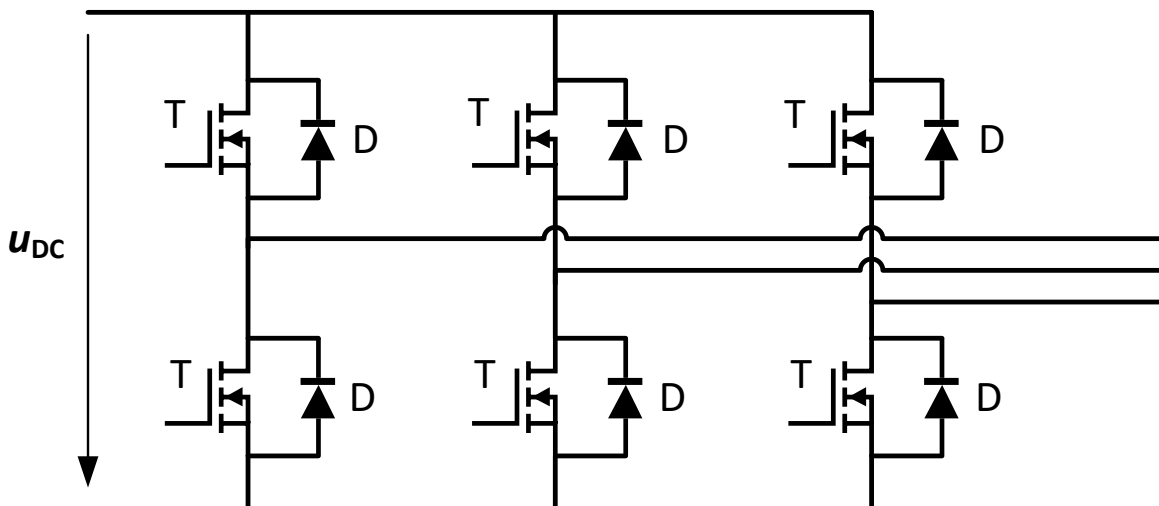


Abbildung 5: Drehstrombrückenschaltung

5.3 Pulsweitenmodulation

Die einzelnen Leistungstransistoren aus Abbildung 5 werden mit sogenannten „Gate Treibern“ angesteuert. Die Gate Treiber wandeln Ansteuersignale des Mikrocontrollers in unterschiedliche Leitzustände der Leistungstransistoren um. Für die Ansteuersignale können PWM-Signale verwendet werden, deren Pulsmuster über das sogenannte Tastverhältnis vorgegeben sind.

5.3.1 Tastverhältnis

Das Verhältnis von Impulsdauer τ des aktiven Leitzustandes zur Periodendauer T wird als Tastverhältnis „DTC“ (in Englisch: „Duty Cycle“) bezeichnet.

$$DTC = \frac{\tau}{T} \quad (5.1)$$

Ein PWM-Signal wird erzeugt, indem ein Komparator den Wert des Tastverhältnisses mit einem Dreieckssignal vergleicht und bei deren Schnittpunkt das PWM-Signal auf logisch „1“ oder logisch „0“ umschaltet, bzw. eine Flanke im PWM-Signal erzeugt (siehe Abbildung 6).

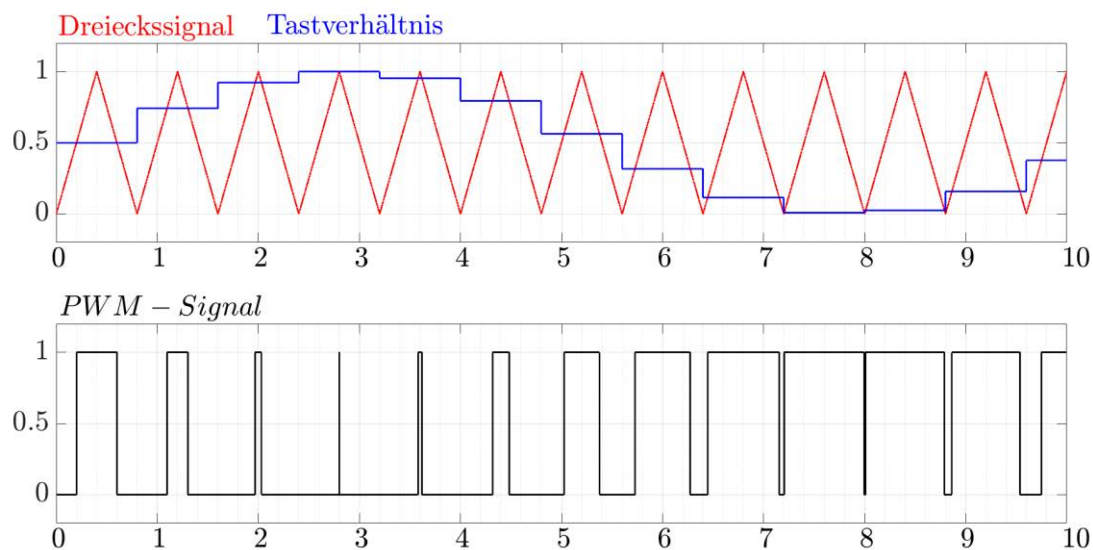


Abbildung 6: Tastverhältnis und Dreieckssignal

Die Werte der Tastverhältnisse sind in der digitalen Signalverarbeitung zeitdiskret und werden üblicherweise einmal pro Dreieckssignalperiode berechnet.

Zur Erzeugung einer Drehfeldspannung mittels der in Abbildung 5 dargestellten Drehstrombrückenschaltung wird für jede Halbbrücke ein PWM-Signal wie in Abbildung 6 generiert, wobei der zeitliche Phasenversatz der PWM-Signale zueinander 120° beträgt.

Abbildung 7 stellt in der linken Abbildungshälfte die Bestimmung der Tastverhältnisse eines 3 phasigen symmetrischen Signals in Abhängigkeit der Zeit dar. In der rechten Abbildungshälfte ist nach einer Änderung des Zeitmaßstabes die Umsetzung der Tastverhältnisse in ein PWM-Signal für die 3 zueinander um 120° phasenversetzte Signale dargestellt.

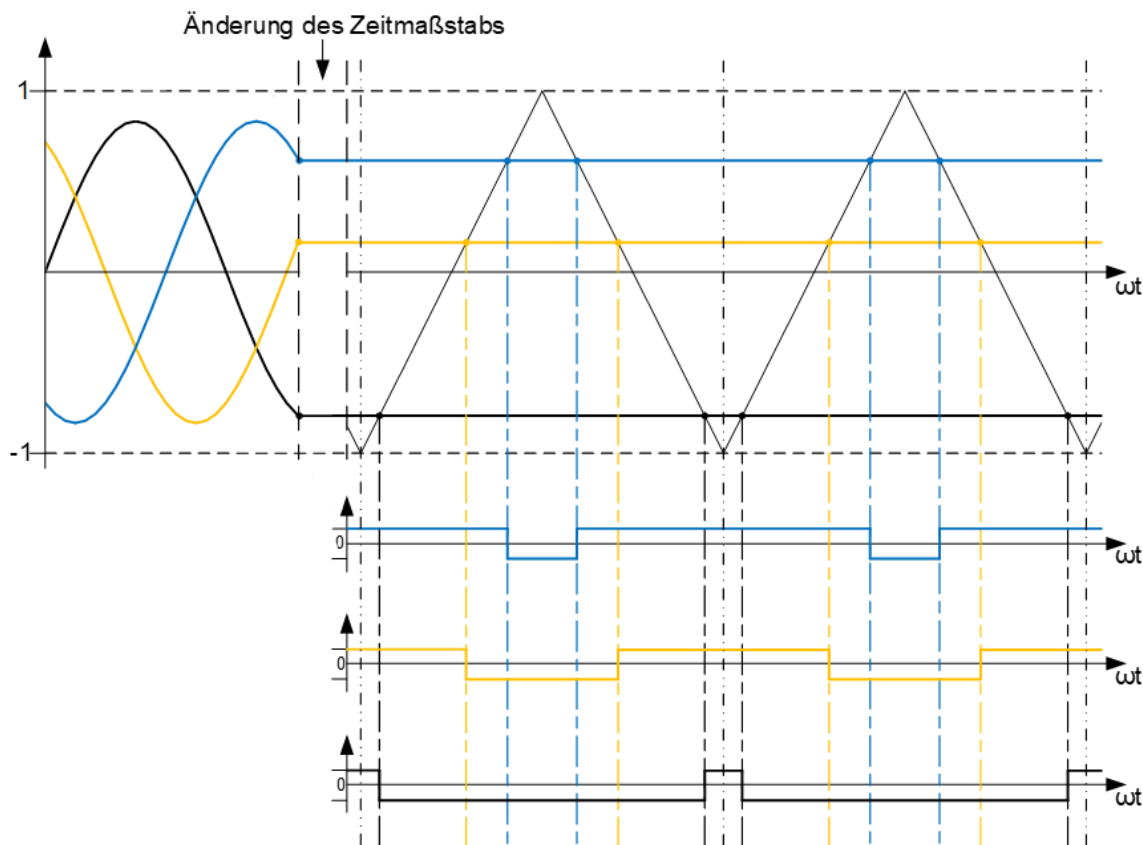


Abbildung 7: Bestimmung der Tastverhältnisse und dreiphasige PWM-Generierung [6]

Mit diesen PWM-Signalen werden die Leistungstransistoren einer Drehstrombrückenschaltung angesteuert, wobei die unteren Leistungstransistoren der Halbbrücke das invertierte PWM-Signal des obigen Leistungstransistors erhalten.

5.3.2 Totzeit

Auf Grund der Schaltzeiten der Umschaltvorgänge von Leistungstransistoren erhält der untere Leistungstransistor einer Halbbrücke nicht exakt das invertierte PWM-Signal des obigen Leistungstransistors, da dies zu einem Halbbrückenkurzschluss führen kann. Es wird eine sogenannte Totzeit in das PWM-Signal implementiert, das bei einer steigenden Flanke, bei einer fallenden Flanke oder bei jedem Flankenwechsel den Schaltvorgang verzögert.

Abbildung 8 stellt im ersten Signal (S) das PWM-Signal für eine Halbbrücke dar, bei der das zweite Signal (S₊) den obigen Leistungstransistor ansteuert und das dritte Signal (S₋) das invertierte PWM-Signal zur Ansteuerung des unteren Leistungstransistors darstellt. Bei den Signalen (S₊, S₋) zur Ansteuerung der Leistungstransistoren ist eine Totzeit bei jeder steigenden Flanke implementiert.

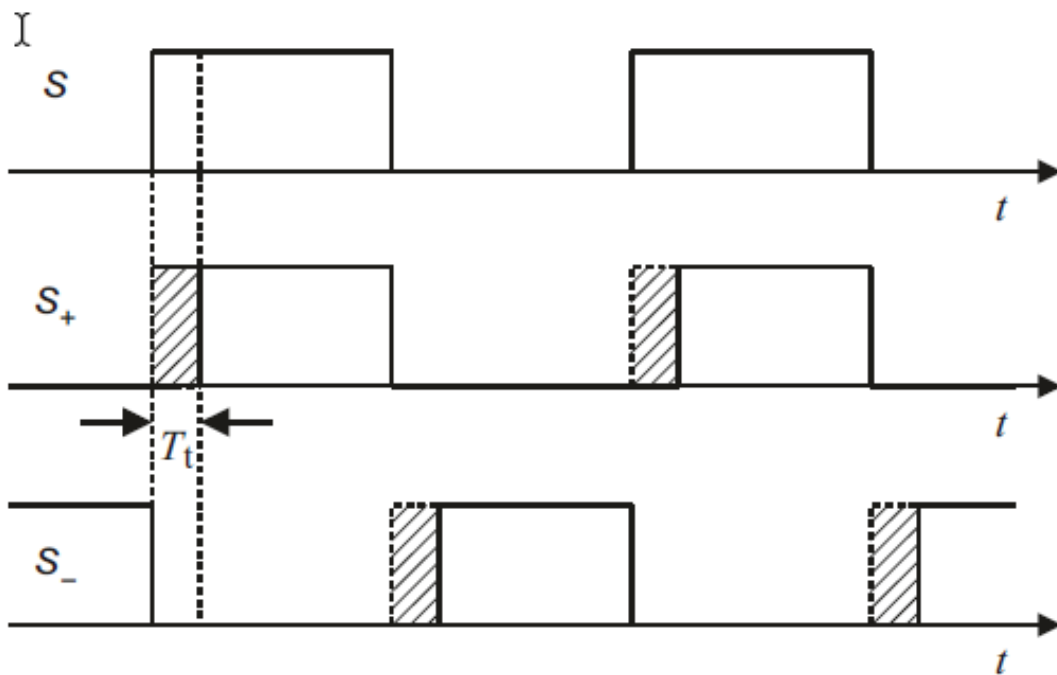


Abbildung 8: Totzeit im PWM-Signal bei jeder steigenden Flanke [7]

5.3.3 Systemträgheit

Die resultierenden Spannungen und Ströme der PWM sind in der Praxis je nach Anwendung durch die Spannungsänderungsträgheit von Kondensatoren oder der Stromänderungsträgheit von Spulen geglättet (Abbildung 9).

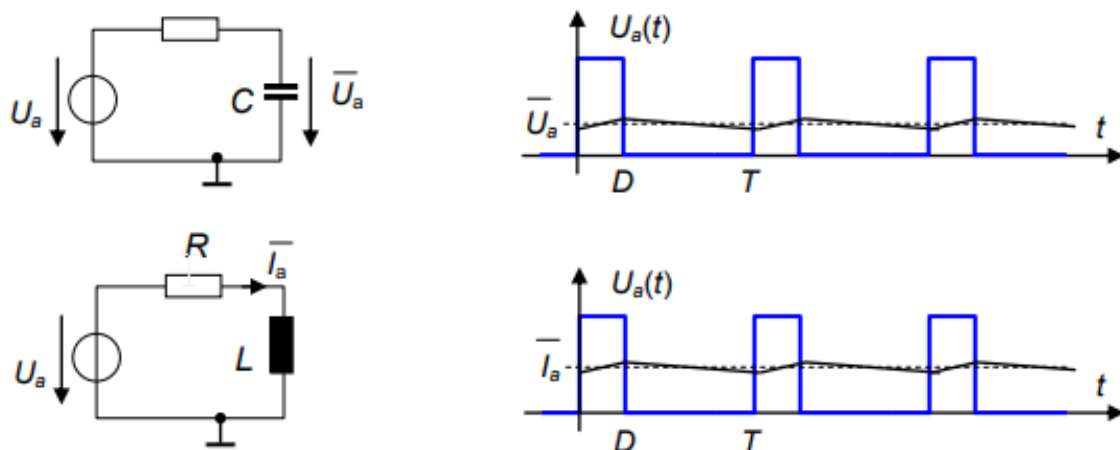


Abbildung 9: Spannungs- und Stromträgheit [8]

Eine Abweichung des realen Ausgangssignals zum idealen Ausgangssignal entsteht in der Praxis auf Grund von Schaltverlusten, endlichen Taktfrequenzen des Halbleiters und endlicher Trägheit elektrischer Komponenten.

Umso höher die Invertertaktfrequenz ist, desto geringer ist die Abweichung von realem zu idealem Ausgangssignal. In Bezug zur Ansteuerung von Elektromaschinen führt eine höhere Schaltfrequenz einerseits zu höheren Wirkungsgraden in der Elektromaschine und andererseits zu höheren Schaltverlusten in den Leistungsbau-elementen [9].

5.4 Transformationen

Abbildung 10 zeigt eine Drehfeldmaschine mit den drei Phasen U, V, W und dem magnetischen Fluss B .

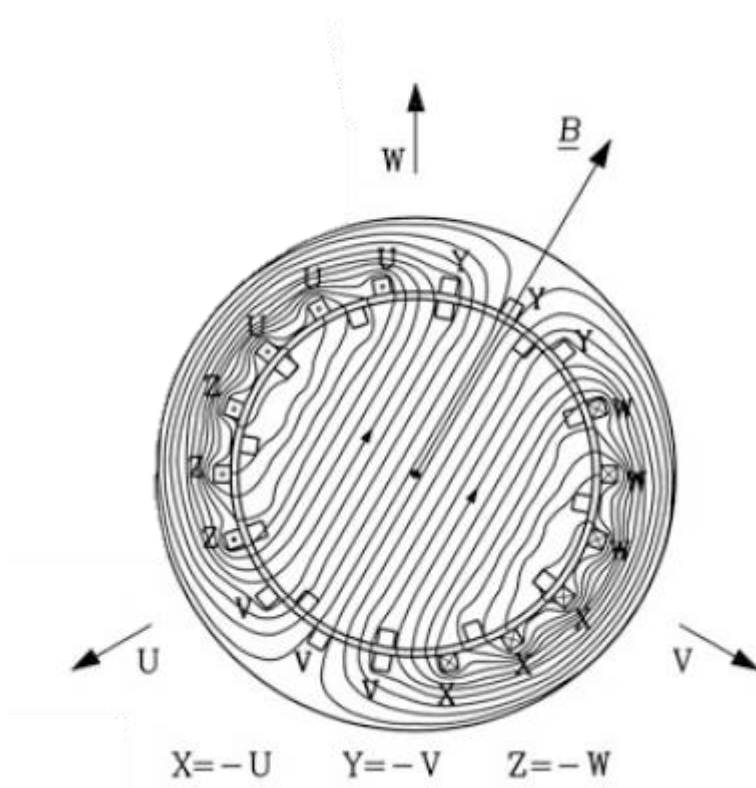


Abbildung 10: Magnetische Flusserzeugung einer Drehfeldmaschine [9]

Ziel der Transformationen ist die Entkopplung der gegenseitigen Beeinflussung der drei Phasen untereinander und die Realisierung einer feldorientierten Regelung nach der Flussachse B .

5.4.1 Raumzeigerdarstellungen

Im ersten Schritt werden die Spannungen, Ströme oder magnetischen Flussverkettungen der drei Phasen als Vektoren in ein komplexes kartesisches Koordinatensystem gelegt, bei der die Phase U definitionsgemäß in der Realachse liegt und die restlichen Vektoren der Phasen einen örtlich festen Phasenversatz von 120° zueinander haben. Das bedeutet die Vektoren der drei Phasen sind in ihrer Vektorrichtung konstant, aber in ihrem Betrag und in ihrer Richtung veränderlich. Durch die zeitliche Änderung des Betrags und der Richtung des Vektors ergibt sich durch die Verknüpfung der Vektoren aller drei Phasen ein Raumzeiger, der mit einem festen Betrag um den Koordinatenursprung des kartesischen Koordinatensystems rotiert (siehe Abbildung 11).

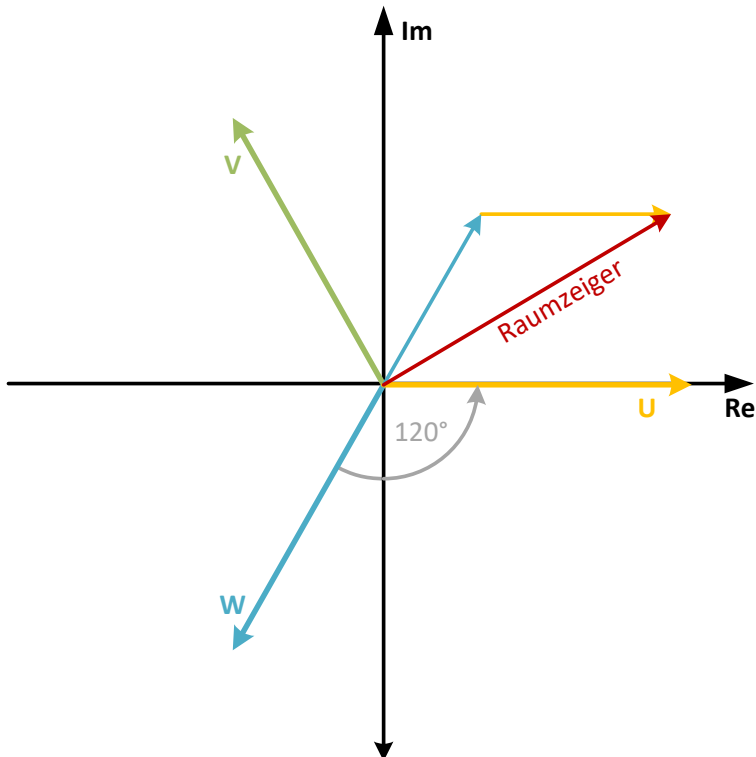


Abbildung 11: Raumzeiger eines Dreiphasensystem in der komplexen Ebene

Die dreiachsige Darstellung des Raumzeigers soll im nächsten Schritt in die zweiachsige Darstellung eines Raumzeigers transformiert werden, um eine feldorientierte Regelung zu ermöglichen.

5.4.2 Clarke-Transformation

Die Clarke-Transformation wird dazu genutzt, das dreiachsige Koordinatensystem in ein zweiachsiges Koordinatensystem zu transformieren. Die Achsen des Zweiphasensystems werden α/β -Achsen genannt, weswegen die Clarke-Transformation auch als α/β -Transformation bezeichnet wird.

Die α -Achse wird auf die Realachse und die β -Achse wird auf die Imaginärachse des komplexen Koordinatensystems aus Abbildung 11 referenziert (siehe Abbildung 12).

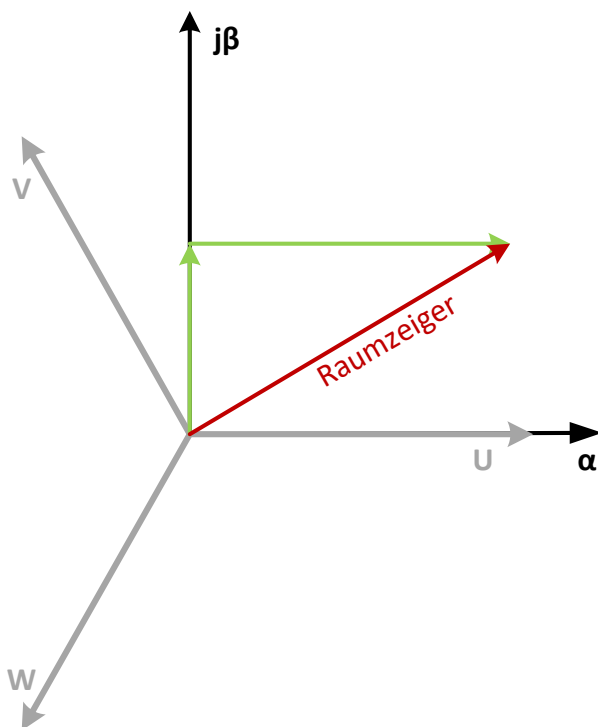


Abbildung 12: Clarke-Transformation

Die Berechnung der Ströme aus dem Dreiphasensystem in das gleichwertige Zweiphasensystem ist in Matrixschreibweise in Formel 5.2 dargestellt.

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}(t) \\ i_{\beta}(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_U(t) \\ i_V(t) \\ i_W(t) \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

Das Dreiphasensystem aus Abbildung 10 referenziert sich auf den Stator und nach der Clarke-Transformation muss das statorfeste Zweiphasensystem in ein rotorfestes Zweiphasensystem transformiert werden, um den rotorfesten magnetischen Fluss zu regeln.

5.4.3 Park-Transformation

Die Park-Transformation ist nach der Clarke-Transformation die zweite grundlegende Transformation in den Raumzeigerdarstellungen und ermöglicht die Transformation vom statorfesten Zweiphasensystem in das rotorfeste Zweiphasensystem. Die Achsen des rotorfesten Zweiphasensystems werden als d/q-Achsen bezeichnet werden, weswegen die Park-Transformation auch als d/q-Transformation bezeichnet wird.

Die statorfesten α/β -Achsen werden durch die Einbeziehung des zeitvarianten Rotorwinkels γ auf die rotorfesten d/q-Achsen referenziert. Das bedeutet, dass die d/q-Achsen mit dem Rotor mitdrehen und somit eine Geschwindigkeits- und zeitinvariante, feldorientierte Regelung ermöglichen (siehe Abbildung 13).

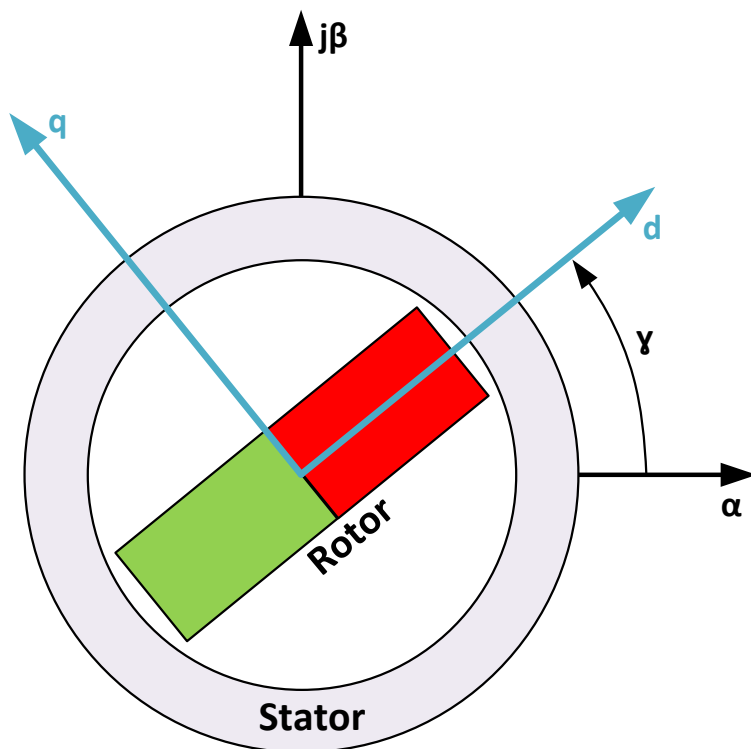


Abbildung 13: Park-Transformation

Die Berechnungsmatrix der Park-Transformation ist in Formel 5.3 dargestellt.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\gamma(t)) & \sin(\gamma(t)) \\ -\sin(\gamma(t)) & \cos(\gamma(t)) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

Die d-Achse liegt nach der Transformation auf der magnetischen Flussachse B aus Abbildung 10.

Die Einprägung eines Flusses in die d-Achse bewirkt eine Feldschwächung oder -stärkung des Permanentmagnetflusses. Die Einprägung eines Flusses in der q-Achse erzeugt ein Drehmoment in der Drehfeldmaschine.

5.5 Stromregelung

Im Kapitel Stromregelung soll ein Stromregler mit klassischem PI-Regler, Störgrößeneinfluss, Stellgrößenlimitierung und Anti-Wind-Up-Effekt zur Regelung einer PMSM dargestellt werden.

5.5.1 PI-Regler

Der Aufbau eines PI-Reglers ist in Abbildung 14 dargestellt.

Die Regelabweichung $e(t)$ berechnet sich durch die Subtraktion des Stromsollwerts i^* mit dem Stromistwert i und ist die Eingangsgröße für den Proportionalanteil (P-Anteil) und für den Integrationsanteil (I-Anteil). Der P- und I-Anteil berechnen eine jeweilige Ausgangsgröße und die Addition des P- und I-Anteils ergibt die sogenannte Stellspannungsgröße $u(t)$ des Reglers.

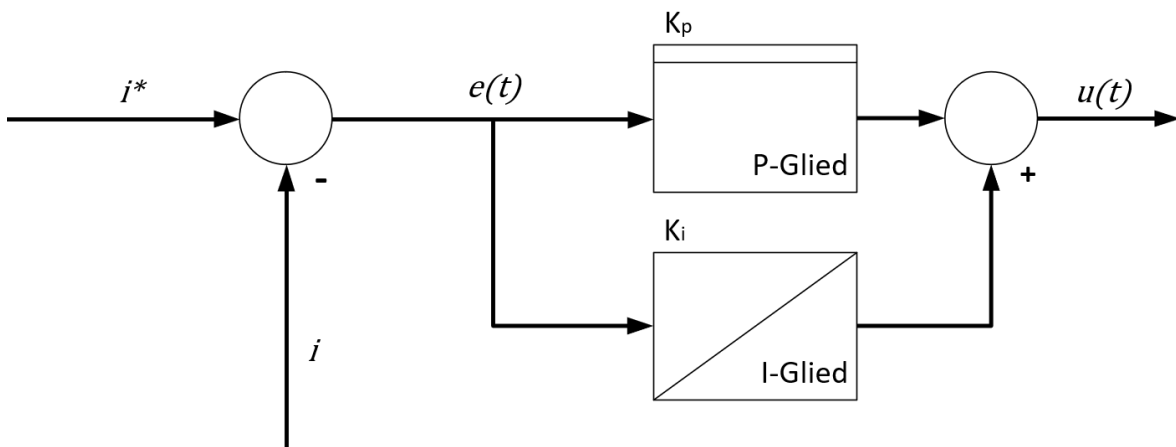


Abbildung 14: Aufbau PI-Regler

Der P-Anteil besteht aus einem Verstärkungsfaktor K_p und verstärkt oder dämpft die Regelabweichung. Er reagiert ohne Zeitverhalten direkt auf das System und ermöglicht somit ein schnelles Regelverhalten. Der Nachteil des reinen P-Reglers ist, dass er auf Grund des fehlenden Zeitverhaltens eine bleibende Regelabweichung aufweist.

Der I-Anteil besteht aus einem Integrator und einem Verstärkungsfaktor K_i . Die Integration der Regelabweichung weist ein Zeitverhalten auf, weswegen beim I-Regler keine bleibende Regelabweichung vorhanden ist. Der Nachteil des I-Reglers ist, dass er auf Grund dieses Zeitverhaltens ein langsamer Regler ist.

Die Kombination von P- und I- Glied zum PI-Regler ermöglicht die Verknüpfung der Vorteile beider Regler, bei der ein schnelles Regelverhalten ohne bleibende Regelabweichung realisiert werden kann.

Die Berechnung der Verstärkungsfaktoren K_p und K_i erfolgt aus den Systemgleichungen unter Berücksichtigung der Rechenzeiten, der Rechenzeit des Algorithmus und des gewünschten Regelverhaltens und ist in Kapitel 8.5.3 näher beschrieben.

Die Systemgleichungen stellen die Übertragungsfunktion des Reglers und die Übertragungsfunktion der Regelstrecke dar.

5.5.2 Regelstrecke

Bei der Regelung einer PMSM wird die Regelstrecke durch die allgemeingültigen Maschinengleichungen dreiphasiger Drehfeldmaschinen beschrieben (siehe Formel 5.4).

$$\begin{aligned}
 u_u(t) &= R_s \cdot i_u(t) + \frac{d\psi_u}{dt} \\
 u_v(t) &= R_s \cdot i_v(t) + \frac{d\psi_v}{dt} \\
 u_w(t) &= R_s \cdot i_w(t) + \frac{d\psi_w}{dt}
 \end{aligned} \tag{5.4}$$

Zur feldorientierten Regelung werden die aufgestellten Maschinengleichungen aus Formel 5.4 mittels der Clarke-Park-Transformation in das rotorbezogene Zweiachsensystem transformiert (siehe Formel 5.5).

$$\begin{aligned}
 u_d &= R_s \cdot i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_R \cdot \psi_q \\
 u_q &= R_s \cdot i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_R \cdot \psi_d
 \end{aligned} \tag{5.5}$$

Im nächsten Schritt werden die Flussverkettungen durch die einzelnen magnetischen Flüsse einer PMSM ersetzt, die sich entweder aus der Multiplikation der Ströme mit den Induktivitäten oder aus der zusätzlichen Permanentmagnetflussverkettung in der d-Achse zusammensetzen. Formel 5.6 stellt die zu regelnde Strecke nach den d/q-Achsen dar.

$$\begin{aligned}
 u_d &= R_s \cdot i_d + L_d \cdot \frac{di_d}{dt} + \omega_R \cdot (L_q \cdot i_q) \\
 u_q &= R_s \cdot i_q + L_q \cdot \frac{di_q}{dt} - \omega_R \cdot (L_d \cdot i_d + \psi_{PM})
 \end{aligned} \tag{5.6}$$

Die Terme der Maschinengleichungen enthalten für jede Achse Kopplungseffekte der jeweils anderen Achse. Zur besseren Regeldynamik und einfacheren Reglerauslegung werden die Terme im Regler entkoppelt und die Berechnung der Regelverstärkungsfaktoren erfolgt nur nach der jeweiligen Achse (siehe Kapitel 8.5.3).

5.5.3 Entkopplung

Um eine Regelung nach einer Achse zu ermöglichen, werden die Kopplungsterme auf die berechnete Stellspannung des Reglers addiert oder subtrahiert. In der Entkopplung im Regler müssen die jeweiligen Vorzeichen der Achsenkopplungen negiert werden.

Abbildung 15 stellt die Entkopplung im Regler auf den Stromistwert dar.

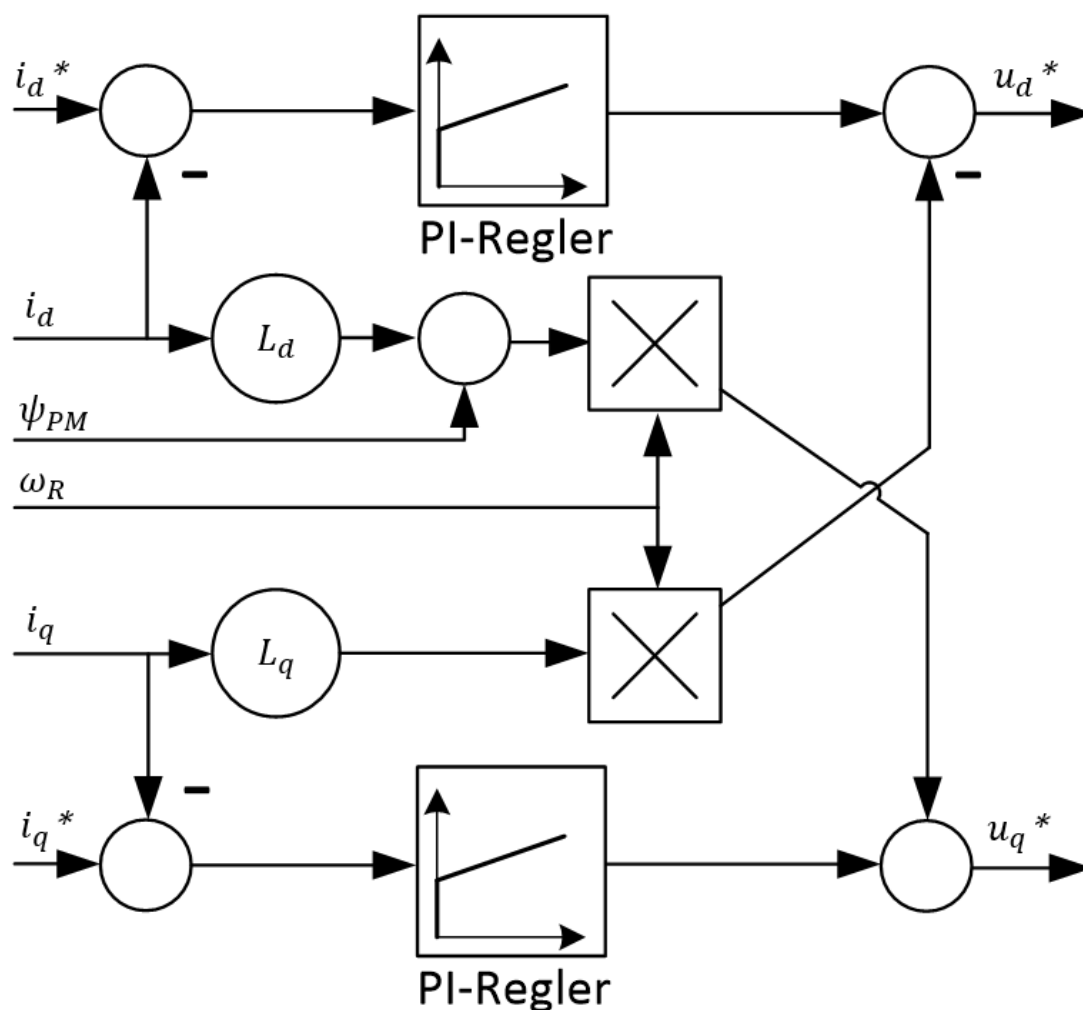


Abbildung 15: Entkopplung

5.5.4 Stellgrößenbegrenzung

In der weiteren Regelstrecke folgt nach dem Störgrößeneinfluss die Stellgrößenbegrenzung. Das bedeutet, dass die geforderte Stellgrößenspannung in Abhängigkeit der Zwischenkreisspannung und eines gewählten „Modulationsverfahrens“ limitiert wird.

Die verschiedenen Modulationsverfahren sind in Kapitel 5.6 näher dargestellt.

Wenn der Regler in die Spannungsgrenze läuft, ist die Dynamik des Reglers begrenzt und Regelabweichungen werden langsamer ausgegelt.

5.5.5 Anti-Wind-Up-Effekt

Der sogenannte „Wind-Up-Effekt“ ist ein Effekt des I-Anteils, der bei Erreichen der Spannungsgrenze eintritt. Bei Erreichen der Spannungsgrenze integriert der I-Anteil weiterhin die Regelabweichung auf, obwohl die Stellspannung auf Grund der Spannungsbegrenzung nicht erhöht werden kann. Wird die Regelabweichung wieder geringer und die Stellspannung ist nicht mehr in der Spannungsbegrenzung, muss der I-Anteil diese Integration wieder zurück integrieren und es entsteht eine ungewollte Verzögerung.

Um diesen sogenannten „Wind-Up-Effekt“ zu vermeiden, wird bei Erreichen der Spannungsgrenze der I-Anteil „eingefroren“ und somit ein „Anti-Wind-Up-Effekt“ erreicht.

5.6 Modulationsverfahren

Die Stellgrößenbegrenzung aus Kapitel 5.5.4 kann mittels Nullpunktverschiebung mit verschiedenen Modulationsverfahren um ca. 15% erhöht werden.

Verbreitete Modulationsverfahren sind die Sinus-Dreieck Modulation, die Supersinus-Modulation und die Flat-Top-Modulation.

Weitere Vorteile neben der Erhöhung der maximal stellbaren Phasenspannung können das Erreichen einer besseren Qualität der Phasenspannung und das Minimieren von Schaltverlusten sein.

Zur Definition und besseren Verständlichkeit für die folgenden Unterkapitel ist eine Drehstrombrückenschaltung mit dreiphasiger Last und deren Spannungsabfälle in Abbildung 16 dargestellt.

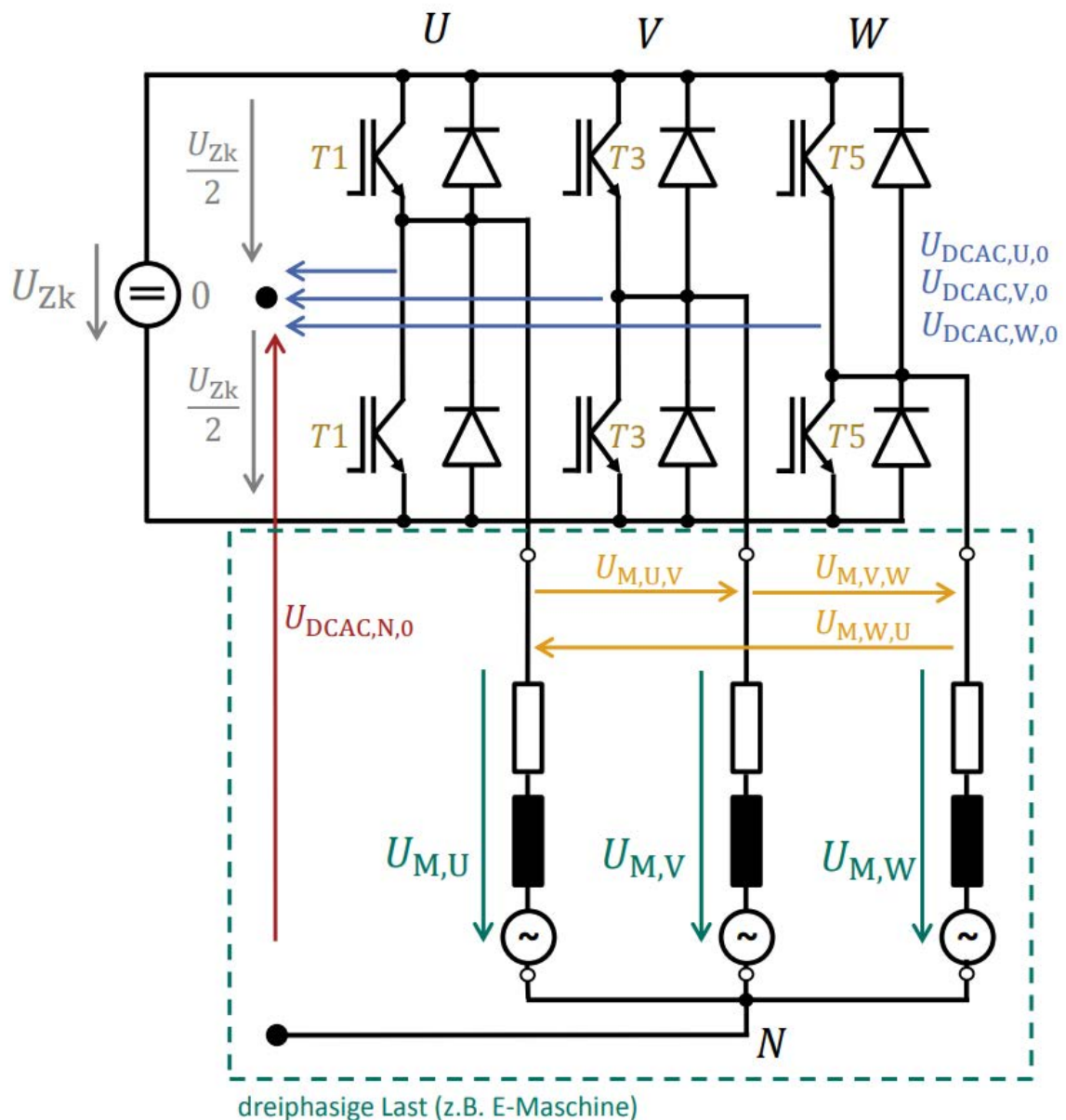


Abbildung 16: Drehstrombrückenschaltung mit dreiphasiger Last [10]

Sinus-Dreieck-Modulation

Das Modulationsverfahren der Sinus-Dreieck-Modulation ist bereits in Abbildung 7 dargestellt. Die PWM-Generierung erfolgt über den Vergleich eines symmetrischen Dreiphasensignals mit einem Dreieckssignal. Die Werte der Tastverhältnisse der Sinus-Dreieck-Modulation sind in Abbildung 17 zu erkennen.

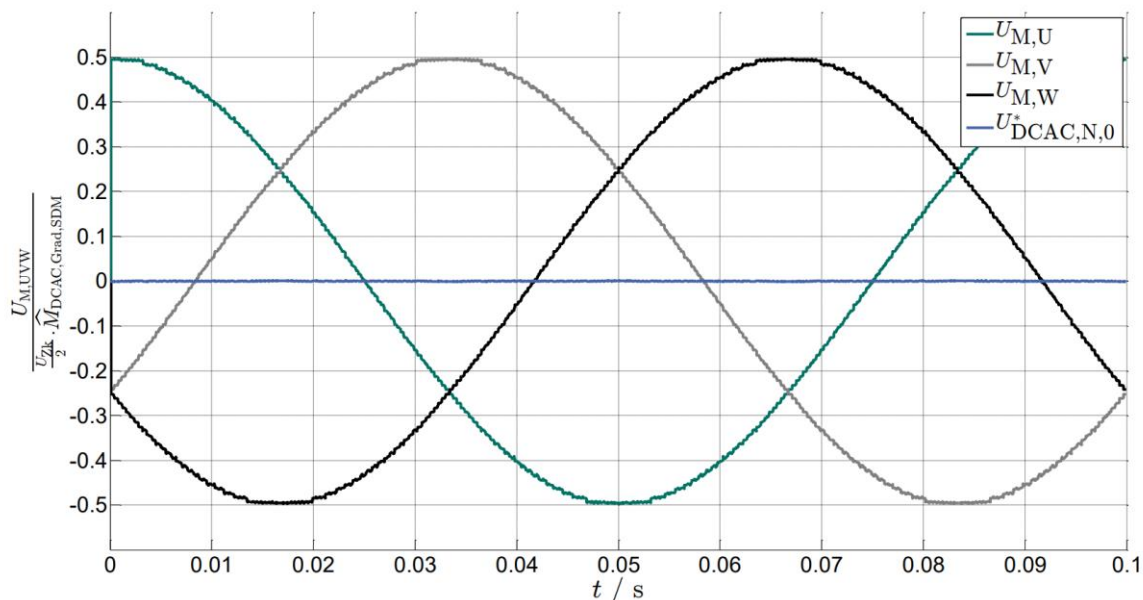


Abbildung 17: Sollspannungsverläufe bei der Sinus-Dreieck-Modulation [10]

Supersinus-Modulation

Bei der sogenannten Supersinus-Modulation wird die Nullspannungskomponente am Sternpunkt durch das Stellen unsymmetrischer Dreiphasenspannungen verschoben. Dies führt zu einer Erhöhung der Spannung zwischen Phase und Sternpunkt der Maschine um rund 15%. Die Phasen-Phasen Spannungen werden dabei erhöht. Die Werte der Tastverhältnisse, der Nullspannungskomponente, sowie die Phasen-Sternpunkt-Spannungen der Supersinus-Modulation sind in Abbildung 18 zu erkennen [10].

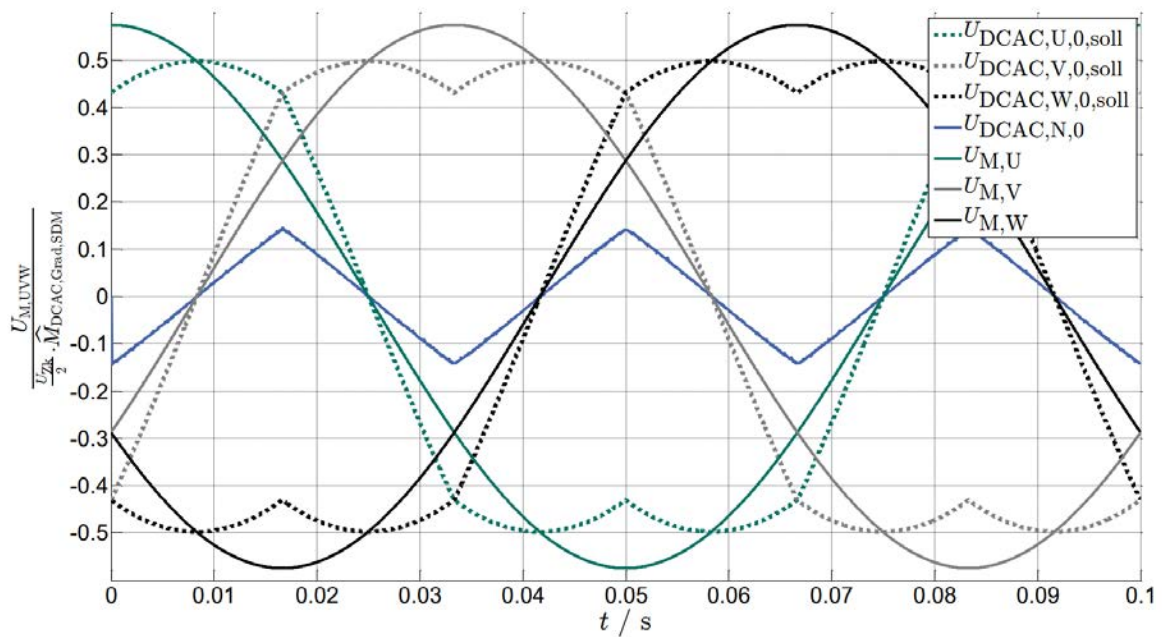


Abbildung 18: Sollspannungsverläufe bei der Supersinus-Modulation [10]

Symmetrische Flat-Top-Modulation

Die symmetrische Flat-Top-Modulation erreicht ebenfalls eine Spannungserhöhung der Phasen-zu-Nullpunktspannung um rund 15%. Der Unterschied liegt in der Aufmodulierung, wodurch eine sinusförmige Nullpunktverschiebung entsteht. Die Werte der Tastverhältnisse, der Nullspannungskomponente, sowie die Phasen-Sternpunkt-Spannungen der symmetrischen Flat-Top-Modulation sind in Abbildung 19 dargestellt [10].

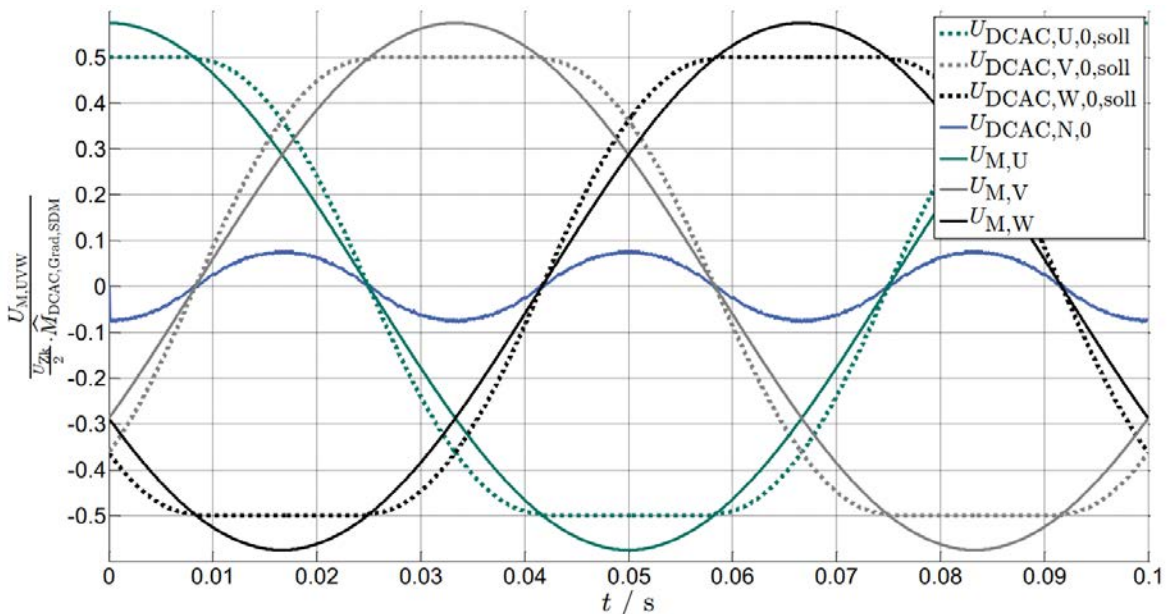


Abbildung 19: Sollspannungsverläufe bei der Flat-Top-Modulation [10]

6 Wolfspeed Cree Evaluationsinverter

Das folgende Kapitel befasst sich detaillierter mit den technischen Daten und dem Aufbau der wichtigsten Komponenten des Wolfspeed Cree Evaluationsinverters.

6.1 Technische Daten (siehe Anhang A)

Tabelle 2: Technische Daten Wolfspeed CRD300DA12E-XM3 [11]

Eingang (DC)	
Maximale Spannung	900 V
Nominale Spannung	800 V
Ausgang (AC)	
Phasen	3
Maximale Wirkleistung	300 kW
Phasenstrom	360 A _{rms}
Leistungstransistoren	
Maximale Drain-Source Spannung	1200 V
Maximaler Strom	450 A
Zwischenkreiskondensator	300 µF
Maximale Schaltfrequenz	80 kHz
Maximale Umgebungstemperatur	175 °C

6.2 Aufbau

Der Evaluationsinverter vom Hersteller Wolfspeed Cree des Typs CRD300DA12E-XM3 ist in Abbildung 20 dargestellt. Sichtbaren Hardwarekomponenten, Schnittstellen und Anschlüsse sind im Bild farblich markiert und zugeordnet.

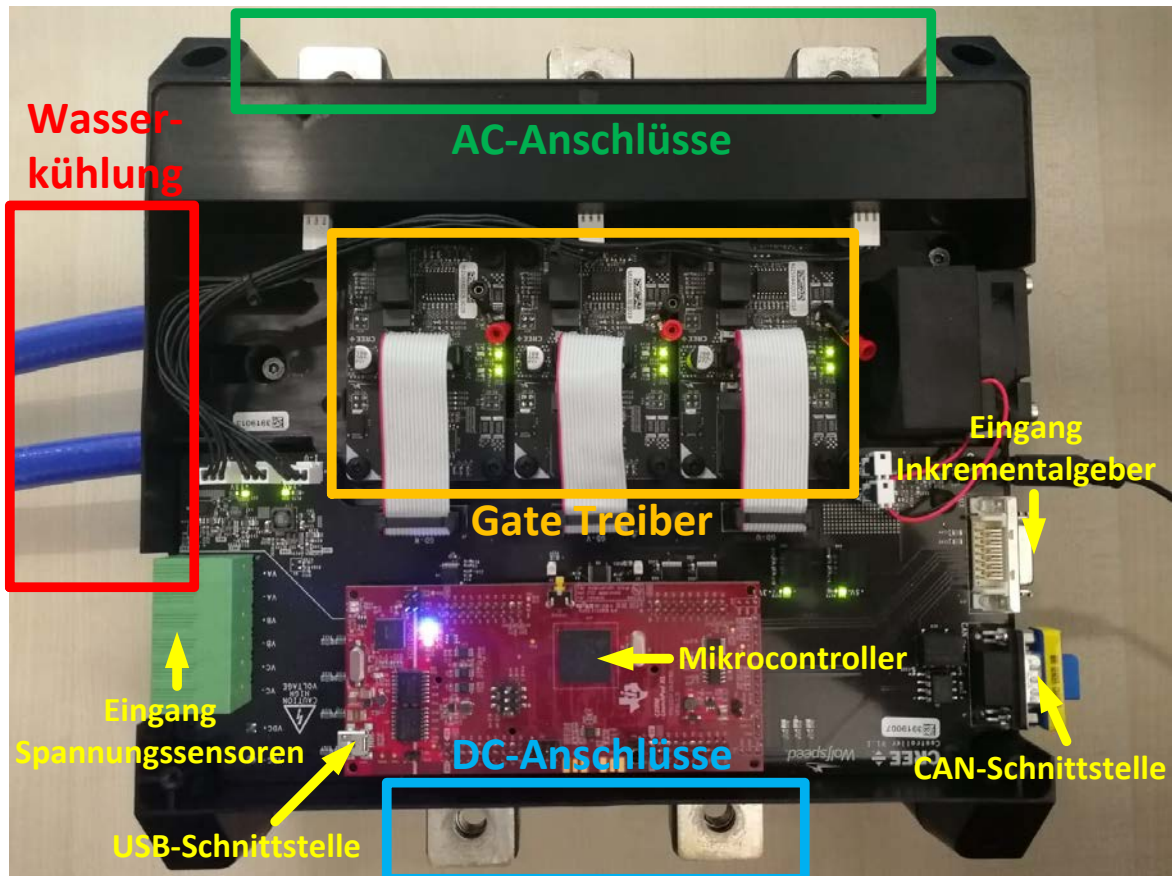


Abbildung 20: Aufbau des Wolfspeed Cree Evaluationsinverters

Die nicht sichtbaren Leistungstransistoren der Drehstrombrückenschaltung liegen unter den Gate Treibern.

Die wichtigsten Hardwarekomponenten des Inverters sind Leistungstransistoren, Gate Treiber und der Mikrocontroller. Die Verknüpfung dieser Komponenten untereinander und mit externen Komponenten ist in Abbildung 21 dargestellt.

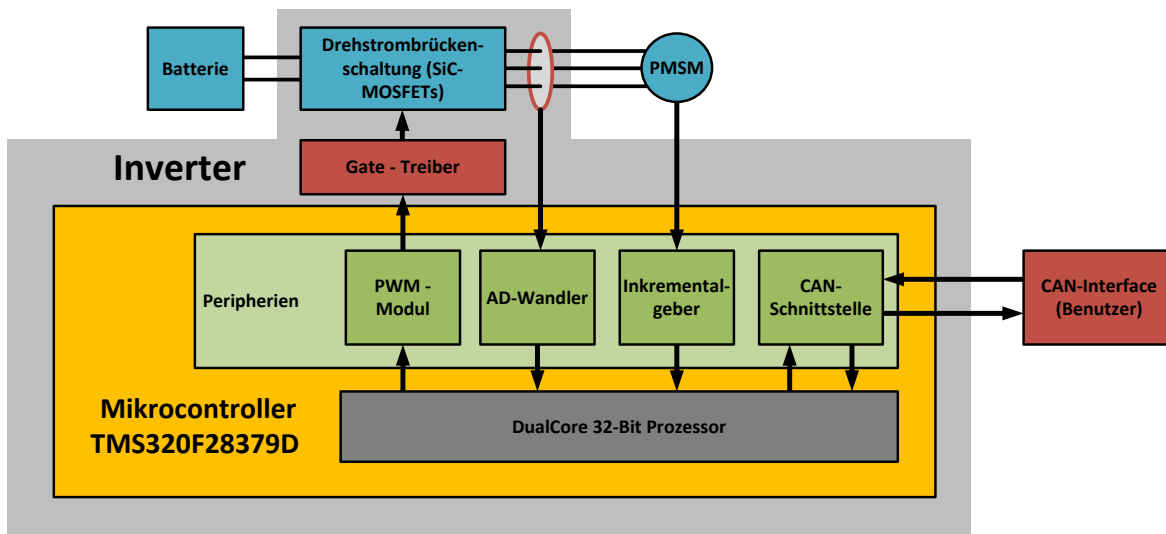


Abbildung 21: Aufbau & Verknüpfungen der Komponenten des Wolfspeed Cree Evaluationsinverters

6.3 Leistungstransistoren (siehe Anhang B)

Die Leistungstransistoren sind Siliciumcarbid Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistoren (kurz: SiC-MOSFETs) und werden vom Hersteller Wolfspeed als „XM3 Halbbrückenleistungsmodule“ bezeichnet. Die Drehstrombrückenschaltung der verwendeten Module ist in Abbildung 22 dargestellt.



Abbildung 22: Drehstrombrückenschaltung Wolfspeed Cree XM3 SiC-MOSFETs [12]

Die Vorteile dieser SiC-MOSFETs im Vergleich zu bisherigen MOSFETs oder Bipolartransistoren mit isolierter Gate Elektrode (kurz: IGBT) liegen in den hohen Leistungsdichten (32,25 kW/L), den hohen Umgebungstemperaturen (175°C) und den sehr steilen Schaltflanken auf Grund niedrigerer Induktivität (6,7 nH).

Die gemessenen Schaltflanken der SiC-MOSFETs liegen bei einer angelegten Zwischenkreisspannung von 600 V bei ca. $14 \frac{\text{kV}}{\mu\text{s}}$.

6.3.1 Kühlung

Die SiC-MOSFETs werden über einen Wasserkreislauf unterhalb der Drehstrombrückenschaltung gekühlt (siehe Abbildung 23).

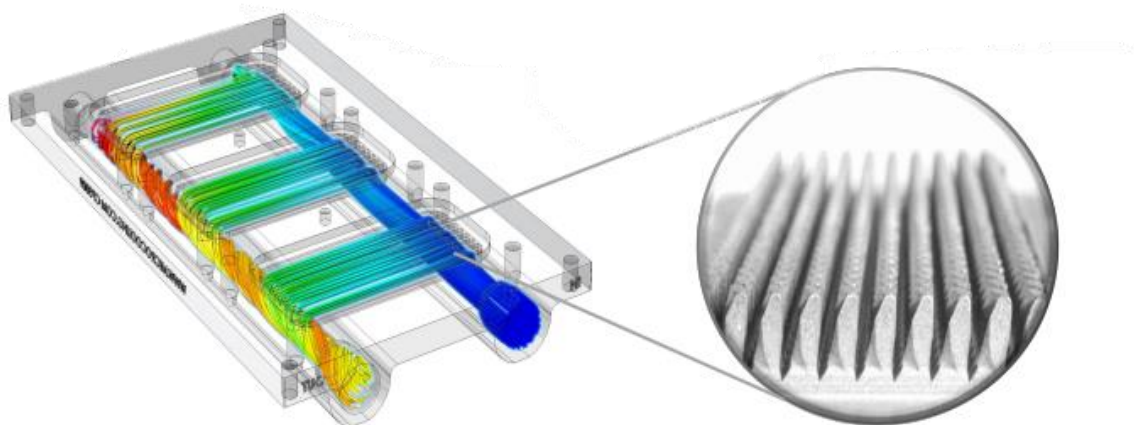


Abbildung 23: Kühlung der SiC-MOSFETs [12]

6.4 Gate Treiber

Die Ansteuerung der Leistungstransistoren erfolgt über die Gate Treiber, die mittels der generierten PWM-Signale der PWM-Peripherien die SiC-MOSFETs ansteuern. Ein Gate Treiber einer Halbbrücke ist in Abbildung 24 dargestellt.



Abbildung 24: Gate Treiber [13]

Die technischen Daten eines Gate Treibers sind in Tabelle 3 aufgelistet.

Tabelle 3: Technische Daten Gate Treiber

Ausgangsspannung	-4 V bis 15 V
Ausgangsstrom	± 10 A
Ausgangsleistung pro Kanal	2 W
Maximale Taktfrequenz	80 kHz

Die Messung der Temperatur erfolgt über NTC-Widerstände an den SiC-MOSFETs. Der gemessene Widerstand wird galvanisch getrennt über ein frequenzmoduliertes Signal an die Gate Treiber gesendet und verarbeitet.

Weiterhin besitzen die Gate Treiber integrierte Hardwareabschaltungen zum Überstrom- und Halbbrückenkurzschlusschutz.

6.4.1 Überstromschutz

Der Überstromschutz stellt sicher, dass an den SiC-MOSFETs der maximale Strom nicht überschritten wird. Zur Strommessung wird die Drain-Source-Spannung über den Drain-Source-Widerstand gemessen und wenn im leitenden Zustand ein bestimmtes Spannungsniveau erreicht wird, wird der Leistungstransistor gesperrt und der Strom wird kontrolliert über einen „Pulldown-Widerstand“ abgeleitet.

Abbildung 25 stellt die Überstromabschaltung im Fehlerfall dar.

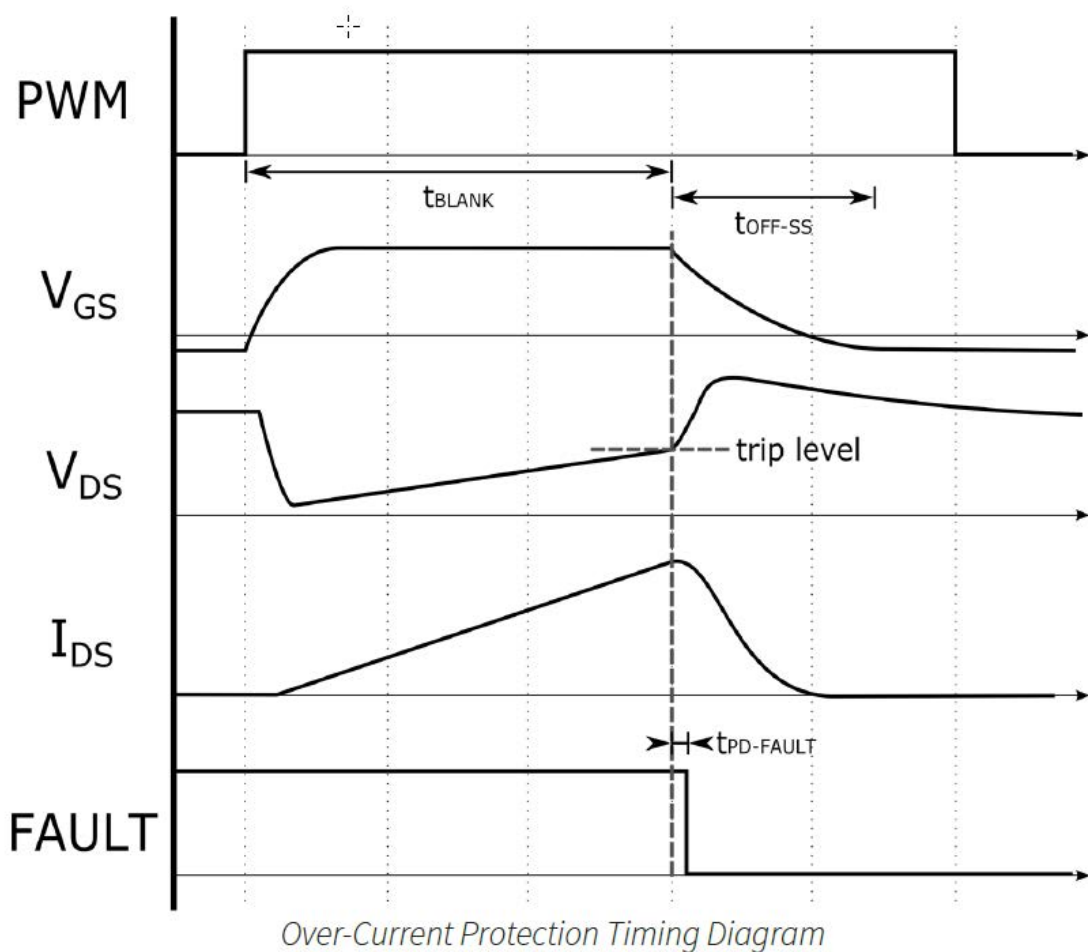


Abbildung 25: Überstromschutz [11]

6.4.2 Halbbrückenkurzschlusschutz

Ein Halbbrückenkurzschluss entsteht durch gleichzeitiges Öffnen zweier Leistungstransistoren einer Halbbrücke.

Der Halbbrückenkurzschlusschutz ist bereits softwareseitig im PWM-Modul als Totzeit implementiert.

Zur zusätzlichen Absicherung ist in den Gate Treibern ein sogenanntes „Anti-Overlap“ implementiert, dass ein gleichzeitiges Schalten beider Leistungstransistoren einer Halbbrücke verhindert (siehe Abbildung 26).

Timing Information

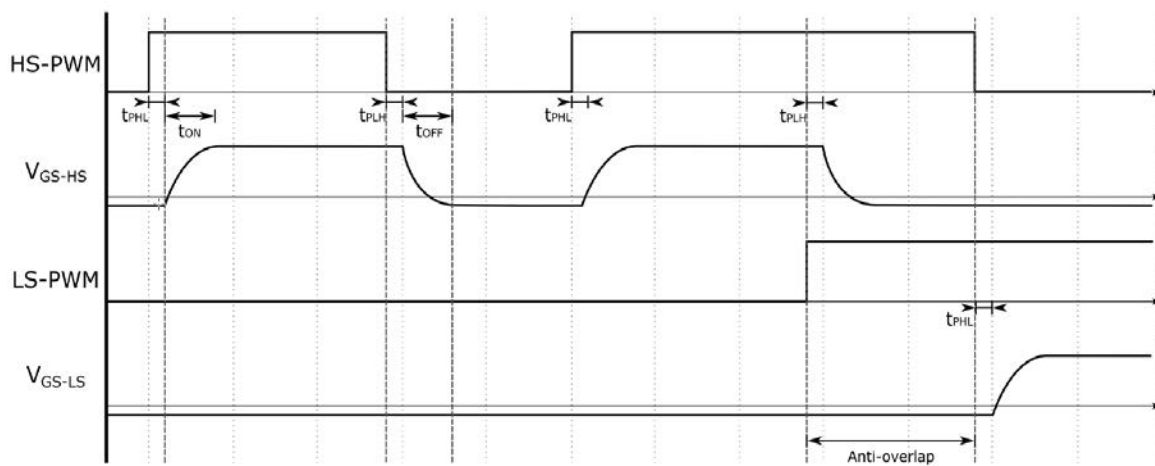


Abbildung 26: Fehlerschutz gegen gleichzeitiges Öffnen zweier Leistungstransistoren einer Halbbrücke [11]

6.5 Stromsensoren

Zur Stromerfassung im Wolfspeed Cree Inverter werden Stromsensoren vom Hersteller „LEM“ eingesetzt (siehe Abbildung 27).



Abbildung 27: Stromsensoren LF 510-S [14]

Die Stromsensorik beruht auf dem Halleffekt und kann DC- sowie AC-Ströme von bis zu 800 A erfassen

6.6 Mikrocontroller

Der verwendete Mikrocontroller im Inverter, der den Regelalgorithmus berechnet, Peripherien ansteuert und über CAN kommuniziert ist vom Hersteller „Texas Instruments“ der Baureihe C2000 des Typs TMS320F28379D.

Er besitzt zwei 32-Bit Prozessoren mit einer maximalen Prozessorfrequenz von 200 MHz, einem Flash-Speicher von 1024 KB und einem Arbeitsspeicher von 204 KB.

Die wichtigsten Peripherien des Mikrocontrollers für die Implementierung einer Motorregelung sind Analog-Digital-Wandler, PWM-Modul, Rotorlagegeber und CAN-Bus.

6.6.1 Analog-Digital-Wandler

Der Wolfspeed Inverter besitzt 4 Analog-Digital-Wandler (AD-Wandler) mit insgesamt 24 unterschiedlichen Pin-Eingängen. Bestimmte Eingänge der AD-Wandler sind mit den Sensoren zur Messung von Spannung, Strom oder Temperatur des Inverters verbunden und weitere Eingänge der AD-Wandler können softwareseitig auswählbaren Pins zugewiesen werden. Die AD-Wandler können entweder im „single-ended-mode“ (siehe Abbildung 28) oder im „differential-mode“ (siehe Abbildung 29) die Spannungseingänge abtasten.

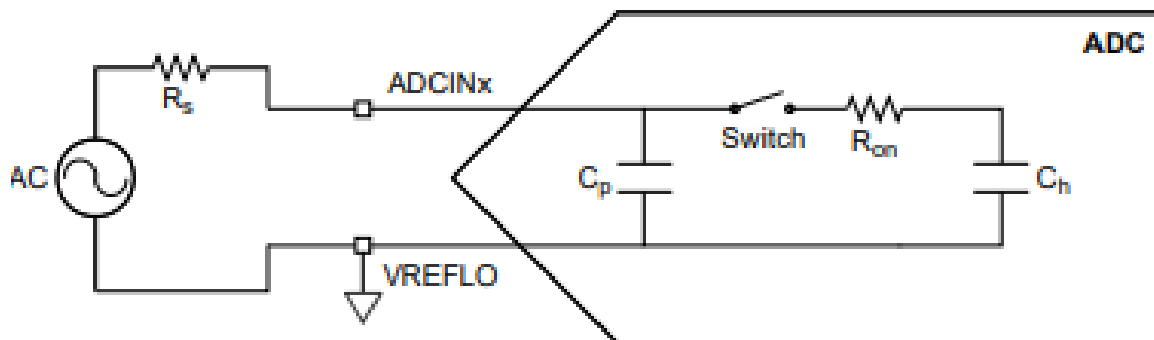


Abbildung 28: "single-ended-mode-Konfiguration" [15]

Im „single-ended-mode“ wird die Spannung einer spannungsführenden Leitung gegen das Nullpotential des Inverters abgetastet. Der AD-Wandler hat in diesem Betriebsmodus eine Auflösung von 12 Bits und eine Abtastgeschwindigkeit von 3.5 Msps [15].

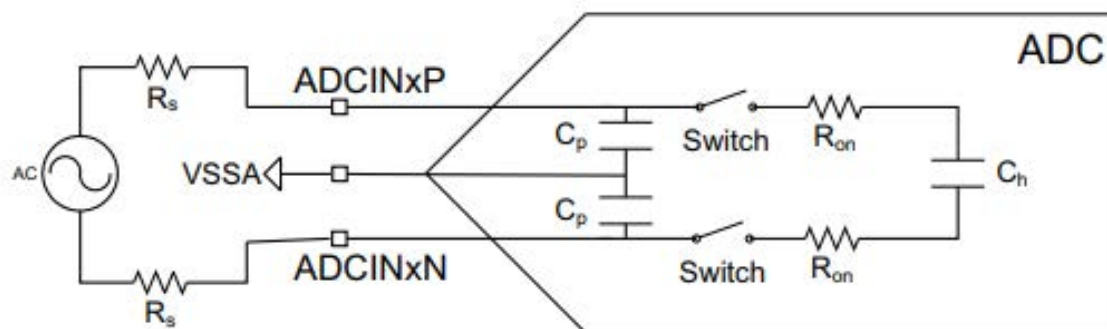


Abbildung 29: "differential-mode-Konfiguration" [15]

Im „differential-Betrieb“ wird die Spannung zwischen zwei spannungsführenden Leitern abgetastet. Der AD-Wandler hat in diesem Betriebsmodus eine Auflösung von 16 Bits und eine Abtastgeschwindigkeit von 1.1 Msps [15].

Simultanes Abtasten der Messsensoren

Um eine Elektromaschine präzise regeln zu können, müssen die Strom/- und Spannungswerte der Phasen des Drehstromsystems gleichzeitig gemessen werden. Am Beispiel der Strommessung bedeutet das, dass die Ausgänge der Stromsensoren der 3 Phasen nicht auf einen AD-Wandler führen sollten, weil ein AD-Wandler zwei Eingänge nicht gleichzeitig abtasten kann.

Die Stromsensoren der drei Phasen des Wolfspeed Cree Evaluationsinverters sind mit zwei verschiedenen AD-Wandlern verbunden. Folge dessen muss einer der beiden AD-Wandler zwei Stromsensoren gleichzeitig abtasten und auslesen und es kommt zu einer Messabweichung in der später gemessenen Phase, die von der zeitlichen Verzögerung zum ersten Messwert abhängt.

Zur Einschätzung des Messfehlers, der durch die zeitliche Differenz entsteht, wird die resultierende Stromabweichung im Worst-Case-Fall kalkuliert.

Die beeinflussenden Faktoren des Messfehlers sind Stromfrequenz, Stromstärke und Zeitdifferenz der Abtastzeitpunkte. Die Zeitdifferenz Δt der Abtastzeitpunkte ist die Zeitspanne zwischen Öffnen des Schalters im „Sample-and-Hold-Glied“ der ersten und der zweiten angelegten analogen Eingangsspannung. Die Zeitdifferenz setzt sich zusammen aus der Abtastdauer des ersten Signals und der darauffolgenden Aufladedauer des Kondensators im „Sample-and-Hold-Glied“.

Die Abtastdauer eines AD-Wandlers beträgt bei dem im Stromsensoren verbundenen „single-ended-mode“ ca. 75 ns.

Die Aufladedauer des Kondensators ist auf 200 ns gewählt. Die Aufladedauer wurde gemessen und stellt einen guten Kompromiss zwischen schnellem und genauem Aufladen des Kondensators dar.

Die Summe der Zeitdifferenzen von Abtastdauer und Aufladedauer beträgt folglich 275 ns.

Die Stromdifferenz eines Sinussignals in Abhängigkeit der Zeitdifferenz ist mit der Formel 6.1 berechenbar.

$$\Delta I = \hat{I} \cdot \sin(\omega \Delta t) \quad (6.1)$$

Im Worst-Case-Fall wird die Zeitdifferenz zum Zeitpunkt 0 referenziert, da zu diesem Zeitpunkt die Stromänderung eines Sinussignals maximal ist. Zusätzlich werden für den Worst-Case-Fall die maximalen Werte für die Stromamplitude auf 500 A und für die Frequenz auf 5000 Hz geschätzt. Oberschwingungen werden einerseits wegen des verhältnismäßig geringen Einflusses auf das Ergebnis und andererseits der Einfachheit halber vernachlässigt.

Beim Einsetzen der Werte in die Formel 6.1 beträgt die maximale Stromdifferenz der Phase zum gewünschten Messzeitpunkt 75 mA. Diese Rechnung kann zur maximal präzisen Regelung der Elektromaschine implementiert werden, aber wird auf Grund des sehr geringen Einflusses bei der Implementierung der Motorregelung auf dem Wolfspeed Inverter berücksichtigt.

6.6.2 PWM-Modul

Der im Inverter verbaute Mikrocontroller besitzt eine integrierte Peripherie zur Erzeugung von PWM-Signalen.

Die PWM-Peripherie besitzt 12 Module. Jedes Modul kann zwei verschiedene PWM-Signale, zur Ansteuerung des unteren und des oberen Leistungstransistors einer Halbbrücke erzeugen.

Die Peripherie kann hinsichtlich Taktperiode, Totzeit und Tastverhältnis parametrisiert werden.

6.6.3 Rotorlagegeber

Um einen Motor anzusteuern muss die aktuelle Position des Rotors ermittelt werden. Die Ermittlung der Rotorlage wird über Messsensoren bestimmt, die als Rotorlagegeber bezeichnet werden. Rotorlagegeber untergliedern sich in Absolutgeber, die die absolute Rotorlage zu jedem Zeitpunkt ermitteln können und in Inkrementalgeber, die die Drehrichtung und Änderung der Rotorlage um ein Inkrement (ein Winkелеlement) des Rotors erfassen und mittels Referenzmarkierung spätestens nach einem Umlauf die genaue Rotorposition ermitteln können [16].

Jede Ausführungsform eines Rotorlagegebers sendet unterschiedliche Signale an den Inverter. Die Berechnung der Rotorlageposition muss auf den verbauten Rotorlagegeber in der Elektromaschine angepasst werden. Da der EME die Elektromaschine, beziehungsweise den Rotorlagegeber nachbildet, kann der Rotorlagegeber in diesem Fall abhängig von denen im EME implementierten Rotorlagegeber frei ausgewählt werden. Als Rotorlagegeber wird in dieser Arbeit ein Inkrementalgeber verwendet, da der Wolfspeed Inverter ein Inkrementalgeberauswertungsmodul besitzt. Prinzipiell kann die Berechnung der Rotorlageposition über den Inkrementalgeber durch andere, im EME verfügbare, Rotorlagegeberemulatoren ersetzt werden.

Inkrementalgeber

Ein Inkrementalgeber hat eine an die Motorwelle gekoppelte Scheibe, bei der sich am Rand abwechselnd durchsichtige und undurchsichtige Inkremente befinden (siehe Abbildung 30).



Abbildung 30: Coderad eines Inkrementalgebers [15]

Ein Lichtsensor erfasst bei Drehung die Helligkeitsdifferenzen der Inkremente und gibt ein sinusähnliches Signal am Ausgang aus, welches zu einem binären Signal weiterverarbeitet wird.

Die Geschwindigkeit des Rotors kann anhand der Frequenz des Signals bestimmt werden. Zur Drehrichtungsbestimmung wird ein zweiter Lichtsensor eingebaut, der dem ersten Lichtsensor um 90° phasenversetzt ist. Abhängig davon welche Lichtspur der anderen vor- oder nachheilt kann die Drehrichtung eindeutig bestimmt werden.

Zur absoluten Positionsbestimmung des Rotors wird das Coderad um eine weitere „Farbspur“ ergänzt, die nur einmal pro Umdrehung einen schmalen weißen Abschnitt besitzt. Ein dritter Sensor wertet diese „Farbspur“ aus und sendet die Codierung über ein drittes Signal an den Inverter, mit der die Position des Rotors eindeutig bestimmt werden kann.

In Abbildung 31 sind die Signale A und B die Ausgänge der Lichtsensoren zur Drehrichtungs- und Geschwindigkeitsermittlung und das Signal I ist der Ausgang des Lichtsensors zur absoluten Positionsbestimmung des Rotors.

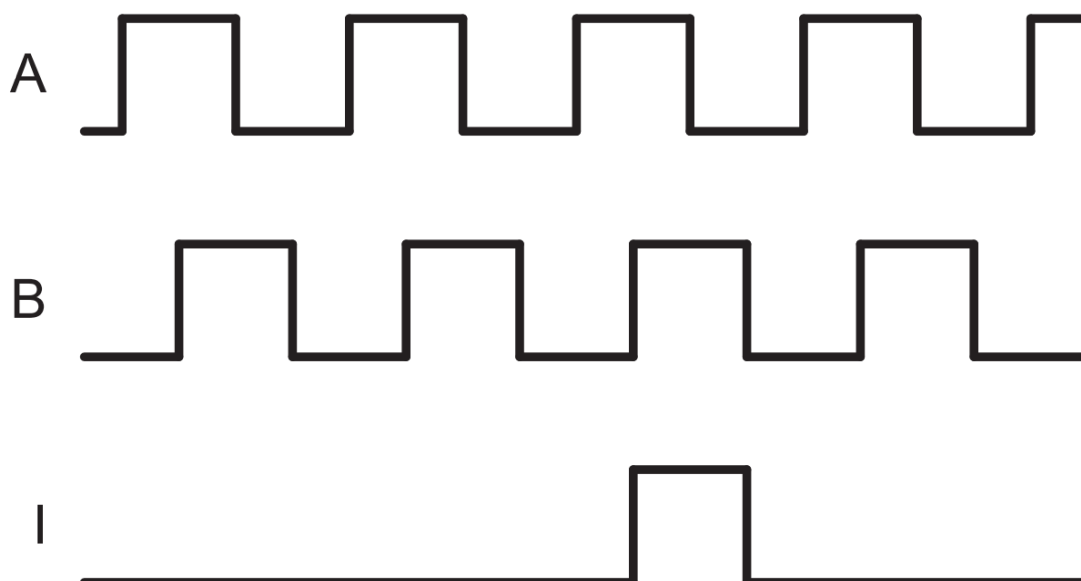


Abbildung 31: Ausgangssignale des Inkrementalgebers [15]

Im EME ist ein parametrierbarer Inkrementalgeberemulator integriert, der eine Auflösung von bis zu 2^{14} Impulsen pro Umdrehung ermöglicht.

6.6.4 CAN-Bus

Die Kommunikation und der Datenaustausch zwischen Benutzer und Mikrocontroller erfolgt über den sogenannten "CAN-Bus". Die Übertragungsgeschwindigkeit des CAN-Busses ist vom Mikrocontroller auf maximal 1 Mbit/s begrenzt. Eine CAN-Nachricht besitzt 108 Bits, wovon 64 Bits nutzbar sind. Aus der 32-Bit Architektur des Mikrocontrollers folgt, dass pro CAN-Nachricht 2 Werte übertragen werden.

Aus diesen Angaben berechnet sich die maximale Übertragungsrate bei maximaler Busauslastung zu ca. 9.000 CAN-Nachrichten, bzw. ca. 18.000 Werte pro Sekunde.

7 Entwicklungsumgebung

In diesem Kapitel sollen die Entwicklungsumgebungen „MATLAB/Simulink“ und „Code Composer Studio“ verglichen und bewertet werden. Die Notwendigkeit eines Vergleichs und einer Bewertung beider Entwicklungsumgebungen basiert zum einen auf der Unwissenheit des notwendigen Gesamtaufwands, bzw. der Eignung der Entwicklungsumgebungen für die Implementation einer Motorregelung und zum anderen auf dem anfänglichen Wissen, dass beide Entwicklungsumgebungen Vorteile aufweisen.

Das anfängliche Wissen über den Vorteil der Entwicklungsumgebung „MATLAB/Simulink“ ist, dass das Team „Model & Controls Design“ der Firma „AVL SET GmbH“ Regelungsmodelle für verschiedene Elektromaschinen in der Entwicklungsumgebung „MATLAB/Simulink“ entwickelt und somit eine Implementation der Regelungsmodelle in die Entwicklungsumgebung „MATLAB/Simulink“ kompatibel wäre.

Das anfängliche Wissen über den Vorteil der Entwicklungsumgebung „Code Composer Studio“ ist, dass der Hersteller Wolfspeed ein C-Code mit Grundfunktionen zur Programmierung des Inverters zur Verfügung stellt und somit die anfängliche Programmierung in der Entwicklungsumgebung „Code Composer Studio“ erleichtert.

Die Bewertung der Eignung der Entwicklungsumgebungen für die Implementation einer Motorregelung basiert entscheidend auf der Realisierbarkeit der Programmierung und Ansteuerung des Inverters und des damit einhergehenden Aufwands.

Die Kompatibilität

- zwischen der jeweiligen Entwicklungsumgebung und des Mikrocontrollers TMS320F28379D,
- der Implementierung der Ansteuerung von Peripherien und Kommunikationsschnittstellen des Inverters,
- sowie der Programmieraufwand mit der entsprechenden Entwicklungsumgebung

wird in diesem Kapitel für beide Entwicklungsumgebungen bewertet und verglichen. Resultierend auf dem Ergebnis dieses Vergleichs basiert die Programmierung des Inverters, bzw. des Mikrocontrollers.

7.1 Matlab/Simulink

Der prinzipielle Unterschied zwischen Matlab und Simulink ist, dass in Matlab Code „geschrieben“ und in Simulink ein Modell mit Simulinkblöcken „gebaut“ wird. Simulinkmodelle sind oftmals nachvollziehbarer, bzw. übersichtlicher und bezüglich Programmieraufwand zeitsparender als C-Code.

Zur Programmierung des Mikrocontrollers wird aus dem Matlab-Code und dem Simulinkmodell ein C-/ oder C++ Code generiert und mit Hilfe der Entwicklungsumgebung „Code Composer Studio“ auf den Mikrocontroller geladen. Zur Codegenerierung muss MATLAB/Simulink durch die Toolboxen „MATLAB Coder, Simulink Coder und Embedded Coder“ erweitert werden.

Die Toolbox „Embedded Coder“ enthält für die Codegenerierung spezielle Hardwareanpassungen für verschiedene Baureihen von Mikrocontrollern. Für den im Inverter verbauten Mikrocontroller TMS320F23879D bietet die Toolbox eine angepasste Codegenerierung, bei der Standardwerte, wie z.B. Anzahl der CPUs, GPIO-Zuweisungen, Prozessorfrequenz, etc. für diesen Mikrocontroller in Simulink implementiert sind. Zusätzlich bietet die Toolbox speziell für den Mikrocontroller angepasste Simulinkbausteine, die für die Ansteuerung der Peripherien und der Kommunikationsschnittstellen des Inverters, beziehungsweise des Mikrocontrollers angepasst sind (siehe Abbildung 32).

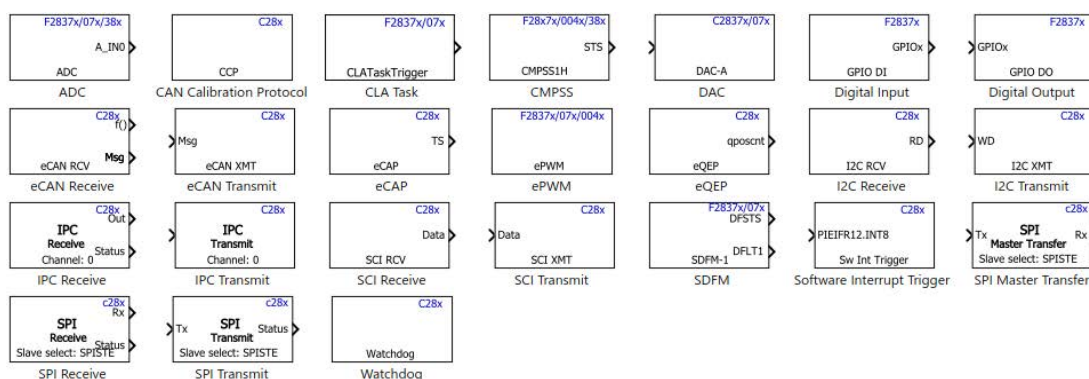


Abbildung 32: Embedded Coder Bibliothek für TMS320F2837xD Mikrocontroller [17]

Matlab/Simulink ermöglicht durch die Ergänzung weitere Toolboxen das Simulieren von elektrischen Komponenten und der Regelalgorithmus kann bereits in Simulink auf Funktionalität validiert und verbessert werden.

7.2 Code Composer Studio

Code Composer Studio ist eine Entwicklungsumgebung vom Hersteller „Texas Instruments“.

Der Inverterhersteller Wolfspeed Cree hat in dieser Entwicklungsumgebung einen kompatiblen Code für den Evaluationsinverter zur Verfügung gestellt. Die implementierten Funktionen des Codes sind, Teile der Peripherien des Mikrocontrollers auszulesen und anzusteuern, sowie CAN-Bus Nachrichten auf dem Mikrocontroller zu senden und zu empfangen.

Im Detail ist die Funktion des Programms, dass der Mikrocontroller die AD-Wandler des Inverters ausliest, die Messwerte von Spannungen, Ströme und Temperaturen erfasst und berechnet, sowie diese auf den CAN-Bus sendet. Andererseits ist als Pendant dazu die Funktion des Programms, dass der Mikrocontroller CAN-Nachrichten empfängt, diese verarbeitet und damit beispielsweise Peripherien ansteuert oder Variablen ändert.

Eine Unterstützung in den Programmierbefehlen bietet eine Bibliothek, die angepasste Befehle zur Ansteuerung von Peripherien von Mikrocontrollern der Baureihe C2000 enthält. Hauptvorteil der Programmierung in C-Code ist die Freiheit in der Gestaltung des Codes.

7.3 Vergleich/Bewertung

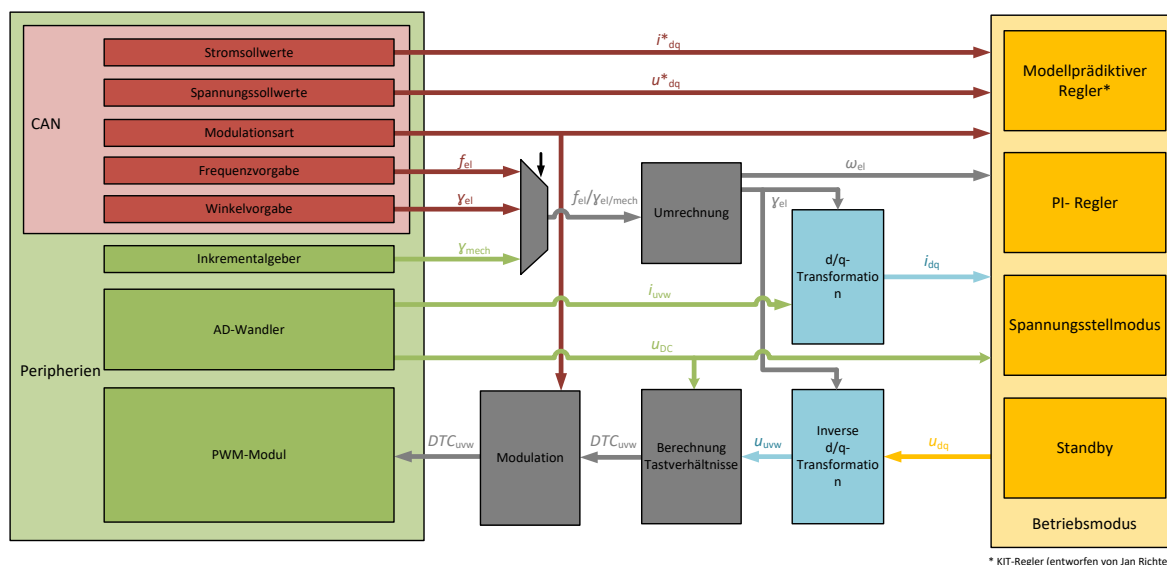
Tabelle 4: Vergleich Entwicklungsumgebungen

MATLAB/Simulink	Code Composer Studio
<ul style="list-style-type: none">- Code/Modell einfacher zu verstehen- Team „Models & Controls Design“ arbeitet mit Codegenerierung aus Matlab/Simulink- Regelalgorithmus kann bereits in Simulink an einer virtuellen Maschine validiert werden- Regelungsmodelle für verschiedene Maschinentypen können implementiert werden- Programmierung ist schneller	<ul style="list-style-type: none">- Freiere Gestaltung und leichteres Debugging des C-Codes- Kostenlos

Basierend auf den überwiegenden Vorteilen der Entwicklungsumgebung „MATLAB/Simulink“ wurde diese als Entwicklungsumgebung ausgewählt.

8 Implementierung

In diesem Kapitel wird auf die Implementierung der Software eingegangen. Abbildung 33 zeigt Teile der implementierten Regelstruktur, die für die Maschinenregelung notwendig und auf dem Mikrocontroller implementiert sind.



* KIT-Regler (entworfen von Jan Richter)

Abbildung 33: Implementierung der Regelstruktur

Über den CAN-Bus können Sollwerte, Modulationsarten, Winkel oder Frequenzen vorgegeben werden. Die Auswahl der Winkel, bzw. Frequenzvorgabe über CAN oder der Winkel erfassung nach dem Inkrementalgeber kann über den CAN-Bus eingestellt werden.

Die erfassten Stromwerte der Stromsensoren werden von den AD-Wandler abgetastet und mittels des Winkels in die d/q-Ebene transformiert.

Die Eingänge des Reglers sind die Soll- und Istwerte, sowie die Kreisfrequenz zur Störgrößenentkopplung.

Der Regler berechnet die Stellgrößen $u_{d/q}$, welche in der inversen d/q-Transformation in die jeweiligen Phasenspannungen rücktransformiert werden.

Die Berechnung der Tastverhältnisse erfolgt durch die Division mit der Zwischenkreisspannung und im letzten Schritt wird das gewählte Modulationsverfahren aufmoduliert. Die Tastverhältnisse werden abschließend vom PWM-Modul in ein PWM-Signal umgesetzt.

Die folgenden Kapitel befassen sich detaillierter mit der Umsetzung der implementierten Software zur Funktionalität der Motorregelung.

8.1 CAN-Bus

Die Implementierung der CAN-Bus-Kommunikation zwischen Mikrocontroller und Benutzer erfolgt über sogenannte „DBC Files“.

In den „DBC-Files“ werden Botschaften mit einem auswählbarem „CAN-Identifizier“ erstellt.

Eine Botschaft besteht aus üblicherweise zwei 32-Bit Werten, in denen der Name, ein Startbit, die Bitlänge, die Byteanordnung und der Wertetyp der Botschaft zugeordnet werden (siehe Abbildung 34).



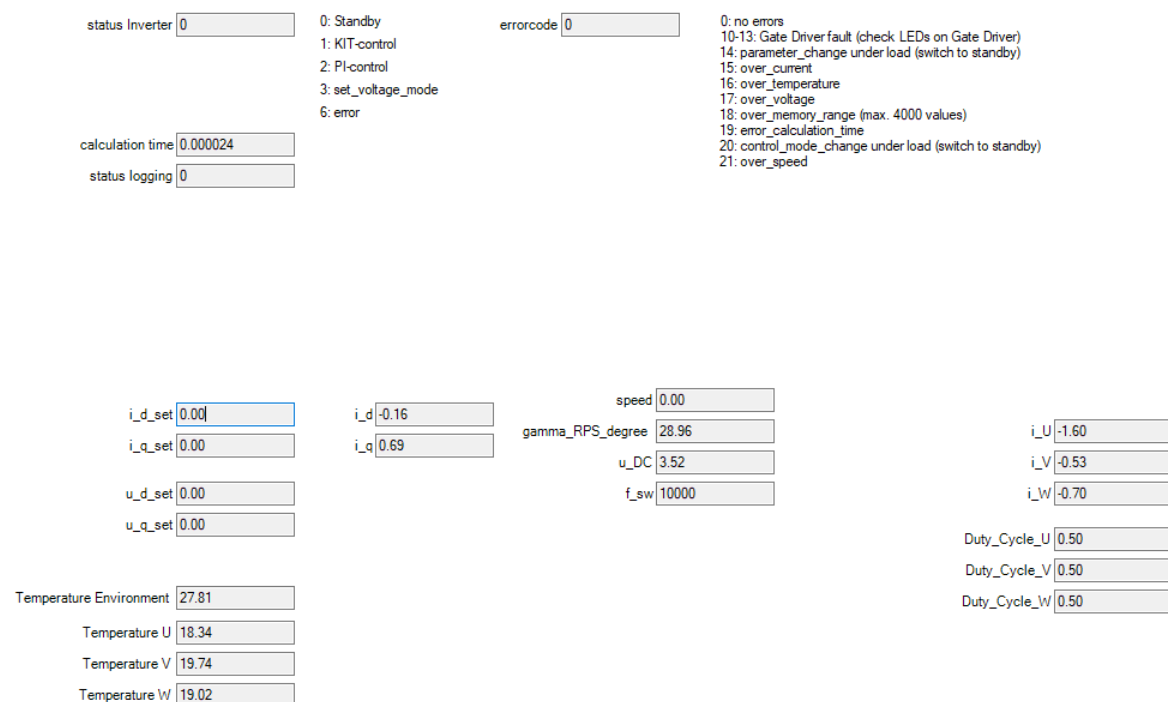
Name	Startbit	Länge [Bit]	Byteanordnung	Wertetyp	Botschaft
 i_d_set_CAN_Tx	0	32	Intel	IEEE Float	i_dq_set_Tx
 i_q_set_CAN_Tx	32	32	Intel	IEEE Float	i_dq_set_Tx

Abbildung 34: Botschaft eines DBC Files [18]

Das erstellte „DBC File“ für den Wolfspeed Cree Inverter kann in das CAN-Interface des Benutzerendgeräts (z.B. Laptop) und gleichzeitig in die Entwicklungsumgebung „Matlab/Simulink“ integriert werden.

Das in dieser Abschlussarbeit benutzte CAN-Interface ist vom Hersteller „Vector“ und heißt „CANalyzer“. Zum Empfangen der Werte werden die CAN-Nachrichten sortiert und übersichtlich dargestellt (siehe Abbildung 35).



The screenshot displays the CANalyzer interface with several data fields:

- status Inverter:** 0
- errorcode:** 0
- calculation time:** 0.000024
- status logging:** 0
- Control Parameters:**
 - i_d_set: 0.00
 - i_q_set: 0.00
 - u_d_set: 0.00
 - u_q_set: 0.00
 - speed: 0.00
 - gamma_RPS_degree: 28.96
 - u_DC: 3.52
 - f_sw: 10000
 - i_U: -1.60
 - i_V: -0.53
 - i_W: -0.70
 - Duty_Cycle_U: 0.50
 - Duty_Cycle_V: 0.50
 - Duty_Cycle_W: 0.50
- Temperature Readings:**
 - Temperature Environment: 27.81
 - Temperature U: 18.34
 - Temperature V: 19.74
 - Temperature W: 19.02

Abbildung 35: CAN-Interface CANalyzer [19]

Es ermöglicht neben dem Empfangen und Versenden der CAN-Nachrichten zusätzlich die Möglichkeit, dass empfangene Nachrichten graphisch dargestellt und abgespeichert werden können.

8.2 Interrupts/ Sample Time/ Taskmanagement

In diesem Kapitel werden Interrupts, Ausführungszeiten und Taskmanagement des Algorithmus dargestellt. Die Anforderung an die Software ist eine harte Echtzeitbedingung, die die geforderte Stellspannung in einem Regeltakt ausrechnen und an das PWM-Modul senden muss.

Regeltaktgeber ist im Regelalgorithmus das „Master-PWM-Modul“. Es sendet nach jeder Dreieckssignalperiode, wenn der Zählerwert gleich 0 ist, ein Interrupt an die AD-Wandler und an den Inkrementalgeber. Zu diesem Interrupt werden die AD-Wandler abgetastet und die Rotorlage erfasst. Der AD-Wandler, der zwei Stromwerte abtastet, sendet nach dem Abtasten des zweiten Stromwertes ein Interrupt, der die Codeausführung auslöst (siehe Abbildung 36).

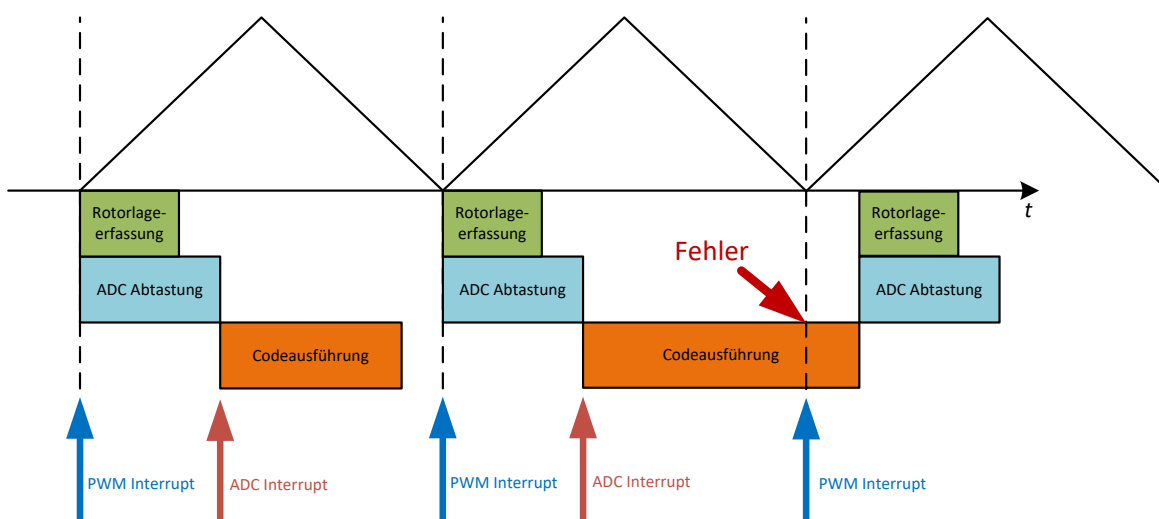


Abbildung 36: Aufbau Taskmanagement und Interrupts

Wird die Echtzeitanforderung nicht erfüllt, wird ein Fehler ausgelöst.

8.3 Messwerteverarbeitung

Das Kapitel „Messwerteverarbeitung“ befasst sich mit der Verarbeitung der Rohdaten in die entsprechenden Einheiten.

Die Messwerteverarbeitung der Ströme und Spannungen erfolgt durch die Umrechnung der 12-Bit Rohwerte in die kalibrierten Messwerte. Sogenannte „Offsets“ und „Gains“ in der Messwerteerfassung können im Modell angepasst werden.

Die Auswahl der Rotorpositions- oder Geschwindigkeitsauswertung kann mittels

- Frequenzvorgabe über CAN
- Winkelvorgabe über CAN
- oder Rotorlage über Inkrementalgeber

erfolgen.

Ist der Rotorwinkel des Inkrementalgebers oder ein Winkel über den CAN-Bus vorgegeben wird dieser mittels zeitdiskreter Ableitung weiter in Frequenz, Motorgeschwindigkeit und Winkelgeschwindigkeit berechnet. Ist die Frequenz über den CAN-Bus vorgegeben wird diese zeitdiskret integriert und der Rotorlagewinkel aus der Frequenz berechnet.

Die Winkelauswertung des Inkrementalgebers besitzt eine endliche Genauigkeit, wodurch geringe Abweichungen in der Geschwindigkeitsauswertung entstehen. Zur präziseren Darstellung der Geschwindigkeit werden die Winkel unabhängig der Taktfrequenz über eine Millisekunde gemittelt.

Der empfangene NTC-Widerstand der Temperatursensoren wird mit vorgegebenen Gleichungen in den entsprechenden Temperaturwert umgerechnet.

8.4 Regeltaktfrequente Messwerteerfassung

Für die Validierung der Regelung ist neben dem Speichern und graphischem Darstellen der Messwerte vor allem eine regeltaktfrequente Messwerteerfassung notwendig.

Eine regeltaktfrequente Messwerteübertragung über den CAN-Bus bei zwei Messwerten und einer Taktfrequenz von 10 kHz überschreitet bereits die maximale Nachrichtenübertragungsrate des CAN-Busses von maximal ca. 9000 CAN-Nachrichten.

Aus diesem Grund werden bei der regeltaktfrequenten Messwerteerfassung die Messwerte zuerst auf dem RAM-Speicher des Mikrocontrollers zwischengespeichert und anschließend über den CAN-Bus gesendet.

Der RAM-Speicher des Mikrocontrollers ist begrenzt, weswegen die Messwerteerfassung nur bei einem „Event“ erfolgt, welches über einen variabel einstellbaren „Trigger“ ausgelöst werden kann. Die Parametrierung des Triggers erfolgt über das CAN-Interface. Dem Trigger kann ein bestimmtes Signal, eine „Triggerschwelle“ und eine „Triggerflanke“ zugeordnet werden. Ein weiterer Auslöser eines „Events“ ist die Detektion eines Fehlers.

Zur Detektion der Messwerte vor einem Triggerevent ist ein Pufferspeicher implementiert, der eine einstellbare Anzahl von Messwerten im Regeltakt aufzeichnet. Wird ein Trigger ausgelöst, werden diese Werte eingefroren und für einen einstellbaren Zeitraum ab dem Triggerevent werden weitere Werte aufgezeichnet.

Nachdem ein Trigger ausgelöst und die Messwerte im Regeltakt erfasst wurden, können die Werte ausgelesen und über den CAN-Bus verschickt werden. Die Zeitachse auf dem CAN-Interface entspricht dabei nicht der Zeitachse der Aufzeichnung und muss angepasst werden.

Sind die Werte ausgelesen, kann die Pufferspeicheraufzeichnung zurückgesetzt und ein neuer Trigger gesetzt werden.

8.5 Betriebsmodi

In diesem Kapitel wird auf die auswählbaren Betriebsmodi Standby, Spannungsstellmodus und Stromregelung mit PI-Regler eingegangen.

Zusätzlich kann ein „modellprädiktive Regler“ ausgewählt werden. Dieser Regler wurde von Jan Richter in der Dissertation „Modellbildung, Parameteridentifikation und Regelung hoch ausgenutzter Synchronmaschinen“ entworfen und ist in dieser Abschlussarbeit nicht weiter beschrieben [20].

8.5.1 Standby

Der Modus „Standby“ wird am Anfang oder im Fehlerfall automatisch ausgewählt.

In diesem Modus ist die Messwerteerfassung, die Fehlerdetektion und die CAN-Kommunikation aktiv und die Gate Treiber inaktiv.

8.5.2 Spannungsstellmodus

Im Spannungsstellmodus können verschiedene $u_{d/q}$ – Spannungen über den CAN-Bus vorgegeben und dadurch ein Drehfeld am Ausgang generiert werden.

8.5.3 PI-Regler

Im PI-Regler können verschiedene $i_{d/q}$ – Sollströme über den CAN-Bus vorgegeben werden, die vom Regler eingeregelt werden sollen.

Die Aufbau des analogen Stromregelkreis wurde bereits in Kapitel 5.5 vorgestellt und es sollen in diesem Kapitel die Verstärkungsfaktoren des P-Anteils K_p , des I-Anteils K_i und des Anti-Wind-Up-Anteils K_{aw} nach dem Betragsoptimum ausgelegt und berechnet werden.

Bei der Regelparameterberechnung wird der „Satz von der Summe der kleinen Zeitkonstanten“ angewandt, der die Schnelligkeit des Reglers verbessert und mathematische Gleichungen vereinfacht [21].

Die Regelparameterauslegung erfolgt anhand der entkoppelten Regelstrecke aus Kapitel 5.5.2 und ist für beide Achsen in Formel 8.1 dargestellt.

$$u_{d/q} = R_s \cdot i_{d/q} + L_{d/q} \cdot \frac{di_{d/q}}{dt} \quad (8.1)$$

Zunächst wird die Regelstrecke in Formel 8.2 in den Bildbereich überführt:

$$u_{d/q} = R_s \cdot i_{d/q} + L_{d/q} \cdot i_{d/q} \cdot s \quad (8.2)$$

Die dominante Zeitkonstante der Regelstrecke ergibt sich zu

$$T_1 = \frac{L_{d/q}}{R_s} \quad (8.3)$$

Nach Umstellen und Einsetzen der dominanten Zeitkonstante resultiert die Übertragungsfunktion der Strecke:

$$G_S(s) = \frac{i_{d/q}}{u_{d/q}} = \frac{1}{R_s \cdot (1 + T_1 \cdot s)} \quad (8.4)$$

Zur Kompensation der Polstelle der Strecke wird ein PI-Regler eingesetzt, dessen Übertragungsfunktion in Formel 8.5 dargestellt ist.

$$G_R(s) = K_p + \left(\frac{K_p}{T_N \cdot s} \right) = \frac{K_p \cdot (1 + T_N \cdot s)}{T_N \cdot s} \quad (8.5)$$

Die Rechentotzeit des Reglers und die Totzeit des Stellgliedes werden als Summen der kleinen Zeitkonstanten zu $T_\sigma = 1.5 \cdot T_A$ approximiert und sind in Formel 8.6 als PT1-Glied zusammengefasst.

$$G_T(s) = \frac{1}{1 + T_\sigma \cdot s} \quad (8.6)$$

Die Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises ergibt sich zum Verzögerungsglied zweiter Ordnung:

$$G_S(s) = G_S(s) \cdot G_R(s) \cdot G_T(s) = \frac{K_p \cdot (1 + T_N \cdot s)}{T_N \cdot s \cdot (1 + T_\sigma \cdot s) \cdot (1 + T_1 \cdot s) \cdot R_s} \quad (8.7)$$

Die Regelverstärkung und der Statorwiderstand werden zu

$$K_S = \frac{K_p}{R_s} \quad (8.8)$$

vereinfacht. Die Optimierungsvorschrift zur Kompensation der dominanten Zeitkonstante T_1 ermöglicht durch Gleichstellen von T_1 mit der Reglernachstellzeit T_N die Kürzung einer Polstelle und die Übertragungsfunktion des geschlossenen Kreises wird zu

$$G(s) = \frac{G_0(s)}{1 + G_0(s)} = \frac{K_S}{K_S + T_N \cdot s \cdot (1 + T_\sigma \cdot s)} \quad (8.9)$$

Der Regler soll ein möglichst schnelles Führungsverhalten mit geringer Regelabweichung aufweisen. Dazu werden die Regelparameter nach dem Betragsoptimum ausgelegt. Die Bedingung ist, dass der Betrag des Frequenzgangs gleich 1 sein soll (siehe Formel 8.10).

$$|F(j\omega)| = 1 \quad (8.10)$$

Die Bildung der Frequenzgangfunktion und des Betrags der Formel 8.9 ist in Formel 8.11 dargestellt.

$$|F(j\omega)| = \frac{K_s}{\sqrt{(K_s - T_\sigma \cdot T_N \cdot \omega^2)^2 + T_N^2 \cdot \omega^2}} = 1 \quad (8.11)$$

Durch Quadrierung der Formel 8.11 und die dadurch entstehende Bildung des Betragsquadrats kann die Wurzel im Nenner aufgehoben werden (siehe Formel 8.12).

$$|F(j\omega)|^2 = \frac{K_s^2}{K_s^2 - 2 \cdot T_\sigma \cdot T_N \cdot \omega^2 \cdot K_s + T_\sigma^2 \cdot T_N^2 \cdot \omega^4 + T_N^2 \cdot \omega^2} = 1 \quad (8.12)$$

Die Formel wird umgestellt zu

$$|F(j\omega)|^2 = \frac{K_s^2}{K_s^2 + (T_N^2 - 2 \cdot T_\sigma \cdot T_N \cdot \omega^2 \cdot K_s) \cdot \omega^2 + T_\sigma^2 \cdot T_N^2 \cdot \omega^4} = 1 \quad (8.13)$$

und es ist zu erkennen, dass die Bedingung aus Formel 8.10 nicht für alle Kreisfrequenzen erfüllt werden kann und die Bedingung zu

$$|F(j\omega)|^2 \stackrel{!}{\approx} 1 \quad (8.14)$$

optimiert wird. Zur angenäherten Lösung der Gleichung aus 8.13 ergibt sich im Nenner folgende Optimierungsgleichung:

$$(T_N^2 - 2 \cdot T_\sigma \cdot T_N \cdot K_s) \cdot \omega^2 = 0 \quad (8.15)$$

Nach Auflösen der Formel nach

$$T_N = 2 \cdot T_\sigma \cdot K_s \quad (8.16)$$

wird die Formel zu

$$K_s = \frac{T_N}{2 \cdot T_\sigma} \quad (8.17)$$

umgestellt. Durch Einsetzen von K_s und T_N können die Regelparameter des Proportionalanteils zu

$$K_{p_{d/q}} = \frac{L_{d/q}}{2 \cdot T_\sigma} \quad (8.18)$$

und die Regelparameter des Integralteils zu

$$K_{i_{d/q}} = \frac{R_s}{2 \cdot T_\sigma} \quad (8.19)$$

berechnet werden [22].

Der Verstärkungsfaktor des Anti-Wind-Up-Anteils berechnet sich mit dem Kehrbruch des Proportionalanteils:

$$K_{aw_{d/q}} = \frac{1}{K_{p_{d/q}}} \quad (8.20)$$

8.6 Spannungsbegrenzung

In den Betriebsmodi Spannungsstellung, Pi-Regler und modellprädiktiver Regler werden die berechneten $u_{d/q}$ – Spannungen in Abhängigkeit des gewählten Modulationsverfahrens und der Zwischenkreisspannung begrenzt.

8.7 Modulationsverfahren

Die Auswahl der Modulationsverfahren erfolgt über den CAN-Bus und entsprechen den in Kapitel 5.6 genannten Modulationsverfahren der Sinus-Dreieck-Modulation, der Supersinus-Modulation und der symmetrischen Flat-Top-Modulation.

8.8 Berechnung der Tastverhältnisse

Aus den berechneten Sollspannungen wird durch die Division mit der Zwischenkreisspannung das Tastverhältnis für die drei Halbbrücken berechnet und an das PWM-Modul weitergeleitet.

8.9 Fehlerabschaltung

In diesem Kapitel wird eine Übersicht der implementierten Fehlerabschaltungen dargestellt.

Fehler, die der Mikrocontroller im Regeltakt auswertet, sind:

- Überstrom
- Überspannung
- Überdrehzahl
- Temperaturüberschreitung
- Ausführungszeit
- Fehlersignal der Gate Treiber

Wird ein Fehler detektiert, werden die Gate Treiber deaktiviert, der Betriebsmodus in den „Standby“ gewechselt und ein Fehlercode wird zum entsprechenden Fehler dem Benutzer angezeigt.

8.9.1 Überstrom

Bei der Überstromabschaltung wird das eingestellte Stromlimit auf den Betrag jedes aktuellen Phasenstroms der drei Phasen verglichen. Das Limit der Abschaltung kann über den CAN-Bus vorgegeben werden und ist auf den maximalen Nominalstrom des Inverters im Modell limitiert.

8.9.2 Überspannung

Die Überspannungsabschaltung löst bei Überschreiten der Zwischenkreisspannung zu der im Modell definierten Maximalspannung von 900 V aus.

8.9.3 Überdrehzahlabschaltung

Die Überdrehzahlabschaltung löst bei Überschreiten der mechanischen Istdrehzahl zu der im Modell definierten Maximaldrehzahl von 20000 Umdrehungen pro Minute aus.

8.9.4 Temperaturabschaltung

Die Temperaturabschaltung löst bei Überschreitung der Temperaturen der drei Halbbrücken oder bei Überschreitung der Umgebungstemperatur im Inverter aus.

8.9.5 Ausführungszeit

Zur Berechnung der Ausführungszeit wurde ein C-Code im Modell implementiert. Ein „CPU Timer“ zählt mit der Taktfrequenz des Prozessors. Der Wert des CPU Timers zum PWM Interrupt wird mit dem Wert des CPU Timers zum Codeende subtrahiert und ausgewertet. Der berechnete Wert wird mit der Invertertaktperiode verglichen und bei zu langer Codeausführung wird ein Fehler ausgelöst (siehe Abbildung 36).

8.9.6 Fehlersignal der Gate Treiber

Die implementierten Hardwareabschaltungen der Gate Treiber sind in Kapitel 6.4 beschrieben. Tritt ein Fehler im Gate Treiber auf, schaltet dieser automatisch ab und sendet ein Fehler an den Mikrocontroller. Dieser wird ausgewertet und es werden die restlichen Halbbrücken deaktiviert und ein entsprechender Fehlercode an den Benutzer gesandt.

8.10 DualCore

Im folgenden Kapitel wird auf die „DualCore-Nutzung“ und die Umsetzung der regeltaktfrequenten Messwerteerfassung auf dem Mikrocontroller eingegangen.

Um die Rechengeschwindigkeit des Reglers zu erhöhen, wurden Tasks, die im Regeltakt ausgeführt werden auf den ersten Prozessor implementiert und Tasks die unabhängig des Regeltaktes ausgeführt werden, auf den zweiten Prozessor ausgelagert.

Regeltaktfrequente Tasks, die im ersten Prozessor implementiert sind, sind Messwerteerfassungen, Messwerteverarbeitungen, d/q-Transformationen, Fehlerdetektionen, Regelalgorithmen, Tastverhältnisberechnung und Modulationsverfahren.

Tasks, die unabhängig vom Regeltakt laufen sind CAN-Kommunikation und Temperaturberechnung.

Die Kommunikation der Prozessoren untereinander erfolgt über die sogenannten „MSG RAMs“. (siehe Abbildung 37).

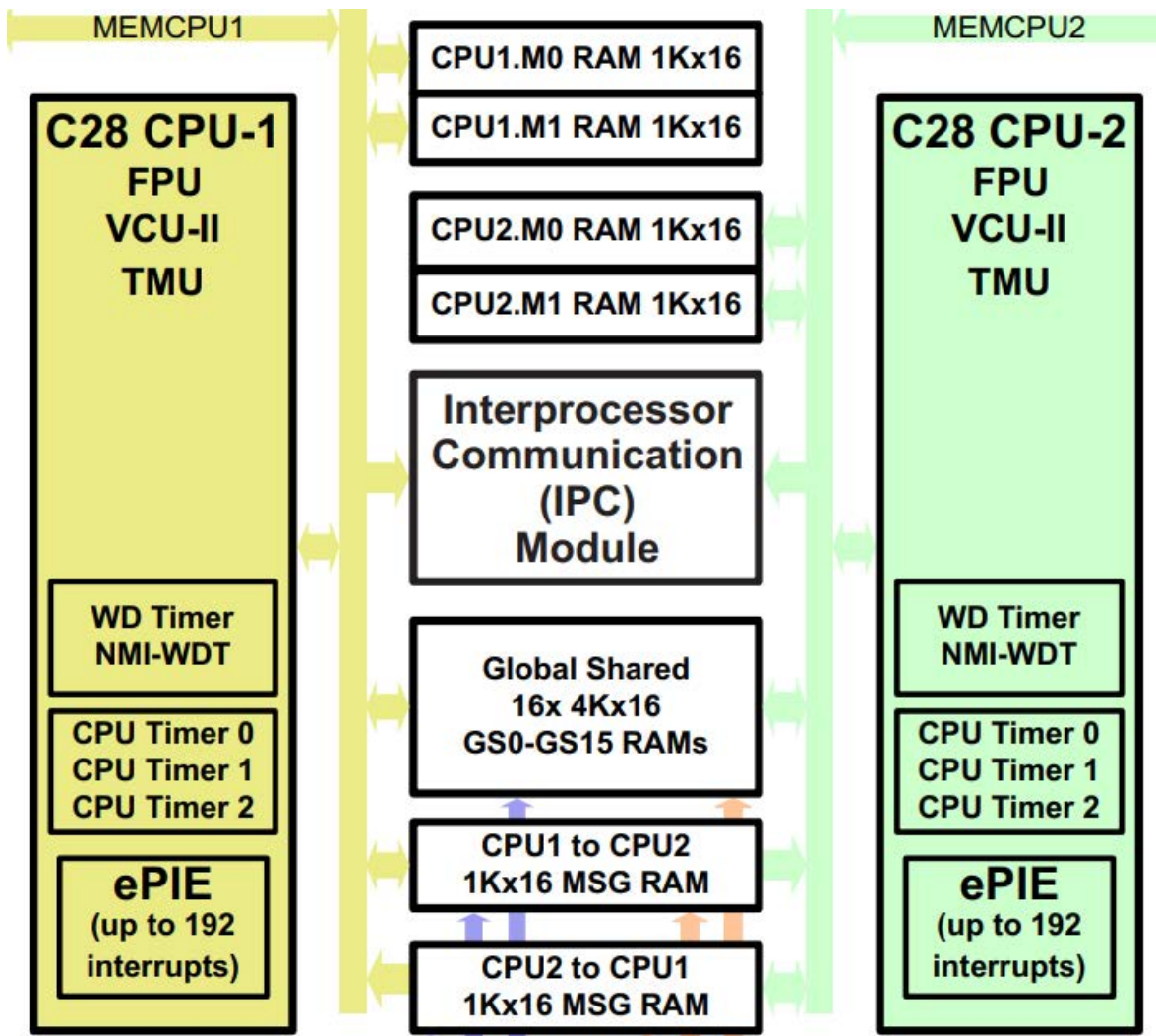


Abbildung 37: Prozessorkommunikation [15]

In der implementierten, regeltaktfrequenten Messwerteerfassung wird auf die sogenannten „Global Shared Rams“ geschrieben. Der erste Prozessor liest bei einem „Trigger“ die Werte im Regeltakt ein. Das Auslesen der gespeicherten Messwerte und Versenden der Werte über den CAN-Bus erfolgt über den zweiten Prozessor.

9 Validierung

Im Kapitel „Validierung“ soll die Motorregelung einer PMSM in der Entwicklungsumgebung „Simulink“ und dann am „P-HIL Prüfstand“ dem sogenannten Elektromotoremulator (EME) getestet und validiert werden.

Im ersten Kapitel „Aufbau“ wird zuerst der Aufbau der Validierungsumgebung von Simulink und vom P-HIL Prüfstand beschrieben

Danach soll das Verhalten der geregelten Ströme bei verschiedenen Betriebszuständen, Limits und Dynamiken validiert werden.

9.1 Aufbau

9.1.1 Simulink

Simulink ermöglicht neben der C-Code Generierung zusätzlich den Vorteil, dass Hardwarekomponenten wie Batterie, Inverter und Elektromotor als Simulationsmodelle vorliegen. Somit kann die Programmierung des Inverters ohne reale Ströme und Spannungen in Simulink hinsichtlich Messwerteverarbeitung, Fehlerabschaltung, Regelalgorithmus und PWM-Signal Generierung getestet werden. Dies bietet den Vorteil, dass Fehler entdeckt werden können ohne reale Komponenten zu beschädigen.

Das Modell untergliedert sich in das Modell der Regelung und in das physikalische Modell.

Das Modell der Regelung wird hinsichtlich Messwerteerfassung, CAN-Kommunikation und PWM-Signal Generierung angepasst.

Das physikalische Modell besteht aus einer Batterie, eine Drehstrombrückenschaltung, sowie einer permanentmagneterregten Synchronmaschine (PMSM).

Der Aufbau der physikalischen Komponenten und der Regelung ist in Abbildung 38 dargestellt.

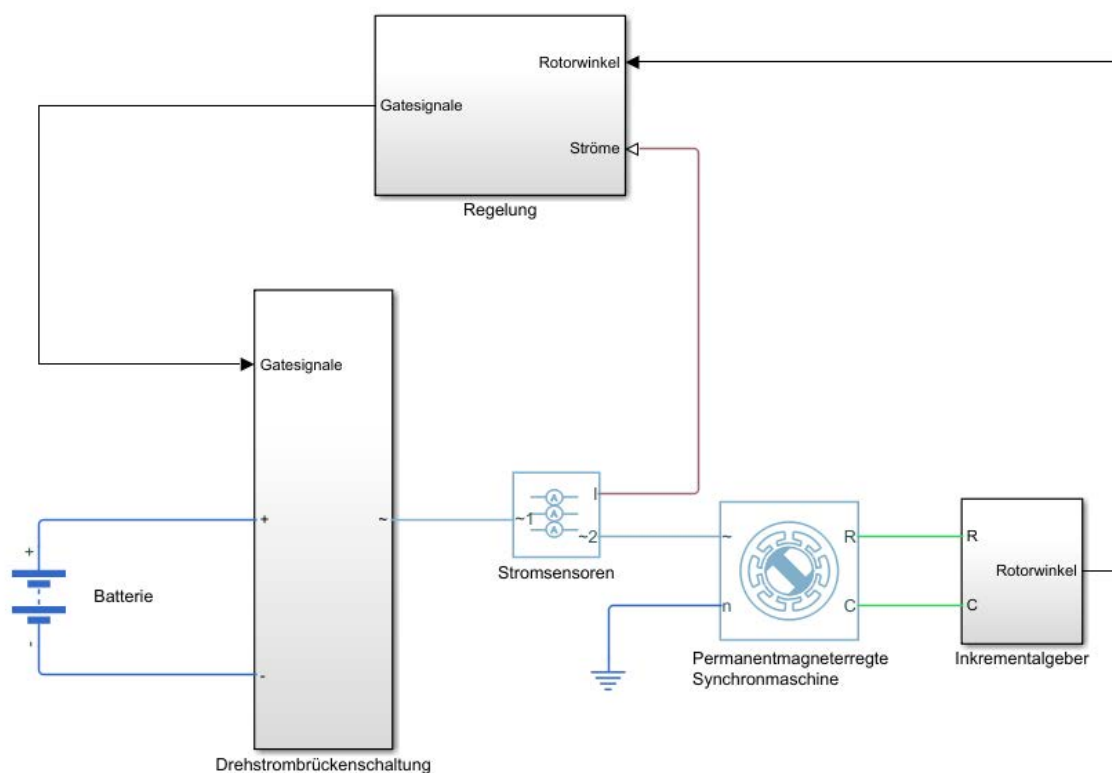


Abbildung 38: Validierung der Regelung in Simulink [17]

9.1.2 P-HIL Prüfstand (EME)

Abbildung 39 zeigt den Inverter am P-HIL Prüfstand. Der Inverter ist DC-seitig (blaues und rotes Ende), sowie AC-seitig (schwarze Kabel) angeschlossen. Die blauen Leitungen sind die Wasserleitungen zur Kühlung der SiC-MOSFETs.



Abbildung 39: Wolfspeed Cree Inverter im P-HIL Prüfstand (EME)

9.2 Stromsollwertsprung

Im ersten Validierungsschritt soll ein Stromsollwertsprung in der d-/ und q-Achse vorgegeben werden. Die Maschinenparameter und Betriebszustände für den Stromsollwertsprung werden so gewählt, dass die geforderte Spannung des Reglers nicht in die Spannungsbegrenzung läuft.

Die gewählten Parameter der permanentmagneterregten Synchronmaschine sind in Tabelle 4 aufgelistet.

Tabelle 5: Maschinenparameter der PMSM

PMSM	Bezeichnung	Wert
Polpaarzahl	p	3
Statorwiderstand	R_s	30 m Ω
Induktivität der d-Achse	L_d	200 μH
Induktivität der q-Achse	L_q	200 μH
Permanentmagnetflussverkettung	ψ_{PM}	0,03 Vs

Der Betriebspunkt beim Stromsollwertsprung ist in Tabelle 6 dargestellt.

Tabelle 6: Betriebspunkt Stromsollwertsprung

Betriebspunkt	Bezeichnung	Wert
Drehzahl	n	2000 $\frac{1}{min}$
Zwischenkreisspannung	u_{DC}	400 V _{DC}
Taktfrequenz	f_{sw}	10 kHz

Weitere Definitionen der Parameter des Modells sind in Tabelle 7 aufgelistet.

Tabelle 7: Modellparameter Stromsollwertsprung

Modellparameter	Bezeichnung	Wert
Modulationsverfahren	Sinus-Dreieck	
Reglerauswahl	Stromregelung mit PI-Regler	

Zum Zeitpunkt 0,2 ms wird ein Sollwertsprung im q-Strom von 0 auf 100 A und zum Zeitpunkt 0,5 ms ein Sollwertsprung im d-Strom von 0 auf -100 A vorgegeben. Die Stromsollwerte i^* , die Stromistwerte i und die gestellten Spannungen u der d/q-Achsen sind in Abbildung 40 dargestellt.

Die gemessenen Ströme aus Simulink und EME werden im Regeltakt abgetastet und sind in der Graphik beschriftet und farblich zum Strommesswert zugeordnet.

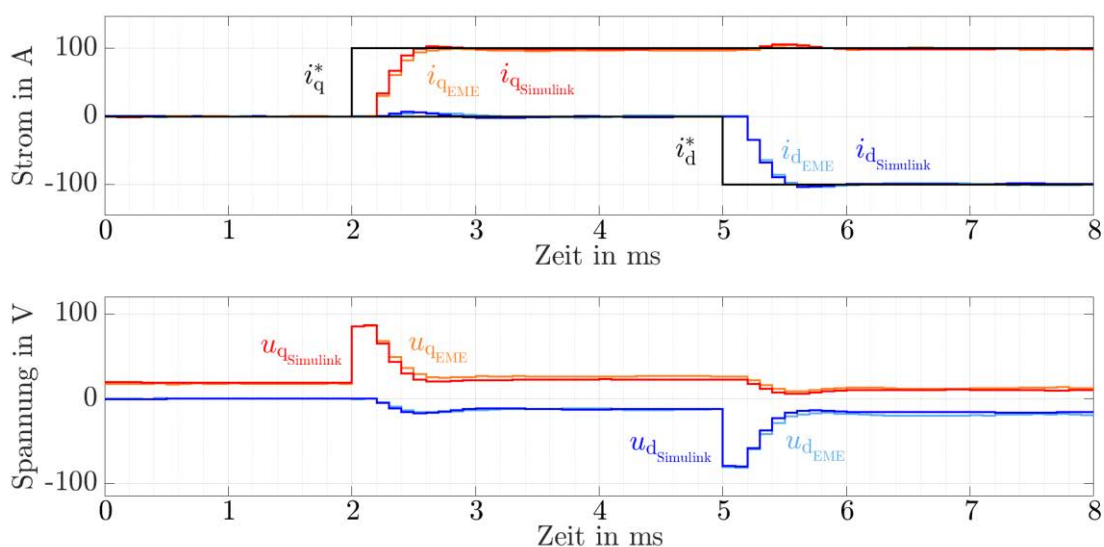


Abbildung 40: Vergleich der Stromsollwertsprünge

Die Antwort des Systems entspricht der erwarteten Dynamik eines PI-Reglers mit Parameterauslegung nach dem Betragsoptimum. Die Antwort des Stroms in Simulink stellt die ideale Stromantwort des Systems dar. Ein minimaler Unterschied von der Stromantwort aus Simulink zum EME lässt sich anhand parasitärer Effekte, Abweichungen in der Strommesswerterfassungen und der Abweichungen in der Emulation einer virtuellen Maschine begründen.

Die gemessenen Ströme aus Abbildung 40 für den EME wurden von den Stromsensoren des Inverters gemessen und über den CAN-Bus verschickt. Der EME besitzt zusätzlich eigene Strom/- und Spannungssensoren, die im sogenannten „TCP-Client“ zu sehen sind. Ein Vergleich der Spannungen und Ströme zwischen CAN-Bus und TCP-Client ist in Abbildung 41 dargestellt. Die Zeitachse der Spannungen wurde der Übersichtlichkeit Halber auf $400 \mu\text{s}$, entsprechend 4 Regeltakten, angepasst.

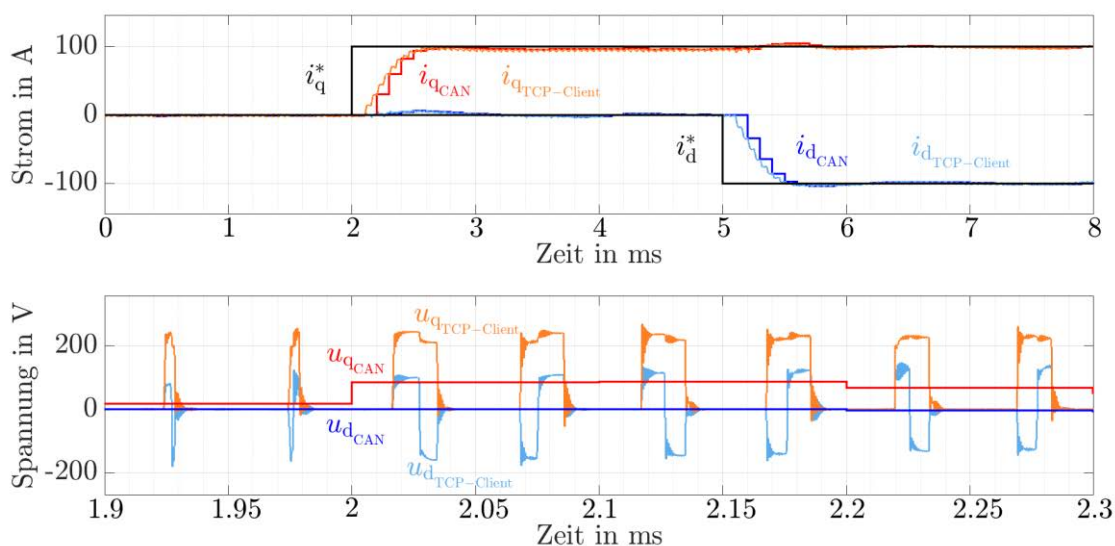


Abbildung 41: Vergleich der Messdaten des Inverters über CAN und des TCP-Clients

Die Ströme, die im TCP-Client dargestellt und von den Stromsensoren des EMEs gemessen wurden, werden mit der Taktfrequenz des EMEs von 800 kHz abgetastet.

Die gemessenen Ströme zum Abtastzeitpunkt des Inverters liegen nahezu identisch aufeinander. Dies liegt vor allem an der davor durchgeführten Kalibrierung der AD-Wandler.

Die gemessenen und angezeigten Spannungen auf dem TCP-Client stellen ein pulsartiges Muster dar, welches auf Grund der pulsweitenmodulierten Ansteuerung der SiC-MOSFETs entsteht. Die schnelle Validierung des Musters der Spannungsimpulse lässt sich daran erkennen, dass in einem Regeltakt zwei Spannungsimpulse mit nahezu symmetrischen Mustern auftreten. Dies lässt sich anhand der Generierung des pulsweitenmodulierten Signals erklären, bei der als Vergleichssignal ein Dreieckssignal eingesetzt wurde (siehe Abbildung 7).

Des Weiteren ist zu erkennen, dass die Fläche des Spannungsimpulses innerhalb einer Taktperiode gleich der Fläche der gestellten Spannung des Inverters ist. Bei genauerem Hinschauen ist die q-Spannung des TCP-Clients flächenmäßig gleich der geforderten q-Spannung des Reglers (CAN). Dasselbe gilt für die d-Achse, die bei diesem Zeitausschnitt flächenmäßig im Mittel nahe 0 ist.

Zur genaueren Validierung werden die gestellten Spannungen des Reglers und die gestellten Spannungen der Entkopplung aus Simulink dargestellt. Abbildung 42 zeigt im oberen Teil der Abbildung die gestellten Spannungen der Entkopplung und es ist zu erkennen, dass bei einer Stromänderung einer Achse die Stellspannung der jeweils anderen Achse angepasst und dadurch eine entkoppelte Regelung der d/q-Ströme ermöglicht wird. Im unteren Teil der Abbildung sind die gestellten Spannungen des Reglers dargestellt und es ist zu erkennen, dass der PI-Regler nahezu nur die eigene Achse ausregeln muss und bei einem Stromsollwertsprung der anderen Achse nur minimal beeinflusst wird.

Dies liegt an der Entkopplung auf den Stromwert, der zum Zeitpunkt der Berechnung auf Grund von Rechenzeiten nicht mehr mit dem realen Stromwert übereinstimmt. Diese Abweichung wird folge dessen vom Regler erfasst und ausgeregelt.

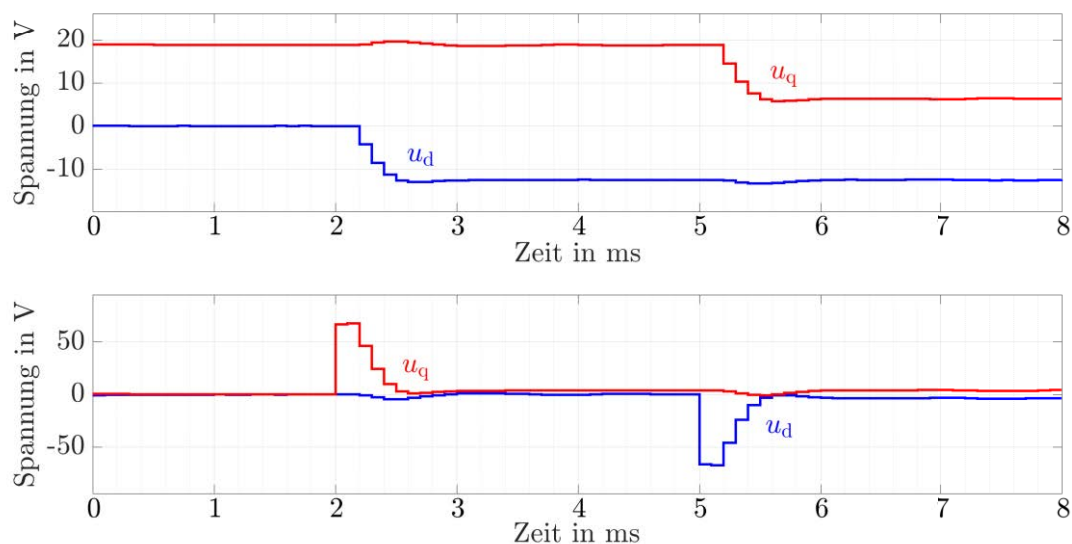


Abbildung 42: Stellspannungen des Reglers und der Entkopplung aus Simulink

9.3 Spannungsbegrenzung

Im nächsten Schritt soll das Verhalten des Reglers in der Spannungsbegrenzung validiert werden. Dabei wird die Zwischenkreisspannung von 400 V auf 60 V reduziert. Die restlichen Maschinenparameter, Betriebszustände und Modellparameter bleiben identisch wie beim Stromsollwertsprung.

In Abbildung 43 sind die gleichen Stromsollwertsprünge zu den gleichen Zeitpunkten wie im vorgegangenen Kapitel gewählt. Die Abbildung stellt die Stromsoll/ und -istwerte mit den geforderten und limitierten Spannungen des Reglers dar. Zur anschaulichen Darstellung sind nur die Messergebnisse aus Simulink gezeigt.

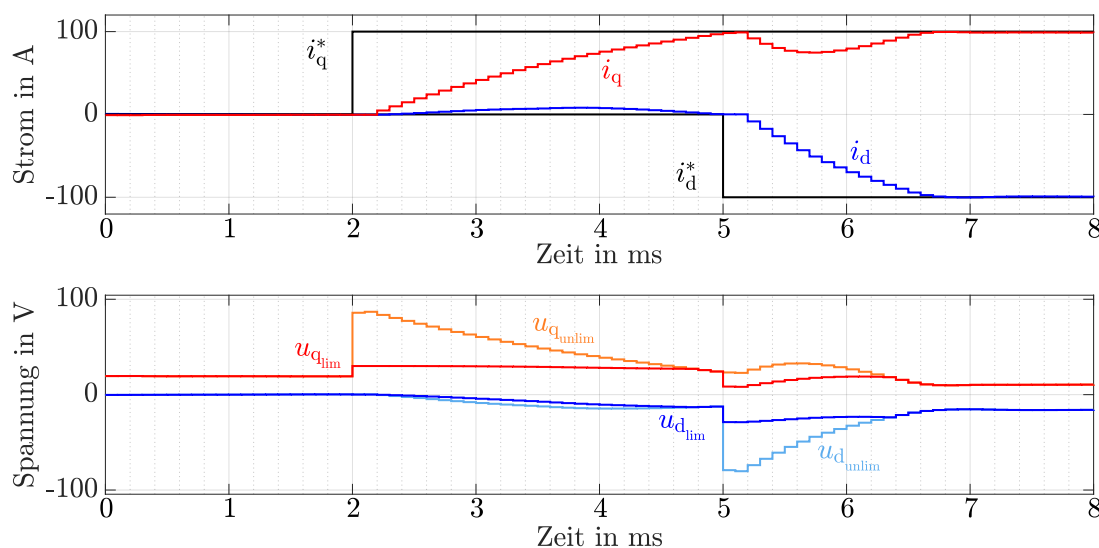


Abbildung 43: Stromsollwertsprung aus Simulink mit geforderten und limitierten Spannungen

Zum Stromsollwertsprung liegt die geforderte Spannung deutlich über der verfügbaren Spannung des Zwischenkreises. Dies führt dazu, dass der Strom der beiden Achsen deutlich länger braucht, um einzuregulieren. In der Spannungsbegrenzung ist die Priorität der beiden Achsen gleichgestellt. Eine Veränderung der Achsenpriorität kann im Modell ausgewählt werden.

Ein Vergleich des Stromsollwertsprungs mit Spannungsbegrenzung von EME zu Simulink ist in Abbildung 44 dargestellt.

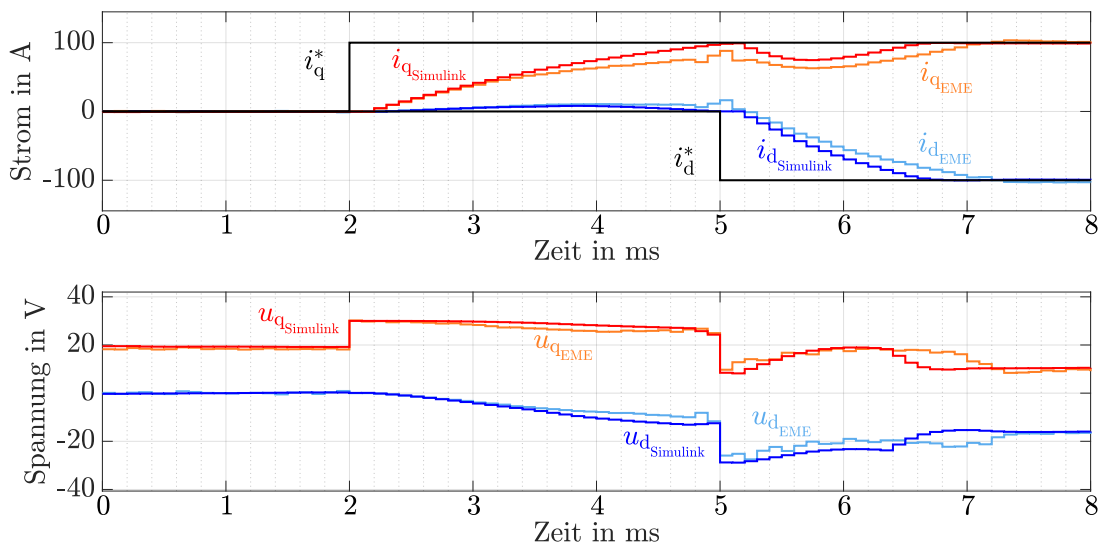


Abbildung 44: Vergleich der Stromsollwertsprünge mit Spannungsbegrenzung

Zu erkennen ist, dass der Strom ist EME deutlich länger braucht, um einzuregeln. Dies liegt an der verfügbaren Zwischenkreisspannung am Inverter, die bei Stromfluss auf Grund von Spannungsabfällen über den Leitungen zusammenbricht (siehe Abbildung 45).

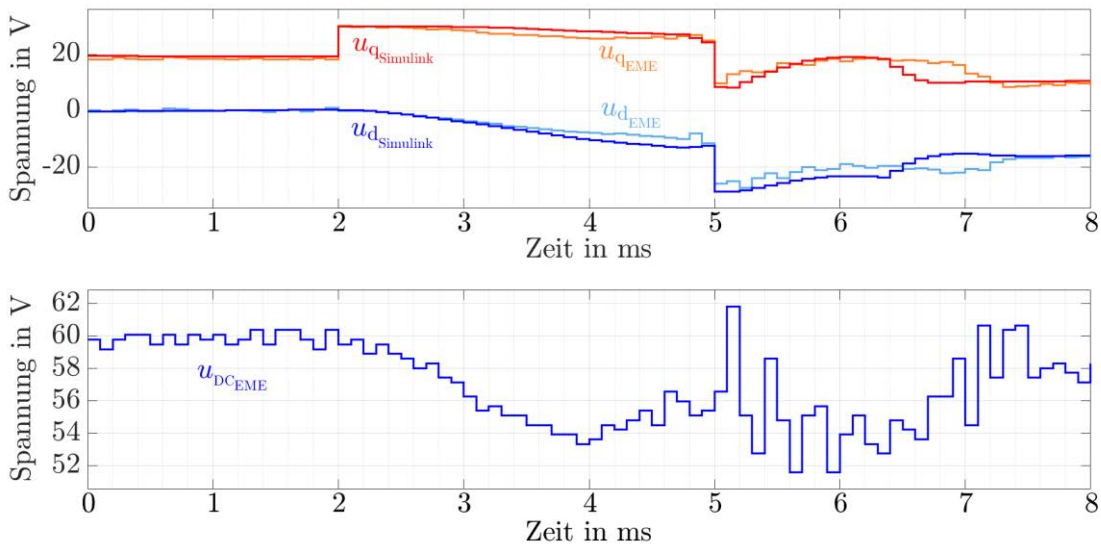


Abbildung 45: Limitierung der $u_{d/q}$ -Spannungen bei einbrechender Zwischenkreisspannung am EME

Bei einer realen Batterie würde dieser Spannungsabfall der Zwischenkreisspannung am Inverter weiterhin vorliegen. Da beim P-HIL Prüfstand die Batterie nur nachemuliert wird, wird die vorgegebene Zwischenkreisspannung nach einer kurzen Verzögerung vom Batterieemulator wieder hergestellt.

9.4 Leistungssprung

Das Kapitel „Leistungssprung“ befasst sich mit der Validierung eines Leistungssprunges, um die Dynamik bei hohen Stromsollwertsprüngen und Leistungssprüngen am Inverter und an der virtuellen, nachemulierten PMSM zu testen.

Zur Auslegung der Maschinenparameter wurde ein Softwaretool zur Maschinenauslegung der AVL SET GmbH eingesetzt.

Die angepassten Maschinenparameter zur Steigerung der Leistung der PMSM sind in Tabelle 8 dargestellt.

Tabelle 8: Maschinenparameter der PMSM für höhere Leistung

PMSM	Bezeichnung	Wert
Polpaarzahl	p	3
Statorwiderstand	R_s	40 m Ω
Induktivität der d-Achse	L_d	1122 μH
Induktivität der q-Achse	L_q	1485 μH
Permanentmagnetflussverkettung	ψ_{PM}	0,6 Vs

Die Zwischenkreisspannung ist auf 750 V angepasst und zum Erreichen einer höheren Phasenspannung ist das Modulationsverfahren der „Supersinusmodulation“ gewählt.

Der Strom der d-Achse ist konstant mit -70 A vorgegeben und zum Zeitpunkt 3 ms wird ein Stromsollwertsprung in der q-Achse von 250 A auf -250 A gefordert.

Die Ergebnisse der Messungen aus Simulink und vom EME sind in Abbildung 46 dargestellt.

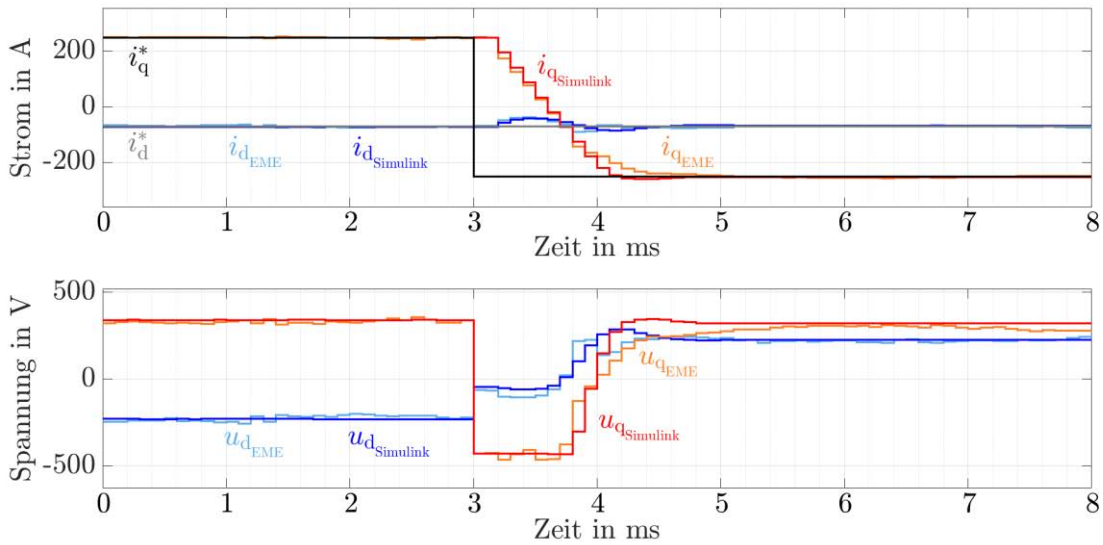


Abbildung 46: Vergleich Leistungssprung

Die geforderten Stellspannungen laufen am EME und in Simulink in die Spannungsbegrenzung, weswegen die Dynamik des Reglers limitiert ist. Das Einregeln des q-Stroms und die damit einhergehende Leistungsumdrehung von 150 auf -150 kW erfolgt trotz dessen in nahezu einer Millisekunde.

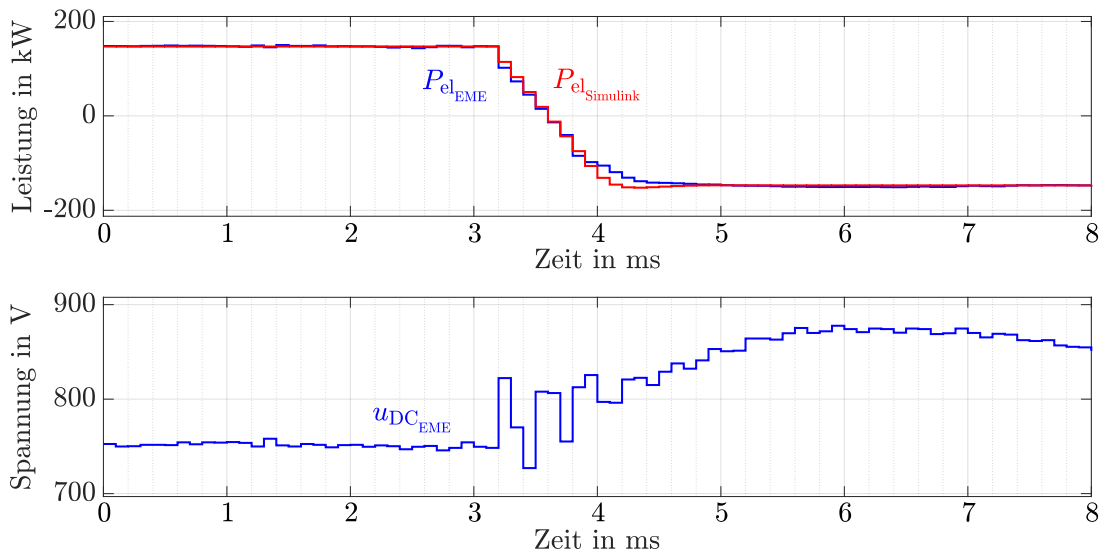


Abbildung 47: Vergleich der elektrischen Leistung mit Zwischenkreisspannung des EMEs

Die Reversion des Leistungsflusses führt auf der DC-Seite zu einer Änderung des Stromflusses von 200 auf -200 A und zu einer Zwischenkreisspannungserhöhung am Inverter von ca. 130 V. Auf Grund der maximalen vorgegebenen Zwischenkreisspannung von 900 V am Inverter wurde eine Zwischenkreisspannung von 750 V gewählt. Die Zeit, bis der EME die vorgegebene Zwischenkreisspannung wiederhergestellt hat, beläuft sich auf ca. 10 ms.

Die Änderung des Leistungsflusses vom motorischen in den generatorischen Betrieb der Elektromaschine und der damit einhergehenden Änderung des Drehmoments der Elektromaschine von ca. 700 auf - 700 Nm in nahezu einer Millisekunde ist an realen Elektromaschinen auf Grund der Massenträgheit so nicht realisierbar.

Die Massenträgheit einer Elektromaschine kann am EME ebenfalls nachemuliert werden.

10 Zusammenfassung und Ausblick

10.1 Zusammenfassung

Das Ziel der Arbeit der „Implementierung einer Motorregelung auf dem Wolfspeed Cree Evaluationsinverter“ liefert in Simulink und am EME gute Ergebnisse. Die Dynamik und Genauigkeit des Reglers entsprechen dem erwarteten Verhalten.

Für die Evaluationszwecke der Firma „AVL SET GmbH“ können verschiedene Betriebsmodi zur Spannungsstellung oder Stromregelung mit unterschiedlichen Frequenz- oder Winkelvorgaben frei gewählt werden.

Die Regelung kann für beliebig dimensionierte PMSM mit linearen oder nichtlinearen Eigenschaften parametrisiert werden.

Die Taktfrequenz des Inverters kann variabel vorgegeben und auch unter aktiver Last auf Grund automatischer Anpassung der Regelparameter verändert werden.

Bei der Validierung des Inverters am EME wurde eine Leistung von 190 kW erreicht. Eine Erhöhung der Leistung war auf Grund einer Überstromabschaltung des Gate Treiber der Phase V ab 300 A_{peak} nicht möglich. Die Hardwareabschaltung des Gate Treibers sollte erst ab ca. 1000 A_{peak} erfolgen und das Problem ist zum Zeitpunkt dieser Abschlussarbeit noch offen.

Der C-Code für den Mikrocontroller konnte nahezu für die gesamte Software aus der Entwicklungsumgebung „Matlab/Simulink“ generiert werden. Die Berechnung der Codeausführung über den CPU Timer musste jedoch als C-Code im Modell ergänzt werden.

Zusätzlich zu der Berechnung der Codeausführung bietet „Matlab/Simulink“ für die C2000 Mikrocontroller „Processor-in-the-Loop“ Validierungen an, die ebenfalls die Möglichkeit einer Berechnung der Codeausführung bieten. Beim Vergleich der Ausführungszeiten ergaben sich zwei stark voneinander abweichende Ausführungszeiten. Nach einer genaueren Analyse konnte festgestellt werden, dass in der Simulinkfunktion „Processor-in-the-Loop“ zur Rechenzeitauswertung zusätzliche Codezeilen hinzugefügt wurden, die die Rechenzeiten des Algorithmus enorm verlängerten. Resultat daraus war, dass die „Processor-in-the-Loop“ Validierung zur detaillierteren Rechenzeitauswertung eingesetzt werden kann, aber danach zwingend wieder deaktiviert werden muss, damit die eingefügten Codezeilen wieder entfernt werden.

Die Ausführungszeit des Codes bei aktiver Motorregelung beläuft sich aktuell auf ca. 30 µs und ermöglicht eine Taktfrequenz des Inverters von bis zu ca. 30 kHz. Zur Realisierung der Taktfrequenz von bis zu 80 kHz wurde ein Modell erstellt, welches nur zu jeder dritten Regelperiode die Stellspannungen berechnet und dadurch eine Taktung von bis zu 80 kHz ermöglicht wurde.

10.2 Ausblick

Das Modell kann bezüglich Ausführungszeit des Codes verbessert werden, um eine regel-taktfrequente Berechnung der Stellspannungen bei 80 kHz zu ermöglichen. Zum Beispiel kann bei den beiden Strommessungen, die auf einen AD-Wandler laufen, ein Strom aus den beiden anderen Strömen berechnet und die Gesamtdauer der AD-Wandlerabtastung dadurch verkürzt werden.

Weiterhin gibt es im Mikrocontroller eine „Control-Law-Accelerator-Peripherie“, die wie die CPU Algorithmen berechnen kann. Codeabschnitte könnten von der CPU an die Peripherie ausgelagert und dadurch die Codeausführung verbessert werden.

Zusätzlich können auf Grund der Auswahl der Entwicklungsumgebung weitere Regelungsmodelle für verschiedene Maschinentypen wie beispielsweise das Strom-/ Spannungsmodell einer Asynchronmaschine implementiert werden.

Ein weiterer Ausblick stellt die Steuerung des Inverters über das Automatisierungssystem „PUMA“ dar. Die Kommunikation im Automatisierungssystem „PUMA“ basiert wie im Inverter auf „DBC Files“ und eine Implementierung der Invertersteuerung in das Automatisierungssystem ist dadurch erleichtert.

Abschließend entstand die Idee, die in dieser Arbeit implementierte Software für Kunden zur Verfügung zu stellen, sodass Kunden, die neu auf dem Gebiet der Leistungselektronik sind, einen leichteren Einstieg in diese Thematik haben. Mit der Kombination aus Kauf des Wolfspeed Cree Inverters und Verwendung dieser Software können Kunden bereits ohne tieferes Vorwissen eine Elektromaschine regeln.

11 Formelzeichen und Abkürzungen

Formelzeichen	Einheit	Bedeutung
α	-	α -Achse
β	-	β -Achse
B	T	Magnetische Flussdichte
C	F	Kapazität
d	-	d-Achse
$e(t)$	-	Regelabweichung
f_{el}	Hz	Elektrische Frequenz
H	$\frac{A}{m}$	Magnetische Feldstärke
i	A	Stromistwert
i^*	A	Stromsollwert
K_{aw}	-	Verstärkungsfaktor AW-Anteil
K_p	-	Verstärkungsfaktor P-Anteil
K_i	-	Verstärkungsfaktor I-Anteil
L	H	Induktivität
n	$\frac{1}{\text{min}}$	Drehzahl
p	-	Polpaarzahl
P	W	Leistung
q	-	q-Achse
R_s	Ω	Statorwiderstand

Formelzeichen	Einheit	Bedeutung
τ	s	Impulsdauer
T	s	Periodendauer
T_A	s	Abtastperiode
T_1	s	Dominante Zeitkonstante
T_t	s	Verriegelungszeit
T_σ	s	Summe der kleinen Zeitkonstanten
u	V	Spannungswert
u^*	V	Spannungswert
$u(t)$	V	Stellspannung
u_{zk}	V	Zwischenkreisspannung
ω_R	$\frac{\text{rad}}{\text{s}}$	Rotorkreisfrequenz
ϕ_{PM}	Vs	Permanentmagnetfluss
ψ	Vs	Magnetische Flussverkeftung
ψ_{PM}	Vs	Permanentmagnetflussverkeftung
γ	°	Rotorwinkel

Abkürzung	Bedeutung
ADC	Analog-Digital-Wandler
CAN	Controller Area Network
CPU	Prozessor
D	Drain
DTC	Tastverhältnis
EME	Elektromotoremulator
G	Gate
GPIO	General-purpose input/output
HS	High side
IGBT	Bipolartransistoren mit isolierter Gate Elektrode
Im	Imaginärteil
LS	Low side
MOSFET	Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor
Msp/s	Mega-samples-per-second
N	Nullpunkt
NTC	Negative Temperature Coefficient Thermistor
PMSM	Permanentmagneterregte Synchronmaschine
PWM	Pulsweitenmodulation
P-HIL	Power Hardware-in-the-loop
QEI	Quadrature Encoder Interface (Inkrementalgeber)
RAM	Random-Access Memory
Re	Realteil
S	Source
SiC	Siliciumcarbid

12 Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1: AVL SET GmbH – Gebäudeansicht [4].....	7
Abbildung 2: Inverterprüfsystem Aufbau [5]	8
Abbildung 3: Elektrischer Verschaltungsplan des Inverterprüfsystems [4].....	8
Abbildung 4: Aufbau eines Inverters	10
Abbildung 5: Drehstrombrückenschaltung.....	11
Abbildung 6: Tastverhältnis und Dreieckssignal	12
Abbildung 7: Bestimmung der Tastverhältnisse und dreiphasige PWM-Generierung [6]..	13
Abbildung 8: Totzeit im PWM-Signal bei jeder steigenden Flanke [7].....	14
Abbildung 9: Spannungs- und Stromträgheit [8].....	14
Abbildung 10: Magnetische Flusserzeugung einer Drehfeldmaschine [9].....	15
Abbildung 11: Raumzeiger eines Dreiphasensystem in der komplexen Ebene	16
Abbildung 12: Clarke-Transformation.....	17
Abbildung 13: Park-Transformation.....	18
Abbildung 14: Aufbau PI-Regler.....	19
Abbildung 15: Entkopplung	21
Abbildung 16: Drehstrombrückenschaltung mit dreiphasiger Last [10]	23
Abbildung 17: Sollspannungsverläufe bei der Sinus-Dreieck-Modulation [10]	24
Abbildung 18: Sollspannungsverläufe bei der Supersinus-Modulation [10]	25
Abbildung 19: Sollspannungsverläufe bei der Flat-Top-Modulation [10].....	25
Abbildung 20: Aufbau des Wolfspeed Cree Evaluationsinverters	27
Abbildung 21: Aufbau & Verknüpfungen der Komponenten des Wolfspeed Cree Evaluationsinverters	28
Abbildung 22: Drehstrombrückenschaltung Wolfspeed Cree XM3 SiC-MOSFETs [12]....	29
Abbildung 23: Kühlung der SiC-MOSFETs [12].....	29
Abbildung 24: Gate Treiber [13]	30
Abbildung 25: Überstromschutz [11]	31
Abbildung 26: Fehlerschutz gegen gleichzeitiges Öffnen zweier Leistungstransistoren einer Halbbrücke [11]	32
Abbildung 27: Stromsensoren LF 510-S [14]	33
Abbildung 28: "single-ended-mode-Konfiguration" [15]	34
Abbildung 29: "differential-mode-Konfiguration" [15]	34

Abbildung 30: Coderad eines Inkrementalgebers [15].....	37
Abbildung 31: Ausgangssignale des Inkrementalgebers [15]	37
Abbildung 32: Embedded Coder Bibliothek für TMS320F2837xD Mikrocontroller [17]	40
Abbildung 33: Implementierung der Regelstruktur	43
Abbildung 34: Botschaft eines DBC Files [18].....	44
Abbildung 35: CAN-Interface CANalyzer [19].....	44
Abbildung 36: Aufbau Taskmanagement und Interrupts.....	45
Abbildung 37: Prozessorkommunikation [15]	53
Abbildung 38: Validierung der Regelung in Simulink [17]	56
Abbildung 39: Wolfspeed Cree Inverter im P-HIL Prüfstand (EME).....	57
Abbildung 40: Vergleich der Stromsollwertsprünge	59
Abbildung 41: Vergleich der Messdaten des Inverters über CAN und des TCP-Clients ...	60
Abbildung 42: Stellspannungen des Reglers und der Entkopplung aus Simulink	61
Abbildung 43: Stromsollwertsprung aus Simulink mit geforderten und limitierten Spannungen	62
Abbildung 44: Vergleich der Stromsollwertsprünge mit Spannungsbegrenzung.....	63
Abbildung 45: Limitierung der ud/q -Spannungen bei einbrechender Zwischenkreisspannung am EME.....	63
Abbildung 46:Vergleich Leistungssprung	65
Abbildung 47: Vergleich der elektrischen Leistung mit Zwischenkreisspannung des EMEs	65

13 Tabellenverzeichnis

Tabelle 1: CAN-Interfacefunktionen	6
Tabelle 2: Technische Daten Wolfspeed CRD300DA12E-XM3 [11].....	26
Tabelle 3: Technische Daten Gate Treiber.....	30
Tabelle 4: Vergleich Entwicklungsumgebungen	42
Tabelle 5: Maschinenparameter der PMSM	58
Tabelle 6: Betriebspunkt Stromsollwertsprung	58
Tabelle 7: Modellparameter Stromsollwertsprung	59
Tabelle 8: Maschinenparameter der PMSM für höhere Leistung.....	64

14 Literaturverzeichnis

- [1] Kraftfahrt-Bundesamt, „Methodische Erläuterungen zu Statistiken über Fahrzeugzulassungen (FZ),“ 24932 Flensburg, 2020.
- [2] „Wikipedia - Elektroauto,“ [Online]. Available: <https://de.wikipedia.org/wiki/Elektroauto>. [Zugriff am 24. September 2020].
- [3] „spselectronic,“ [Online]. Available: <https://www.spselectronic.com/de/testsysteme/nachbranche/details/pruefsystem-fuer-elektromotoren/>. [Zugriff am 24 September 2020].
- [4] „AVL SET GmbH,“ [Online]. Available: <https://www.avl-set.com/>. [Zugriff am 25 September 2020].
- [5] A. SET, *Betriebsverhalten von Drehfeldmaschinen*, Wangen im Allgäu, 2018.
- [6] A. Schmitt, *Grundlagen elektrischer Antriebsumrichter*.
- [7] J. Specovius, *Grundkurs Leistungselektronik*, Wiesbaden: Springer, 2020.
- [8] W. Schulter und W. Weissenbühler, *Echtzeitprogrammierung - Vorlesungsskript*, Hochschule Ravensburg Weingarten, 2017.
- [9] A. Binder, *Elektrische Maschinen und Antriebe*, Berlin: Springer Vieweg, 2017.
- [10] C. Klöffler, *Reichweitenverlängerung von Elektrofahrzeugen durch Optimierung des elektrischen Antriebsstranges*, 2015.
- [11] „Wolfspeed Cree CRD300DA12E-XM3,“ [Online]. Available: https://www.wolfspeed.com/downloads/dl/file/id/1496/product/421/crd300da12e_xm3_data_sheet.pdf. [Zugriff am 24 September 2020].
- [12] w. microcool, „microcooling,“ [Online]. Available: https://www.microcooling.com/wp-content/uploads/2019/08/CP3012_datasheet.pdf. [Zugriff am 17 03 2021].
- [13] W. Cree, „Evaluation Gate Driver Tool Optimized for the XM3 Platform,“ [Online]. Available: <https://www.wolfspeed.com/CGD12HBXMP>. [Zugriff am 17 03 2021].
- [14] LEM, „LF510-S,“ [Online]. Available: <https://www.lem.com/en/lf-510s>. [Zugriff am 14 02 2021].
- [15] I. Texas, „Technical Reference Manual - TMS320F2837xD Dual-Core Microcontrollers“.
- [16] S. Plaßwich, „Hard- und Softwareintegration der Sicherungskomponente für Autonome Mobile Serviceroboter (SAMS) in ein Modellfahrzeug,“ Universität Bremen.
- [17] MathWorks, „Embedded Coder,“ [Online]. Available: <https://de.mathworks.com/products/embedded-coder.html>. [Zugriff am 14 11 2020].
- [18] Vector, „CANdb++,“ [Online]. Available: <https://www.vector.com/de/de/produkte/produkte-a-z/software/candb/>. [Zugriff am 17 03 2021].

- [19] Vector, „CANalyzer,“ [Online]. Available: https://www.vector.com/int/en/products/products-a-z/software/canalyzer/?msclkid=fa3f8916c1df1f7b6a99e97750df9759&utm_source=bing&utm_medium=cpc&utm_campaign=BM_00_Testing_EN&utm_term=canalyzer&utm_content=00_CANalyzer_EN. [Zugriff am 20 02 2021].
- [20] J. Richter, *Modellbildung, Parameteridentifikation und Regelung hoch ausgenutzter Synchronmaschinen*, Karlsruhe: Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2016.
- [21] Wikipedia, „Betragsoptimum,“ 22 März 2020. [Online]. Available: <https://de.wikipedia.org/wiki/Betragsoptimum>. [Zugriff am 22 02 2021].
- [22] C. Ackermann, *Optimale Regelung der permanentmagneterregten Synchronmaschine unter Nutzung des Reluktanzmoments*, Karlsruhe: Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2012.
- [23] W. Cree, „XM3 Half-Bridge Power Module Family,“ [Online]. Available: <https://www.wolfspeed.com/power/products/sic-power-modules/xm3-power-module-family>. [Zugriff am 14 01 2021].
- [24] S. Baßler, *Encoder und Motor-Feedback-Systeme*, Wiesbaden: Springer Vieweg, 2016.
- [25] Wikipedia, „Pulse-width modulation,“ [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Pulse-width_modulation. [Zugriff am 20 11 2020].
- [26] A. Schramm, „Maplesoft,“ [Online]. Available: <https://www.maplesoft.com/applications/view.aspx?SID=33154&view=html>. [Zugriff am 18 12 2020].
- [27] L. Farkas, *Moderne elektronische Antriebe - Vorlesungsskript*, Hochschule Ravensburg Weingarten, SS 2020.
- [28] D. Schröder und R. Marquardt, *Leistungselektronische Schaltungen*, Berlin: Springer Vieweg, 2019.
- [29] B. Sahhary, *Elektrische Antriebe mit dauermagneterregten Maschinen im dynamischen sensorlosen Betrieb*, Hamburg, 2008.
- [30] w-tech, „servotechnik,“ [Online]. Available: <http://www.servotechnik.de/>. [Zugriff am 25 01 2021].
- [31] H. AFC. [Online]. Available: <https://www.afcarbide.de/de/hartmetall/lexikon/>. [Zugriff am 4 02 2021].
- [32] S. S. P. Systems, *SPS Akademie*, Wangen im Allgäu, 2018.

Anhang A [13]



CRD300DA12E-XM3 300 kW High Performance Three Phase Reference Design with Three CAB450M12XM3 1200 V, 450 A SiC Half Bridge Modules + Three CGD12HBXMP Gate Drivers

Technical Features

- Optimized for Cree's [All-SiC, Low Inductance, Conduction Optimized XM3 Power Module](#)
- Complete Stackup, including: Modules, Cooling, Bussing, Gate Drivers, Voltage / Current Sensors, and Controller
- High-Frequency, Ultra-Fast Switching Operation with Ultra-Low Loss, Low Parasitic Bussing

System Benefits

- Enables Compact, Lightweight Systems
- Increased Power Density
- High Efficiency Operation
- Reduced Thermal Requirements
- Reduced System Cost

Applications

- High Power Density New Product Development
- High Frequency Converter Applications
- Vehicle Traction Inverters
- Active Front Ends
- Uninterruptible Power Supplies
- Industrial Motor Drives
- Energy Storage
- Grid-Tied Distributed Generation: Solar and Wind
- Smart-Grid / Flexible AC Transmission Systems

Package



Maximum Ratings ($T_c = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Value	Unit	Test Conditions
V_{DSmax}	Maximum Drain-Source Voltage	1200		
V_{DC}	DC Bus Voltage, Maximum	900	V	
	DC Bus Voltage, Recommended	800		
I_{DC}	DC Bus Current Ripple, Maximum	300	A	$T_A = 30\text{ }^\circ\text{C}$ at 10 kHz (Set by capacitor rating)





Electrical System Ratings ($T_c = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit	Test Conditions
$I_{\phi(rms)}$	AC Output Phase Current (RMS)		360		A	$V_{AC, out} = 480 V_{rms}$ WEG coolant, 50% blend, 12 L/min., $f_{sw} = 10\text{ kHz}$, $V_{DC} = 800\text{ V}$, $f_{out} = 300\text{ Hz}$, D $\dot{P}F = 1.0$, $T_{coolant} = 25^\circ\text{C}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$
f_{sw}	Switching Frequency		20	80	kHz	Based on gate drive power
f_{out}	Fundamental Output Frequency			550	Hz	Controller limited
C_{DC}	DC Bus Capacitor Bank Capacity		300		μF	10 kHz
L_{DC}	DC Bus Capacitor Bank ESL		3.5		nH	
R_{DC}	DC Bus Capacitor Bank ESR		0.4		m Ω	10 kHz
L_{σ}	DC Bus Stray Inductance		1.8		nH	

Environmental Ratings

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit	Test Conditions
T_a	Ambient Temperature		25	40	$^\circ\text{C}$	Higher ambient temperature possible with power derating.
$T_{coolant}$	Coolant Temperature		25	90		Switching frequency and phase current must be selected as to not exceed $T_{J,Max}$
T_{stg}	Storage Temperature	-40		85		
	Installation Altitude			2000	m	Without voltage derating

Thermal & Mechanical Characteristics

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit	Test Conditions
A	Area		812		cm^2	
W	Weight		6.2		kg	
V	Volume		9.3		L	
P	Coolant Operating Pressure			5	bar	
Δp	Pressure Drop		200		mbar	12 L/min, $T_{coolant} = 25^\circ\text{C}$
	Mounting Torque		11.0		N-m	AC & DC Terminals, M10 bolts
		2.0	4.0	5.0		Module Power Terminals M5 Bolts
		2.0	3.0	4.0		Module Baseplate M4 Bolts

Rev. A, 2019-06-01 GRD300DA12E-XM3 4600 Silicon Dr., Durham, NC 27703
 Copyright ©2019 Cree, Inc. All rights reserved. The information in this document is subject to change without notice. Cree®, the Cree logo, Wolfspeed®, and the Wolfspeed logo are registered trademarks of Cree, Inc. Other trademarks, product, and company names are the property of their respective owners and do not imply specific product and/or vendor endorsement, sponsorship or association.



Anhang B [23]



CAB450M12XM3 1200V, 450A All-Silicon Carbide Conduction Optimized, Half-Bridge Module

V_{DS}	1200 V
I_{DS}	450 A

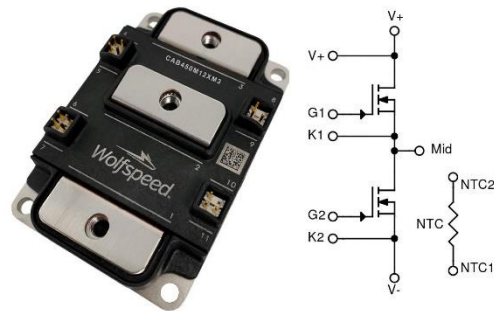
Technical Features

- High Power Density Footprint
- High Junction Temperature (175 °C) Operation
- Low Inductance (6.7 nH) Design
- Implements Conduction Optimized Third Generation SiC MOSFET Technology
- Silicon Nitride Insulator and Copper Baseplate

Applications

- Motor & Traction Drives
- Vehicle Fast Chargers
- Uninterruptable Power Supplies
- Smart-Grid / Grid-Tied Distributed Generation

Package 80 x 53 x 19 mm



System Benefits

- Terminal layout allows for direct bus bar connection without bends or bushings enabling a simple, low inductance design.
- Isolated integrated temperature sensing enables high-level temperature protection.
- Dedicated drain Kelvin pin enables direct voltage sensing for gate driver overcurrent protection.

Key Parameters ($T_c = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit	Test Conditions	Note
$V_{DS\max}$	Drain-Source Voltage			1200	V		
$V_{GS\max}$	Gate-Source Voltage, Maximum Value	-4		+19		AC frequency $\geq 1\text{Hz}$.	Note 1
$V_{GS\text{op}}$	Gate-Source Voltage, Recommended Op. Value	-4		+15		Static	
I_{DS}	DC Continuous Drain Current			450	A	$V_{GS} = 15\text{V}$, $T_c = 25^\circ\text{C}$, $T_{vj} \leq 175^\circ\text{C}$	Fig. 20
			409			$V_{GS} = 15\text{V}$, $T_c = 90^\circ\text{C}$, $T_{vj} \leq 175^\circ\text{C}$	Note 2
I_{SD}	DC Source-Drain Current			450		$V_{GS} = 15\text{V}$, $T_c = 25^\circ\text{C}$, $T_{vj} \leq 175^\circ\text{C}$	
$I_{SD\text{BD}}$	DC Source-Drain Current (Body Diode)		225			$V_{GS} = -4\text{V}$, $T_c = 25^\circ\text{C}$, $T_{vj} \leq 175^\circ\text{C}$	
$I_{DS\text{(pulsed)}}$	Maximum Pulsed Drain-Source Current			900		$t_{p\text{max}}$ limited by $T_{j\text{max}}$	
$I_{SD\text{(pulsed)}}$	Maximum Pulsed Source-Drain Current			900		$V_{GS} = 15\text{V}$, $T_c = 25^\circ\text{C}$	
$T_{vj\text{op}}$	Maximum Virtual Junction Temperature under Switching Conditions	-40		175	$^\circ\text{C}$		

Note 1 If MOSFET body diode is not used, $V_{GS\max} = -8/+19\text{V}$

Note 2 Assumes $R_{\text{THJC}} = 0.11^\circ\text{C/W}$ and $R_{\text{DS(on)}} = 4.6\text{m}\Omega$. Calculate $P_D = (T_{vj} - T_c) / R_{\text{THJC}}$. Calculate $I_{D\text{MAX}} = \sqrt{P_D / R_{\text{DS(on)}}}$

Rev. A, 2019-06-01 CAB450M12XM3 4600 Silicon Dr., Durham, NC 27703
Copyright ©2019 Cree, Inc. All rights reserved. The information in this document is subject to change without notice. Cree®, the Cree logo, Wolfspeed®, and the Wolfspeed logo are registered trademarks of Cree, Inc.





MOSFET Characteristics (Per Position) ($T_c = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit	Test Conditions	Note
$V_{(BR)DSS}$	Drain-Source Breakdown Voltage	1200				$V_{GS} = 0\text{ V}, I_D = 200\ \mu\text{A}$	
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	1.8	2.5	3.6	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 132\ \text{mA}$	
			2.0			$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 132\ \text{mA}, T_J = 175^\circ\text{C}$	
I_{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current		5	200	μA	$V_{GS} = 0\ \text{V}, V_{DS} = 1200\ \text{V}$	
I_{GSS}	Gate-Source Leakage Current		0.05	1.3		$V_{GS} = 15\ \text{V}, V_{DS} = 0\ \text{V}$	
$R_{DS(on)}$	Drain-Source On-State Resistance (Devices Only)		2.6	3.7	$\text{m}\Omega$	$V_{GS} = 15\ \text{V}, I_D = 450\ \text{A}$	Fig. 2 Fig. 3
			4.6			$V_{GS} = 15\ \text{V}, I_D = 450\ \text{A}, T_J = 175^\circ\text{C}$	
g_{fs}	Transconductance		355		S	$V_{DS} = 20\ \text{V}, I_{DS} = 450\ \text{A}$	Fig. 4
			360			$V_{DS} = 20\ \text{V}, I_{DS} = 450\ \text{A}, T_J = 175^\circ\text{C}$	
E_{on}	Turn-On Switching Energy, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = 125^\circ\text{C}$ $T_J = 175^\circ\text{C}$		11.0		mJ	$V_{DS} = 600\ \text{V},$ $I_D = 450\ \text{A},$ $V_{GS} = -4\ \text{V}/15\ \text{V},$ $R_{G(ext)} = 0.0\ \Omega,$ $L = 13.6\ \mu\text{H}$	Fig. 11 Fig. 13
			11.7				
			13.0				
E_{off}	Turn-Off Switching Energy, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = 125^\circ\text{C}$ $T_J = 175^\circ\text{C}$		10.1		mJ	$V_{DS} = 600\ \text{V},$ $I_D = 450\ \text{A},$ $V_{GS} = -4\ \text{V}/15\ \text{V},$ $R_{G(ext)} = 0.0\ \Omega,$ $L = 13.6\ \mu\text{H}$	Fig. 11 Fig. 13
			11.3				
			12.1				
$R_{G(int)}$	Internal Gate Resistance		2.5		Ω		
C_{iss}	Input Capacitance		38.0		nF	$V_{GS} = 0\ \text{V}, V_{DS} = 800\ \text{V},$ $V_{AC} = 25\ \text{mV}, f = 100\ \text{kHz}$	Fig. 9
C_{oss}	Output Capacitance		1.5				
C_{riss}	Reverse Transfer Capacitance		90				
Q_{GS}	Gate to Source Charge		355		nC	$V_{DS} = 800\ \text{V}, V_{GS} = -4\ \text{V}/15\ \text{V}$ $I_D = 450\ \text{A}$ Per IEC60747-8-4 pg 21	
Q_{GD}	Gate to Drain Charge		500				
Q_G	Total Gate Charge		1330				
R_{thJC}	FET Thermal Resistance, Junction to Case		0.11	0.13	$^\circ\text{C}/\text{W}$		Fig. 17

Body Diode Characteristics (Per Position) ($T_c = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit	Test Conditions	Note
V_{SD}	Body Diode Forward Voltage		4.7		V	$V_{GS} = -4\ \text{V}, I_{SD} = 450\ \text{A}$	Fig. 7
			4.2			$V_{GS} = -4\ \text{V}, I_{SD} = 450\ \text{A}, T_J = 175^\circ\text{C}$	
t_{rr}	Reverse Recovery Time		52		ns	$V_{GS} = -4\ \text{V}, I_{SD} = 450\ \text{A}, V_R = 600\ \text{V}$ $di/dt = 8\ \text{A/ns}, T_J = 175^\circ\text{C}$	
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge		6.6		μC		
I_{rr}	Peak Reverse Recovery Current		195		A		
E_{rr}	Reverse Recovery Energy $T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = 125^\circ\text{C}$ $T_J = 175^\circ\text{C}$		0.2		mJ	$V_{DS} = 600\ \text{V}, I_D = 450\ \text{A},$ $V_{GS} = -4\ \text{V}/15\ \text{V}, R_{G(ext)} = 0.0\ \Omega,$ $L = 13.6\ \mu\text{H}$	Fig. 14
			1.1				
			1.9				

Rev. A, 2019-06-01 CAB450M12XM3 4600 Silicon Dr., Durham, NC 27703
Copyright ©2019 Cree, Inc. All rights reserved. The information in this document is subject to change without notice. Cree®, the Cree logo, Wolfsped®, and the Wolfsped logo are registered trademarks of Cree, Inc.

