

BACHELOR THESIS
Jakob Buchert

Konzept und Entwicklung einer feldorientierten Motorsteuerung für ein High-Speed Motion Control System im Filmstudio

FAKULTÄT TECHNIK UND INFORMATIK
Department Informations- und Elektrotechnik

Faculty of Engineering and Computer Science
Department of Information and Electrical Engineering

Jakob Buchert

Konzept und Entwicklung einer feldorientierten Motorsteuerung für ein High-Speed Motion Control System im Filmstudio

Bachelorarbeit eingereicht im Rahmen der Bachelorprüfung
im Studiengang *Bachelor of Science Elektro- und Informationstechnik*
am Department Informations- und Elektrotechnik
der Fakultät Technik und Informatik
der Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg

Betreuender Prüfer: Prof. Dr. Frerk Haase
Zweitgutachter: Dipl. Ing. Johannes Dornow

Eingereicht am: 22.03.2024

Jakob Buchert

Thema der Arbeit

Konzept und Entwicklung einer feldorientierten Motorsteuerung für ein High-Speed Motion Control System im Filmstudio

Stichworte

Feldorientierte Regelung, Optimierung von Regelkreisparametern, Steuerung von BLDC-Motoren, MOSFET, Abwärtswandler

Kurzzusammenfassung

Diese Thesis beschäftigt sich mit der Entwicklung einer verbesserten Motorsteuerung für ein Filmstudio, um flexibler auf wechselnde Sets und Anforderungen reagieren zu können. Nach einer kurzen theoretischen Einarbeitung beschäftigt sich die Arbeit mit der realen Umsetzung der Spezifikationen. Es wird ein umfassender Einblick in die Entwicklung und Berechnung der Hardware gegeben sowie in den konzeptionellen Aufbau der Software. Ein modularer Aufbau soll eine problemfreie Weiterentwicklung ermöglichen und Anpassungen vereinfachen.

Jakob Buchert

Title of Thesis

Concept and development of a field-oriented motor controller for a high-speed motion control system in the film studio.

Keywords

Field-oriented control, optimization of control loop parameters, control of BLDC motors, MOSFET, buck converters

Abstract

This thesis focuses on improving the motor control system used in film studios to better accommodate changing sets and requirements. After a brief theoretical overview, the work shifts to practical implementation. It offers a detailed exploration of hardware development and calculation, along with the conceptual framework of the software. The aim is to facilitate future enhancements and adjustments through a modular design approach.

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	viii
Tabellenverzeichnis	xi
Abkürzungsverzeichnis	1
1 Einleitung	2
1.1 Motivation und Zielsetzung	2
1.2 Gliederung der Arbeit	3
2 Grundlagen	4
2.1 Gleichstrommaschine	4
2.2 DC-Motor	7
2.3 BLDC-Motor	7
2.3.1 Ansteuerung	8
2.3.2 Transformation	10
2.3.3 Regelkreis	10
3 Konzept	12
3.1 Module	12
3.2 Control	13
3.2.1 Interface	13
3.2.2 System	13
3.3 Drive	13
3.3.1 Motorregelung	13
3.3.2 Leistungsstufe	14
3.3.3 Sensoren	14
3.3.4 I/O	14
3.4 Power	14
3.5 Spezifikation	15

4	Drive	17
4.1	Regelkreis	17
4.1.1	TMC4671	18
4.2	Halbbrücke	20
4.2.1	MOSFET	20
4.2.2	TMC6100	22
4.2.3	Auslegung	23
4.2.4	Verluste	26
4.3	Strommessung	29
4.4	Bulk-Kapazität	29
5	Control	31
5.1	Ethernet	31
5.2	Interface	32
5.3	System	32
5.4	Takt	32
6	Power	34
6.1	SMPS LDO	35
6.2	LM5012	36
6.2.1	Spule	37
6.2.2	Kondensator	38
6.2.3	Rückkopplung	39
6.2.4	Diode	40
6.2.5	Verluste	41
7	PCB	43
7.1	Stackup	43
7.2	Kontrollierte Impedanz	43
7.3	Halbbrücken	45
8	Software	47
8.1	Kommunikationsprotokoll	47
8.2	Interface	49
8.3	System	52
8.3.1	Routinen	54
8.3.2	Kalibrierung A/D	54

8.3.3	Kalibrierung elektrischer Winkel	54
8.3.4	Dynamische Leistungsregelung	56
8.3.5	Automatische fahrt (GoTo)	57
9	Regelkreis	60
9.0.1	Filter	61
9.0.2	Parameter	62
10	Messung	65
10.1	Drive	65
10.2	Dynamische Leistungsregelung	68
10.3	Filter	68
10.4	Regelverhalten	70
10.5	Power	71
10.6	Signalintegrität	75
11	Ausblick	77
	Literaturverzeichnis	78
A	Anhang	80
	Selbstständigkeitserklärung	81

Abbildungsverzeichnis

1.1	TM-Studios SPIKE	3
2.1	Lorentzkraft [5]	5
2.2	Induktion [5]	6
2.3	Drehmomenterzeugung [5]	6
2.4	Kommutatorprinzip [5]	7
2.5	Ankeraufbau [5]	8
2.6	Steuerlogik einer Blockkommutierung mit digitalen Positionssignalen [5] .	9
2.7	Strom bei einer Sinuskommutierung [5]	9
2.8	Park- und Clarke-Transformation [15]	11
2.9	I_D und I_Q Regelung der FOC [15]	11
3.1	Blockdiagramm des Systems	12
3.2	Prototyp TM-DRIVE	16
4.1	Drive Design	18
4.2	TMC4671 BLDC Steuerung [15]	19
4.3	Halbbrücke für eine Phase	20
4.4	N-Kanal-MOSFET [4]	21
4.5	MOSFET Schaltvorgang mit parasitären Effekten	21
4.6	Parasitäre Effekte MOSFET und <i>Gate</i> -Treiber	24
4.7	Package Induktivität [8]	25
4.8	Halbbrücke mit High-Side Rezirkulation [13]	27
4.9	Halbbrücke mit Low-Side Rezirkulation [13]	28
5.1	Control Übersicht	31
5.2	Verteilung des Systemtaktes	33
6.1	Power Übersicht	34
6.2	Spannungsverteilung	35

6.3	Vereinfachte Darstellung Abwärtswandler [1]	36
6.4	Lückender Betrieb (t_3) durch geringe Last und großem Ripplestrom [18] .	38
6.5	Type-3 Ripple Netzwerk R_A, C_A, C_B [12]	40
6.6	Zeitdiagramm Type-3 Ripple Netzwerk [11]	40
7.1	PCB - Stackup	44
7.2	PCB - Mikrostreifenleitung (Microstrip)	44
7.3	PCB - Microstrip Induktivität [7]	45
7.4	PCB - Gate Leitungsinduktivität	45
7.5	PCB - Motorphasen Leiterbahn	46
7.6	PCB - Messwiderstand mit Kelvin Connection	46
8.1	Daten Struktur	48
8.2	Kommunikation Struktur	49
8.3	Software Interface	51
8.4	Software System	53
8.5	Elektrischer Winkel im Verhältnis von Polpaaren und mechanischen Winkel [15]	55
8.6	Hall-Sensor Signal und elektrischer Winkel [15]	55
8.7	Schematische Darstellung der dynamische Leistungsregelung	56
8.8	Sprung im Ruck $j(t)$	57
8.9	Kein Sprung im Ruck $j(t)$	58
9.1	Regelkreis TMC4671 [15]	60
9.2	Aufbau der PI-Regler im TMC4671 [15]	61
9.3	Ursprüngliches, abgetastetes und gefiltertes Signal	61
9.4	Stromregelung mit ESB Motor	62
10.1	Gate Strom $I_{gate} = (U_{r,gate} - U_{gate})/0.5\Omega$	66
10.2	U_{gate} Lila, $U_{Bruecke}$ Gelb t_1	66
10.3	U_{gate} Lila, $U_{Bruecke}$ Gelb t_2 Threshold	67
10.4	U_{gate} Lila, $U_{Bruecke}$ Gelb t_3 Miller-Plateau	67
10.5	Leistungsregelung Drehmoment(t[ms])	68
10.6	Messung Position $f_s = 1250Hz$, $f_{sin} = 10Hz$	69
10.7	Messung Position $f_s = 1250Hz$, $f_{sin} = 10Hz$ mit Filter $f_c = 125Hz$. . .	69
10.8	Regelverhalten auf Sprung BLM-N23-50-1000-B	70
10.9	Spannungswandler 3.3V Regelung und Effizienz	72

10.10Spannungsripple 12V unter Last V_{OUT} = Gelb , $V_{MOSFET,source}$ = Lila	72
10.11Spannungsripple 12V V_{OUT} = Gelb , $V_{MOSFET,source}$ = Lila	73
10.12Spannungsripple 3.3V unter Last V_{OUT} = Gelb , $V_{MOSFET,source}$ = Lila	73
10.13Spannungsripple 5V unter Last V_{OUT} = Gelb , $V_{MOSFET,source}$ = Lila .	74
10.14Takt 25Mhz Signalintegrität	75
10.15Takt 12.5Mhz Signalintegrität	76
10.16SPI Takt 8Mhz Signalintegrität	76

Tabellenverzeichnis

2.1	Lorentzkraft	5
2.2	Induktion	5
2.3	Drehmomenterzeugung	7
3.1	Spezifikation Prototyp	15
4.1	TMC4671 Schnittstellen	19
4.2	TMC4671 Sensoren	19
4.3	MOSFET Parameter [6]	24
4.4	MOSFET, <i>Gate</i> -Treiber, Layout	25
4.5	Parameter MOSFET, <i>Gate</i> -Treiber	26
4.6	Halbbrücke mit Low-Side Rezirkulation [13]	28
4.7	Endstufen Leistung	29
6.1	Stromverbrauch	36
6.2	Spule	38
6.3	Kapazität	39
6.4	Verluste ($U_{in} = 48V$ $T = 25^{\circ}C$)	42
10.1	MOSFET Schaltzeiten und Ströme	65
10.2	Verluste ($V_{in} = 48V$ $T = 25^{\circ}C$)	71
10.3	Strom der Wandler	71

Abkürzungsverzeichnis

FOC field-oriented control / feldorientierte Regelung

BLDC Brushless direct current motor / Bürstenloser Gleichstrommotor

TM-Studios The Marmalade Studios GmbH & Co. KG

A/D Analog-Digital-Wandler

1 Einleitung

1.1 Motivation und Zielsetzung

Betrachtet man den Alltag im Filmstudio fällt einem schnell auf, das man ständig mit wechselnden Sets, Konstruktion und Anforderungen an deren Steuerung konfrontiert ist. Anders als in Industriellen Anlagen bei denen einmal in Betrieb genommene Systeme dauerhaft unverändert betrieben werden, ist hier mit ständig wechselnden Anforderungen an deren Steuerung zu rechnen. Um dies zu ermöglichen und einen reibungslosen Betrieb und schnelle Reaktion auf Kundenwünsche zu ermöglichen, sind in der Software sowie Hardware besondere Lösungen gefragt, die einen größeren Wert auf Bedienbarkeit als auf technische Aspekte legen.

Für diesen besonderen Zweck hat Christian Fritz in Zusammenarbeit mit *TM-Studios* das Steuersystem *SPIKE* entwickelt (siehe Abb. 1.1), das in Kombination mit einem *STÄUBLI* Industrieroboter arbeitet. Das Steuersystem wurde zunächst auf die Steuerung des Roboters ausgelegt, später aber um weitere benötigte Schnittstellen am Set erweitert. Dazu zählen Signale zum öffnen von Ventilen (Trigger), eine Schnittstelle zu einer *Galil* Motorsteuerung sowie eine DMX Schnittstelle für die Beleuchtung am Set.

Mit dieser Software hat *TM-Studios* eine Steuerung entwickelt die optimal für den Einsatz am Set ausgelegt ist. Die aktuell verwendete *Galil* Motorsteuerung soll um eine moderne, effizientere und für den Einsatz am Set optimierte Motorsteuerung erweitert werden. Die Aufgabe der Steuerung liegt z.B bei der Bewegung von Konstruktionen der Special Effects Abteilung oder Linearschienen. Die hier entwickelte Lösung soll einerseits aktiv im Studio von *TM-Studios* eingesetzt werden aber auch als Prototyp für einen möglichen Vertrieb einer Hardware/Software Kombination dienen.



Abbildung 1.1: TM-Studios SPIKE

1.2 Gliederung der Arbeit

Die Arbeit gliedert sich in zwei Abschnitte:

1. Auf eine allgemein gefasste theoretischen Aufarbeiten des Themas folgt ein Konzept auf Basis der Theorie (Kapitel 2). Das Kapitel *Konzept* (Kapitel 3) erarbeitet die Aufgabenbereiche, fasst die gesamte Umsetzung in einem Blockdiagramm zusammen und dient als Übersicht der folgenden Kapitel *Control* (Kapitel 5), *Power* (Kapitel 6), *Drive* (Kapitel 4). Diese befassen sich mit der Umsetzung der einzelnen zuvor definierten Teilkomponenten. *PCB Layout* (Kapitel 7) gibt einen Einblick in die physische Umsetzung und befasst sich mit den wichtigsten Entscheidungen im Layout. Anschließend wird die Anforderungen an die Software und die Umsetzung in abstrahierter Darstellung behandelt (Kapitel 8).
2. Der zweite Teil (Kapitel 10) befasst sich mit den Test der zuvor entwickelten Hardware. Es werden zunächst alle Teilkomponenten auf ihre Spezifikation hin getestet und analysiert. Aus den so gewonnen Messergebnissen werden Verbesserung bzw. Korrekturvorschläge erarbeitet die bei einer weiteren Entwicklung berücksichtigt werden sollten.

2 Grundlagen

Wenn man die Aufgabenstellung auf das Wesentliche reduziert, geht es um die zielgerichtete Bewegung eines Elektromotors. Bei den von *TM Studios* verwendeten Motoren handelt es sich um 3-phasige bürsten-lose Gleichstrommotoren und bürsten-behaftete Gleichstrommotoren, die je nach Aufgabenstellung eingesetzt werden. Die Steuerung soll in der Lage sein, beide Motortypen anzusteuern. Um die Ansteuerung der Motoren zu entwickeln ist es notwendig, einen Blick auf die Funktionsweise der Motoren zu werfen.

2.1 Gleichstrommaschine

Gleichstrommaschinen sind Elektromotoren, die darauf ausgelegt sind mit einer Gleichspannung betrieben zu werden. Die hier verwendeten permanent erregten Maschinen haben einen fest verbauten Permanentmagnet, der zur Erzeugung des Erregerfeldes eingesetzt wird. Die Stärke des Magnetischen Feldes des Erregers ist somit bei diesem Typen konstant. Um eine steuerbare Kraft zu erzeugen wird ein Strom in den Ankerwicklungen induziert. Die Ankerwicklung ist je nach Motoraufbau im Rotor (dem bewegliche Teil des Motors) oder im Stator (dem unbewegliche Teil) zu finden. Die Kraft, welche durch den Strom entsteht und auf den Rotor und Stator wirkt ist hierbei die Lorentzkraft (siehe Formel 2.1). Sie beschreibt die Kraft die eine bewegte Ladung innerhalb eines Magnetfelds erfährt und steht orthogonal auf die Magnetfeldlinien des Erregers und der Bewegungsrichtung der Ladung (siehe Abb. 2.1). Die Lorentzkraft ist definiert als:

$$F_{Lo} = IlB, \vec{l} \perp \vec{B} \quad (2.1)$$

Name	Symbol	Einheit
Strom	B	A
Mag. Flussdichte	I	T
Leiterlänge	l	m
Lorentzkraft	F_{Lo}	N

Tabelle 2.1: Lorentzkraft

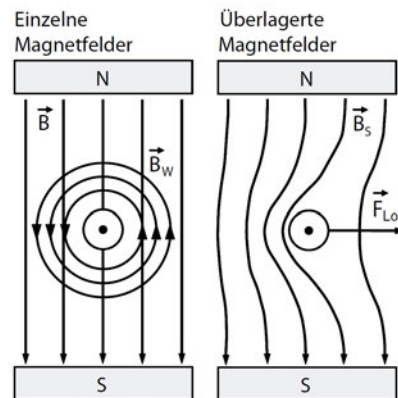


Abbildung 2.1: Lorentzkraft [5]

In Abbildung 2.1 ist die Wirkung der Lorentzkraft auf einen stromdurchflossenen Leiter zu sehen. Ein genau gegensätzlicher Effekt tritt auf, wenn eine Leiterschleife in einem Magnetfeld bewegt wird (siehe Abb. 2.2). Dabei wird eine Spannung in den Leiter induziert, dieser Effekt wird Induktion genannt. Allgemein ist die induzierte Spannung als Änderung des magnetischen Flusses definiert, der von der Leiterschleife umschlossen wird:

$$u_i = \frac{\delta \Phi}{\delta t} \quad (2.2)$$

Name	Symbol	Einheit
Magnetischer Fluss	Φ	[Wb] = [Vs]

Tabelle 2.2: Induktion

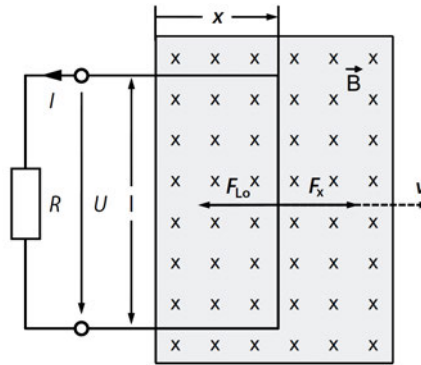


Abbildung 2.2: Induktion [5]

Um aus der Lorentzkraft ein Drehmoment zu erzeugen wird im einfachsten Fall eine Leiterschleife drehbar gelagert und in einem homogenen Magnetfeld positioniert (siehe Abb. 2.3). Bei Stromfluss durch den Leiter ergibt sich ein Drehmoment auf der Leiterschleife, das bis zu Erreichen einer stabilen Winkelposition $\phi = \pi/2$ wirkt. Um nun eine dauerhafte Rotation zu erzeugen muss der Strom in der Leiterschleife kommutiert werden. In Abbildung 2.4 ist schematisch eine Kommutierung durch zwei Bürsten dargestellt. Die Leiterschleife ist durch eine drehbare Achse gelagert. Bei Erreichen von einer Winkelposition $\phi = \pi/2$ wird die Polarität der angelegten Spannung gewechselt. Bei dem in den Abbildungen dargestellten Motor handelt es sich um einen 2-poligen Motor, der zwei Erregerpole p besitzt. Oft wird auch die Anzahl der Polpaare $zP = p/2$ angegeben. Dies wird relevant bei der späteren Ansteuerung des Motors in der zwischen einem elektrischen Winkel ϕ_e und einem mechanischen Winkel ϕ_m unterschieden werden muss.

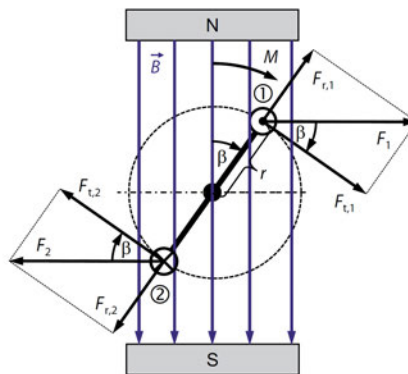


Abbildung 2.3: Drehmomenterzeugung [5]

Name	Symbol	Einheit
Drehmoment Leiterabschnitt	M_1	Nm
Lorentzkraft Leiterabschnitt	F_1	N
Winkelposition	l	rad
Abstand zum Drehpunkt	r	m
Strom	I	A
Leiterlänge	l	m
Magnetische Flussdichte	B	T

Tabelle 2.3: Drehmomenterzeugung

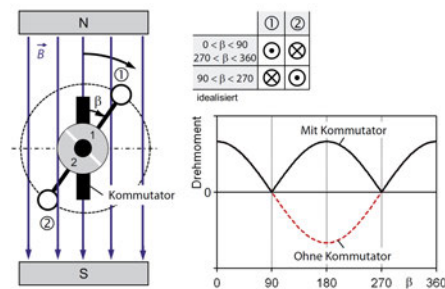


Abbildung 2.4: Kommutatorprinzip [5]

2.2 DC-Motor

Bei Gleichstrommotoren mit eigener Kommutierung schleift eine Kohlebürste an Kommutatorstegen, die im Laufe der Rotation die Bestromung der Ankerwicklung ändert. Diese Änderung der Bestromung führt zu einer fortlaufenden Rotation. Der Ankeraufbau in Abbildung 2.5 zeigt die Kommutatorstege und die damit verbundenen Ankerwicklungen. In dieser Motorkonstruktion sind die Ankerwicklungen am Stator montiert. Um das Drehmoment eines Gleichstrommotor zu ändern wird die angelegte Spannung und somit der Ankerstrom geregelt.

2.3 BLDC-Motor

Anders als bei Gleichstrommotoren mit mechanischer Kommutierung wird im Falle von BLDC-Motoren bzw. EC-Motoren die Kommutierung elektrisch gesteuert. Dies bietet den Vorteil, dass kein Reibungsverlust und Verschleiß am Kommutator stattfindet. Auch die elektromagnetischen Störungen durch die Funkenbildung am Kommutator sind somit

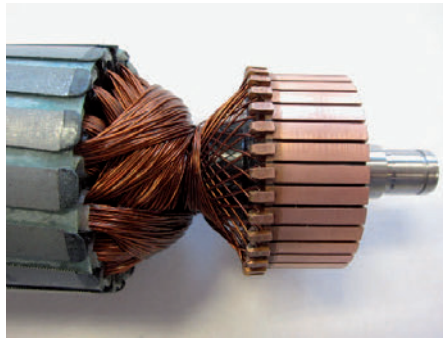


Abbildung 2.5: Ankeraufbau [5]

zu vermeiden. BLDC-Motoren werden in 2-Phasigen und 3-Phasigen Typen angeboten bei denen die Ankerwicklungen 90° bzw. 120° zueinander angeordnet sind. Um den Motor anzusteuern werden die Phasen abhängig von ihrer Winkelposition durch eine elektrische Steuerung bestromt.

2.3.1 Ansteuerung

Für die Ansteuerung eines BLDC-Motors gibt es mehrere Verfahren, die sich in Eigenschaften und Komplexität unterscheiden. Das einfachste Verfahren ist die Blockkommutierung, bei der mit Hilfe von Hall-Sensoren die Lage des Rotors bestimmt und die Wicklung entsprechend bestromt werden (siehe Abb. 2.6). Diese Kombination ist aus technischer Sicht am einfachsten umzusetzen. Nachteil des Verfahrens ist, dass der Kraftvektor aufgrund der diskreten Umschaltung nicht immer orthogonal auf den Rotor wirkt, da das Stator-Magnetfeld über 60° gleich bleibt. Damit ergibt sich an den Schaltpunkten ein Winkelfehler von 30° und ein verringertes Drehmoment von $13.4\% = 1 - \cos(30^\circ)$. Das so auftretende Schwanken des Drehmoments wird Drehmomenttrippel genannt. Die Frequenz beträgt das sechsfache der elektrischen Drehfrequenz. Dies führt zu Vibrationen, Geräuschen und bei geringer Drehzahl zu einer ungleichmäßigen Bewegung. Deshalb ist die Blockkommutierung für Motoren, die zeitweise langsam drehen müssen nicht geeignet und in diesem Fall keine Option.

Bei der Sinuskommutierung werden drei Spannungen sinusförmig und 120° Phasenverschoben kommutiert (bei einem 3-Phasigen Motor). Dadurch ergibt sich ein kontinuierlich drehendes Stator-Magnetfeld und ein somit konstantes Drehmoment (siehe Abb. 2.7). Diese Art der Kommutierung kann zwar auch mit Hall-Sensoren realisiert werden, durch

Interpolation zwischen den einzelnen Positionsabschnitten, jedoch wird für eine genaue Positionsbestimmung ein hoch aufgelöstes System benötigt z.B. in Form eines magnetischen oder optischen Encoders. So kann die Position zu jeder Zeit hinreichend bestimmt werden.

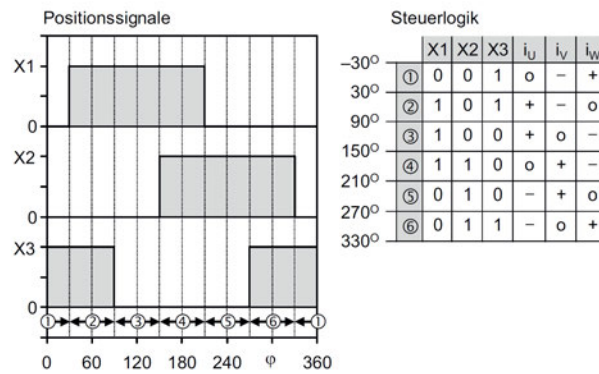


Abbildung 2.6: Steuerlogik einer Blockkommutierung mit digitalen Positionssignalen [5]

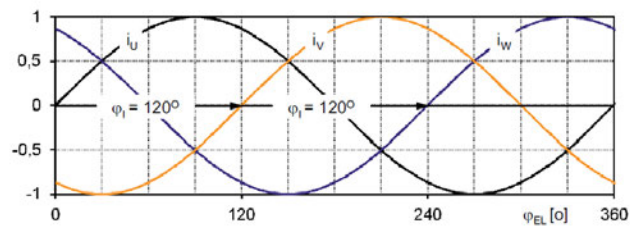


Abbildung 2.7: Strom bei einer Sinuskommütierung [5]

Aus der zuvor beschriebenen Sinuskommütierung könnte geschlossen werden, dass diese das Statormagnetfeld optimal regelt. Dies gilt aber nur im idealen bei der eine durch Spannung gesetzte Stromvorgabe unmittelbar in die Wicklungen eingeprägt wird. In Realität bildet sich aber eine Phasenverschiebung und Verzerrung der Ströme, durch eine begrenzte Bandbreite der Regelung und dem Einfluss der Gegeninduktionsspannung (Gegen-EMK). Dadurch wirkt der Kraftvektor, bei zunehmender Rotation, nicht tangential auf den Rotor.

Die feldorientierte Regelung (FOC) versucht dies zu lösen, indem sie zusätzlich zur Position und dem daraus folgenden Kraftvektor, den realen Kraftvektor durch eine Strommessung bestimmt. Mit Hilfe eines Regelkreises wird der Winkelfehler und der Fehler

der Winkellänge minimiert. Dieses Verfahren wurde unabhängig voneinander 1968 von K. Haase an der TU Darmstadt und 1973 von Felix Blaschke an der TU Braunschweig entwickelt. Ziel des Verfahrens ist es einen Kraftvektor zu erzeugen der tangential am Rotor dreht.

2.3.2 Transformation

Als Vorbereitung für den Regelkreis ist es notwendig, dass die dreiphasigen Ströme des Motors zunächst in ein aus der Sicht des Rotors statisches System übertragen werden (siehe Abb. 2.8). Durch die Clarke-Transformation, auch α,β -Transformation bezeichnet, werden die dreiphasigen Größen U,V,W zunächst in ein 2-Achsiges Koordinatensystem α,β übertragen (siehe Formel 2.3). Durch die Annahme, dass die Summe der Ströme 0 ergeben muss (1. Kirchhoffsches Gesetz), lässt sich die Formel vereinfachen (siehe Formel 2.4). Diese Vereinfachung bedeutet, dass nur zwei der drei Ströme gemessen werden müssen. Anschließend werden die Ströme α,β in ein vom Rotor gesehenes statisches System D/Q transformiert. θ ist hierbei der gemessene elektrische Winkel. Diese Transformation ist die Park-Transformation (siehe Formel 2.5). Ausgehend von diese zwei Größen lässt sich der Regelkreis implementieren.

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_U \\ I_V \\ I_W \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_U \\ I_V \\ I_W \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

2.3.3 Regelkreis

Die Aufgabe des Regelkreises ist es ein Drehmoment auf der Achse zu erzeugen. Das Drehmoment wird im Rotor System als Größe I_Q dargestellt. Die Größe I_D wird auf

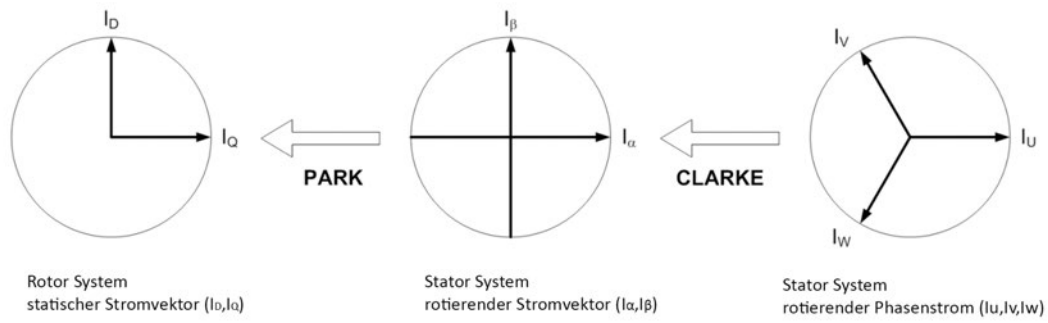


Abbildung 2.8: Park- und Clarke-Transformation [15]

0 geregelt, diese steht parallel zum Statorfeld und zieht an der Achse ohne ein Drehmoment zu erzeugen (siehe Abb. 2.9). Die Regelgrößen I_D und I_Q werden anschließend durch die inverse Park- und inverse Clarke-Transformation in das 3-Phasige System des Stators übertragen. Um den Regelkreis zu schließen wird der Strom und die Position des Rotor Systems benötigt. Für die Realisierung einer Positionsregelung werden zwei weitere kaskadierte PI-Regler verwendet. Diese erzeugen aus einer Zielposition eine Geschwindigkeit und daraus ein Drehmoment. Der genaue Aufbau wird in Kapitel 9 weiterführend erläutert.

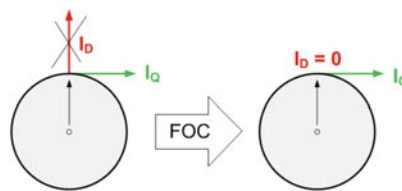


Abbildung 2.9: I_D und I_Q Regelung der FOC [15]

3 Konzept

3.1 Module

Die Aufgabe ist es, ein Konzept zu entwickeln, welches möglichst modular aufgebaut ist. Somit lassen sich aus wenigen in sich geschlossenen Blöcken diverse Systeme entwickeln. Um diese Module zu definieren ist einerseits ein Grundverständnis für die Funktionsweise von Motorsteuerungen, sowie eine definierte Spezifikation notwendig (siehe Abb. 3.1). Auf konzeptioneller Ebene lässt sich die Aufgabenstellung in zwei Bereiche auftrennen. Ein Teil, der für die Kommunikation nach außen zuständig ist und ein Teil, der für den Antrieb der Motoren verantwortlich ist. Werden diese Aufgabenbereiche aus elektrischer Sicht betrachtet, ist eine weitere Einteilung möglich. Insgesamt ergeben sich somit folgende sieben Aufgabenbereiche (siehe Abb. 3.1).

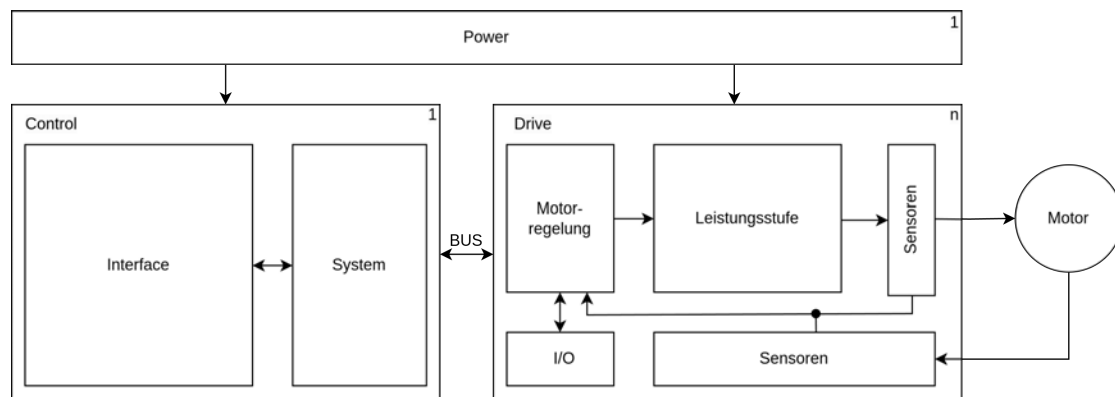


Abbildung 3.1: Blockdiagramm des Systems

3.2 Control

Der *Control* Block ist einmal pro System notwendig und für die Steuerung von n Motoren zuständig. Der Bus muss für die maximal mögliche Anzahl an Motoren ausgelegt sein.

3.2.1 Interface

Das *Interface* beschreibt die Verbindung zum Host-System. Sie steuert die Kommunikation, sendet- und empfängt Datenpakete, reagiert auf Befehle und ermöglicht das aufspielen von Updates der Systemsoftware.

3.2.2 System

Das *System* beinhaltet die eigentliche Funktionalität des Gerätes. Es empfängt Datenpakete mit Zielwerten und Konfigurationen vom *Interface* und sendet Statusinformationen zurück. Es ist für die Konfiguration, Überwachung und Steuerung der Endstufen zuständig und verantwortlich für einen sicheren und störungsfreien Betrieb.

3.3 Drive

Der *Drive* Block ist für die Steuerung eines Motors zuständig, er besteht aus allen notwendigen Sensoren, Ein- sowie Ausgängen, dem Regelkreis und der Leistungsstufe. Dieser Block ist je nach System n-mal vorhanden. Durch angepasste Dimensionierung und Funktionsumfang kann die Lösung an die Anforderung angepasst werden. Durch eine sinnvolle Dimensionierung sind hier die größten Einsparmöglichkeiten bezüglich Kosten und Baugröße zu finden.

3.3.1 Motorregelung

Die *Motorregelung* steuert den Motor mithilfe der Sensordaten an eine vom *System* gegebene Position. Er besteht aus dem Regelkreis und ist für die Steuersignale, auslesen der Sensordaten, Einhaltung von Limitierungen (z.B. maximales Drehmoment) und damit sichere Steuerung zuständig. Je nach Auslegung und Anforderungen kann eine angepasste Kombination an Sensoren benötigt werden.

3.3.2 Leistungsstufe

Die *Leistungsstufe* setzt die Steuersignale der *Motorregelung* in effektive Ströme und damit Drehmoment um. Hier sind die größten thermischen Verluste des System zu erwarten und eine korrekte Auslegung der Kühlung und Bestimmung der Verluste ist notwendig. Die Leistungsstufe kann je nach Produkt unterschiedlich dimensioniert sein. Bei einer geringen Motorleistung kann eine kompakte und günstige Leistungsstufe realisiert werden. Bei stärkeren Motoren sind aufgrund der großen Ströme besondere Aspekte bei Auslegung und Layout zu beachten.

3.3.3 Sensoren

Die *Sensoren* stellen die Schnittstelle zum Motor dar. Hier sind je nach Auslegung beziehungsweise gewünschter Komplexität und damit verbundenen Kosten und Größe eine andere Variation an Sensor Eingängen notwendig. Somit kann je nach Lösung eine passende Kombination gewählt werden. Neben der physischen Schnittstelle findet hier die Konditionierung der Signale statt.

3.3.4 I/O

I/O sind zusätzliche Signale. Dazu zählen Messsignal für die Versorgungsspannung, Steuersignale für elektrische beziehungsweise mechanische Bremsen und optionale externe Steuergeräte (z.B. Joystick).

3.4 Power

Der *Power* Block liefert alle notwendigen Spannungen für die verbauten Komponenten und liefert eine Spannungsquelle für externe Sensoren. Dieser Block muss an die Anforderung des Gesamtsystems angepasst werden.

3.5 Spezifikation

Um den Prototypen (siehe Abb. 3.2) auszulegen ist eine Spezifikation notwendig. Diese wurde aus den im Betrieb verbauten Motoren, Sensoren und Konstruktionen bestimmt und soll zukünftige Anforderungen bzw. Verbesserungen berücksichtigen. Als Regelung soll eine FOC implementiert werden, diese stellt eine deutliche Verbesserung zur aktuellen Motoransteuerung auf Basis einer Block- und Sinuskommutierung dar und reduziert auftretende Probleme, wie stotternde Bewegung, bei Dreharbeiten. Für die Schnittstelle zu *SPIKE* wird eine Ethernet Verbindung implementiert und verwendet damit einen sehr gut verfügbaren und weit verbreiteten Standard.

Für die maximale Anzahl an Motoren wurde ein Set analysiert. Aufgabe der Steuerung ist die Regelung der Kameralinse sowie die Steuerung von z.B. Drehteller oder Linearführung (Motivbewegung). Die Steuerung der Kameralinse benötigt bis zu drei Motoren für Fokus, Blende und Zoom. Oft wird jedoch nur der Zoom gesteuert und es stehen bis zu zwei Motoren für die Motivbewegung zur Verfügung.

Ein Betrieb von zwei Systemen mit unterschiedlichen Leistungsklassen kann durchaus sinnvoller sein. So könnte man ein Produkt mit niedriger Leistungsklasse für die Steuerung der Kameralinsen und ein Produkt für die Steuerung von größeren Konstruktionen und damit größerer Leistungsklasse entwickeln.

Am Prototyp (siehe Spezifikation 3.1) sollen alle Sensoren, Ein- und Ausgänge sowie eine Motorleistung bis 1KW umgesetzt werden. Bei einer fortlaufenden Entwicklung ist eine Anpassung des Funktionsumfang bzw. der Leistungsklasse für das jeweilige Produkt sinnvoll. Dennoch können große Teile der Entwicklung ohne großen Aufwand übernommen werden.

Typ	Spezifikation
Regelung	FOC
Schnittstelle	Ethernet
Motor	BLDC / DC
Spannungsbereich	24-48V
Leistungsklasse	bis 1kW
Anzahl der Motoren	3
Sensoren	2 ABN Encoder / digital und analog Hall
IO	elektrische/mechanische Bremse

Tabelle 3.1: Spezifikation Prototyp



4 Drive

Der Regelkreis soll auf einer feldorientierten Regelung (FOC) basieren, die den Motorstrom regelt. Da die Strangströme proportional durch eine Drehmomentkonstante mit dem Drehmoment verknüpft sind, kann das Drehmoment bestimmt werden. Zusätzlich wird die Position des Rotors benötigt. Diese wird nach der Spezifikation entweder aus einem ABN-Encoder und/oder einem digitalen bzw. analogen Hall Sensor bestimmt.

Da eine sinusoidale Ansteuerung der Motorströme notwendig ist, muss eine Endstufe verbaut werden, die variable Ströme auf die Phasen einprägen kann. Dafür kann eine effiziente Schaltung eingesetzt werden, welche mithilfe einer Pulsdauermodulation (PWM) und drei Halbbrücken die drei Phasenströme im Motor steuert.

Für eine effiziente Umsetzung der Halbbrücke werden MOSFETs verwendet. Diese weisen neben ihrer hohen Eingangsimpedanz und schnellen Schaltzeiten, einen sehr niedrigen Widerstand im leitfähigen Zustand auf und eignen sich gut für die Ansteuerung bei hohen Strömen. Um die MOSFET schnell und somit effizient zu schalten wird ein zusätzlicher *Gate*-Treiber benötigt. Dieser dient als Verstärker für die PWM-Steuersignale. Aus diesen Anforderungen an die Schaltung lassen sich die einzelnen Komponenten ableiten (siehe Abb. 4.1).

4.1 Regelkreis

Eine auf einem Mikrocontroller basierende Umsetzung des Regelkreises ist zwar möglich, erhöht aber die Komplexität und verlagert den Gesamtaufwand stark in die Umsetzung der Software für den Regelkreis. Da der Projektzeitraum begrenzt ist und die Priorität auf anderen Bereichen liegt, ist es in diesem Fall sinnvoller im Prototypen auf eine integrierte Hardwarelösung zu setzen. Der *TMC4671* von Analog Devices (ehemals von TRINAMIC Motion Control) bieten hier eine integrierte Lösung und liefert alle notwendigen Funktionen für die Umsetzung.

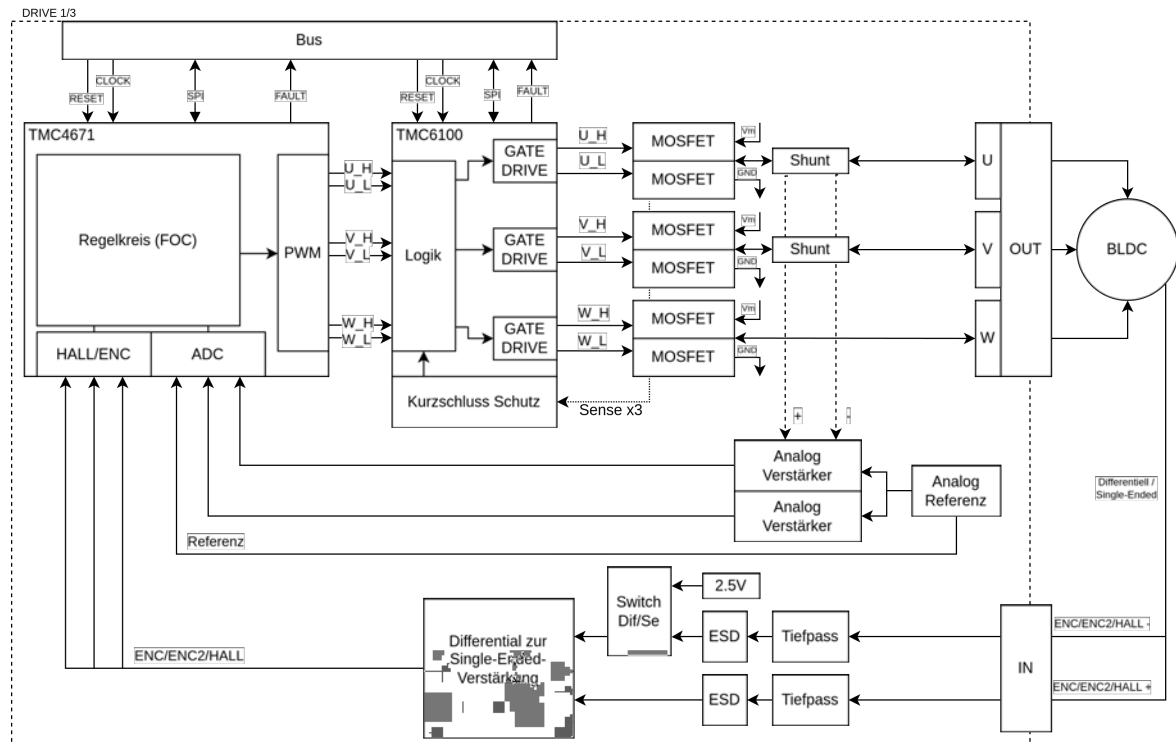


Abbildung 4.1: Drive Design

4.1.1 TMC4671

Der *TMC4671* ist eine integrierte Lösung für die Ansteuerung von BLDC, DC sowie Schrittmotoren. Intern basiert der Controller auf einem FOC Regelkreis. Insgesamt stehen drei Schnittstellen für die Konfiguration und Steuerung, sowie zusätzliche direkte Signale für Steuerung und Status der Hardware zur Verfügung (siehe Tab. 4.1). Zum Messen von Position und Drehmoment verfügt der Controller zusätzlich über ein breites Angebot an Digitalen und Analogen Eingängen (siehe Tab. 4.2). Für die Ansteuerung des Motors ist eine PWM-Steuerung verbaut, die vier Halbbrücken mit bis zu 100kHz steuern kann. Für die Ansteuerung von 3-Phasen BLDC- und DC-Motoren sind drei der vier Halbbrücken notwendig.

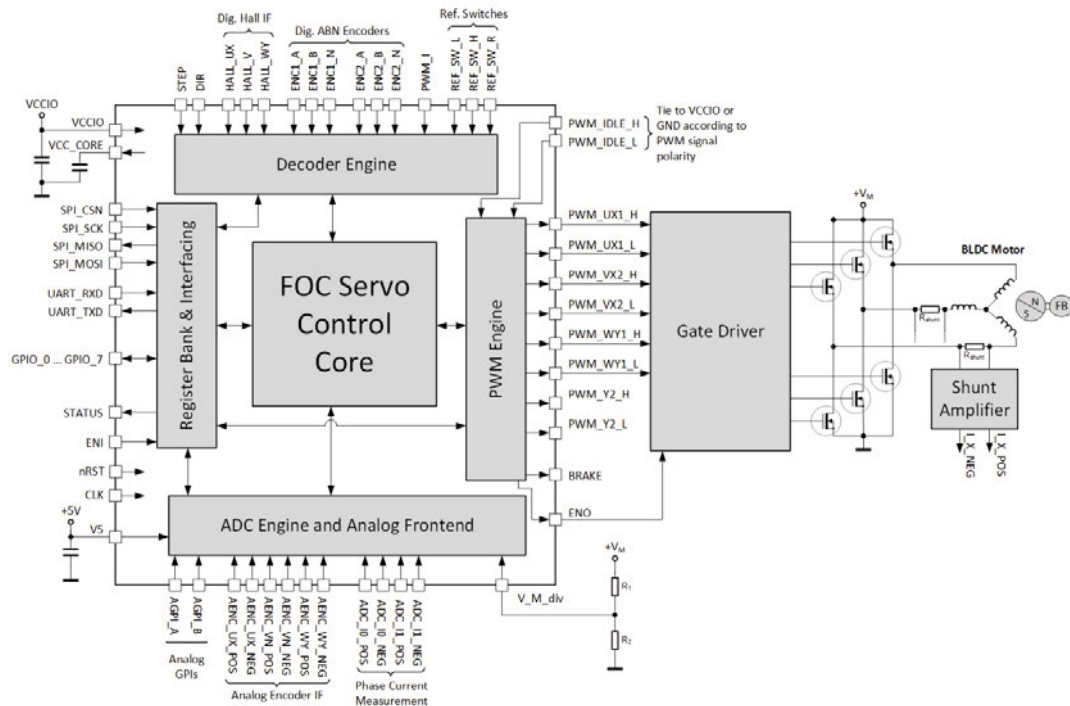


Abbildung 4.2: TMC4671 BLDC Steuerung [15]

Interface	Funktion	Typ
CLK	25 Mhz Taktsignal	Input
nRST	Hardwarereset	Input (Active-Low)
ENI	Aktivierung Motoransteuerung	Input
SPI	Interface Konfiguration/Steuerung	SPI
SPI 2	Debug-Interface	SPI
UART	Debug-Interface	UART
Status	Status/Warnung Update	Output

Tabelle 4.1: TMC4671 Schnittstellen

Funktion	Typ
3x Referenz Schalter	Digital Input
Encoder	Digital Input
Encoder 2	Digital Input
Hall	Digital Input
Phasen-Strom	Analog Input differentiell
Analog Hall	Analog Input differentiell
Messung Versorgungsspannung	Analog Input

Tabelle 4.2: TMC4671 Sensoren

4.2 Halbbrücke

Eine Halbbrücke (siehe Abb. 4.3) hat vier Schaltzustände. Mit diesen vier Zuständen kann der Brückenausgang mit der Versorgungsspannung oder der Erdung verbunden werden. Ein Durchschalten beider Transistoren führt zu einem Kurzschluss der Schaltung und ist unter allen Umständen zu vermeiden, dafür wird eine kleine Pause (Break-Before-Make *BBM*) zwischen dem Sperren und Durchschalten der MOSFETs eingefügt, in dem Beide den gesperrten Zustand erreichen.

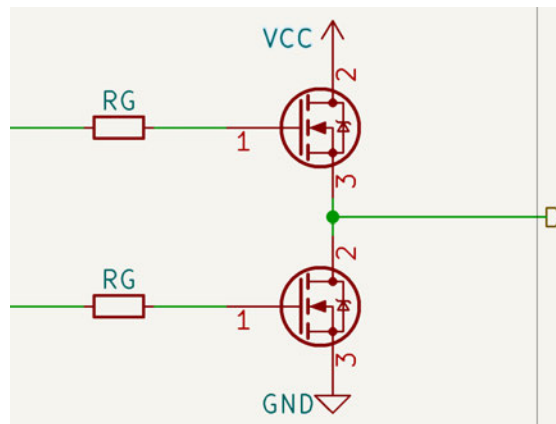


Abbildung 4.3: Halbbrücke für eine Phase

4.2.1 MOSFET

Der Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor oder auch kurz MOSFET hat im Gegensatz zu dem Bipolar Transistoren einen isolierten *Gate*-Anschluss und ist in seinem Aufbau und Funktionsweise grundlegend verschieden. Bedingt durch den Aufbau verhält sich das *Gate* wie ein Kondensator und muss für den Schaltvorgang ge- und entladen werden. Im Falle, der in der Schaltung verbauten n-Kanal-MOSFET (Abb. 4.4), muss eine positive *Gate-Source*-Spannung U_{GS} angelegt und das *Gate* Potenzial über die *Threshold* Spannung U_{th} geladen werden um eine Leitfähigkeit, der zwischen *Source* und *Drain* liegende Verarmungszone, herzustellen.

In Abbildung 4.5a ist eine qualitative Darstellung des Schaltvorgangs zu sehen. Abgebildet ist die *Drain-Source*- und *Gate-Source*-Spannung im Verlauf eines Schaltvorgangs. Um den Verlauf zu verstehen wird ein erweitertes Schaltbild benötigt, in dem die parasitären Effekte des MOSFET abgebildet sind (siehe Abb. 4.5b).

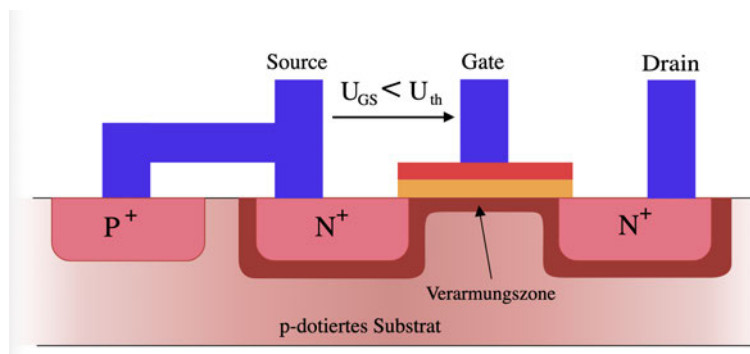
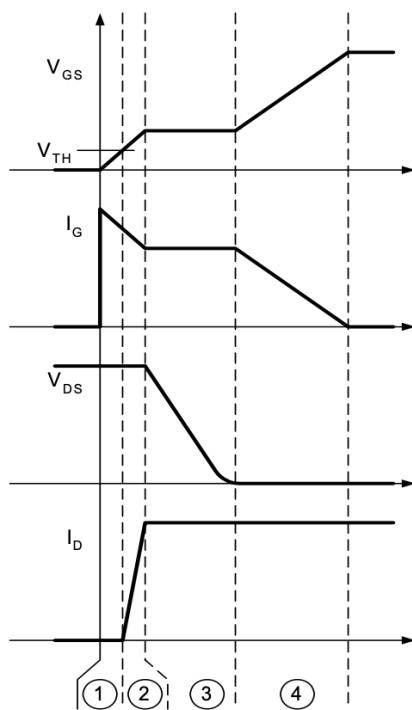
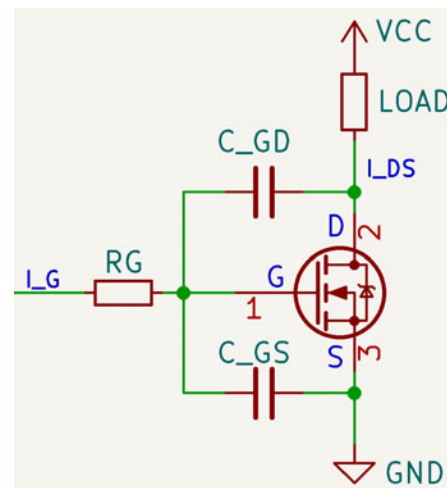


Abbildung 4.4: N-Kanal-MOSFET [4]



(a) Qualitativer Schaltvorgang [14]



(b) Parasitäre Effekte

Abbildung 4.5: MOSFET Schaltvorgang mit parasitären Effekten

Der Schaltvorgang kann in die vier Zeitabschnitte t_1 , t_2 , t_3 und t_4 eingeteilt werden. Die ersten Drei spielen eine entscheidende Rolle in der Berechnung der Verluste und der korrekten Anpassung der Schaltzeiten.

t_1 : Nachdem eine hohe Spannung an dem *Gate* des MOSFET angelegt ist beginnt der Ladevorgang der *Gate*-Kapazität. Diese setzt sich aus einer Kapazität zwischen *Gate* und *Drain* C_{GD} und einer Kapazität zwischen *Gate* und *Source* C_{GS} zusammen. Während dem ersten Zeitabschnitt fließt kein signifikanter Strom durch den MOSFET. Die Ladegeschwindigkeit wird einerseits durch den Widerstand der Spannungsquelle aber auch durch parasitäre Widerstände im *Gate* bestimmt.

t_2 : Sobald U_{TH} überschritten ist steigt der Strom durch den MOSFET und die Leitfähigkeit nimmt zu. Sobald die Spannung U_{DS} sinkt beginnt ein Plateau in der Spannung U_{GS} .

t_3 : Durch den Abfall der Spannung U_{DS} erhöht sich die benötigte Ladung von C_{GD} um die Kapazität auf dem gleichen Spannungsniveau zu halten, da die benötigte Ladung linear mit der Spannungsdifferenz zusammenhängt $C = F \cdot V$. Dieser Effekt zwischen sinkender Spannung U_{DS} und kontinuierlichem Ladevorgang ohne Erhöhung der Spannung wird als Miller-Effekt oder auch Miller-Plateau bezeichnet.

Da zum Schalten der MOSFETs eine Spannung benötigen wird, welche über dem *Source* Potenzial liegt, muss beim Schalten des *High-Side* MOSFETs der Halbbrücke eine Versorgungsspannung zur Verfügung gestellt werden, die über dem Potenzial der Ausgangsspannung der Halbbrücke liegt. Die einfachste Umsetzung hierfür ist ein *Bootstrap*-Kondensator, der auf die Ausgangsspannung referenziert ist und über eine Diode von der Versorgungsspannung geladen wird. Der Kondensator muss durch einen regelmäßigen Schaltvorgang der Halbbrücke geladen werden wodurch kein Tastverhältnis von 100% erreichbar ist. Um eine dauerhaftes Schalten der Halbbrücke zu realisieren kann eine Ladungspumpe eingebaut werden. Diese stellt eine Spannung zur Verfügung die den Bootstrap Kondensator immer in einem geladenen Zustand hält. Da der zur Verfügung stehende Spannungsbereich vollständig genutzt werden soll wird in der Umsetzung ein *Gate*-Treiber mit integrierter Ladungspumpe gewählt. Hierfür bietet sich der *TMC6100* 3-Halbbrücken *Gate*-Treiber von *Analog Devices* an.

4.2.2 TMC6100

Der *TMC6100* verfügt über drei Halbbrücken Treiber, eine integrierte Ladungspumpe, Eingänge zur Überwachung der Ausgangsspannung und einstellbare Ladegeschwindigkeit der *Gate*-Kapazität. Somit kann der Treiber sowohl für schwache, als auch starke Leistungsstufen eingesetzt werden. Die Kontrolle der Ausgangsspannung ermöglicht einen

sicheren Betrieb, durch die Erkennung von Kurzschlüssen und somit Schutz der gesamten Schaltung.

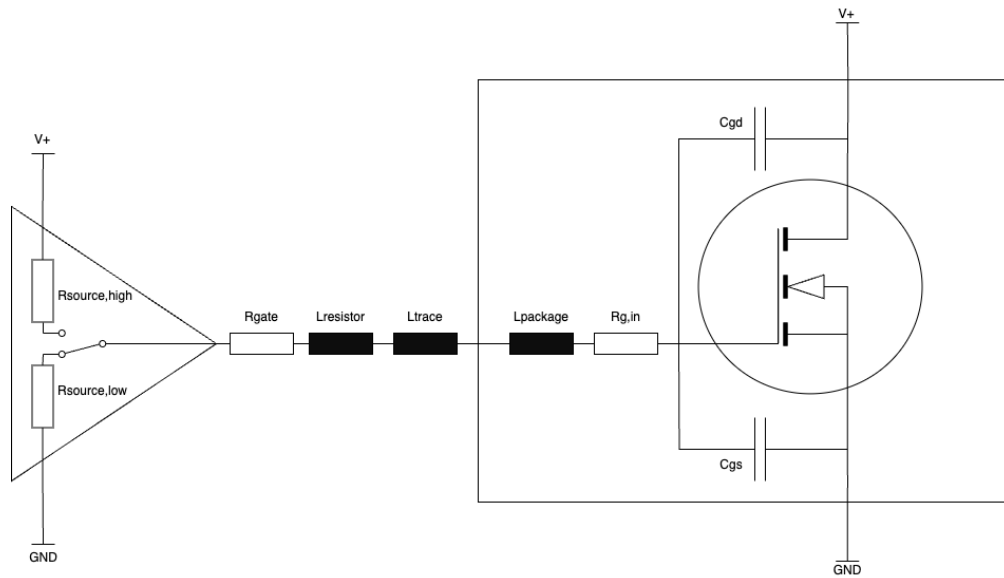
4.2.3 Auslegung

Bei der Wahl eines passenden MOSFET ist auf unterschiedliche Aspekte zu achten. Ein schneller Schaltvorgang benötigt eine geringe *Gate*-Kapazität und geringen *Gate*-Widerstand. Ein niedriger Widerstand R_{DS} erfordert aufbaubedingt einen größeren Querschnitt und damit eine höhere *Gate*-Kapazität. Ein zu geringer Widerstand verlagert die Verluste zum Gate Treiber und kann zu EMV-Störungen führen. Somit ist ein MOSFET zu wählen, der eine passende Kombination der Parameter anbietet und damit Verluste im Anwendungsfall möglichst gering hält.

Wie bereits dargestellt muss die *Gate*-Kapazitäten für den Schaltvorgang geladen werden. Zwar folgert ein schneller Schaltvorgang in eine bessere Effizienz, birgt aber auch Probleme durch ungewollte Resonanz am *Gate*-Eingang. Dieses entsteht durch die parasitären Induktivitäten vom *Gate*-Anschluss, bedingt durch das Package, und von der Leiterbahn. Auf dem Ersatzschaltbild des *Gate*-Treibers und des MOSFETs ist der Reihenschwingkreis zu erkennen (siehe Abb. 4.6). Im Idealfall sollte ein aperiodischen Verlauf ohne Überdämpfung erreicht werden. Berechnen lässt sich der benötigte Widerstand durch Formel 4.1 bei kritischer Dämpfung.

$$R_{gate} = 2 \cdot \sqrt{\frac{L_{trace} + L_{pack} + L_{res}}{C_{gd} + C_{gs}}} - R_{source,l/h} - R_{g,i} \quad (4.1)$$

Die Schwierigkeit liegt in der Bestimmung der einzelnen Parameter. Der Quellwiderstand vom TMC6100 ist im Datenblatt gegeben und ist abhängig von der Treiberstärke. Die Induktivität der Leiterbahn ist abhängig von Layout und gewähltem Widerstand. Die Kapazitäten, Package Induktivität und interner Gate Widerstand sind abhängig vom MOSFET. Zunächst wird ein MOSFET ausgewählt. Die geforderten Parameter lassen sich aus der Spezifikation beziehen, zusätzlich ist laut TMC6100 Datenblatt [16] eine Gate Kapazität von unter 80nC und eine schnelle Sperrerholzeit (reverse recovery time) gefordert. Der IPB029N06NF2S von Infineon bietet hier eine passende Kombination der Parameter (siehe Tab. 4.3).

Abbildung 4.6: Parasitäre Effekte MOSFET und *Gate*-Treiber

Parameter	Anforderung	IPB029N06NF2S
Strom Konstant	$>20\text{A}$	120A
Spannung	$\geq 60\text{V}$	60V
Q_{OSS}	$\leq 80\text{nC}$	68nC
Sperrerrholzeit	klein	29ns

Tabelle 4.3: MOSFET Parameter [6]

Aus den Datenblättern des MOSFET [6] und des *Gate*-Treibers [16] lassen sich die relevanten Parameter für die Berechnung ermitteln. Als *Gate*-Treiber Ausgangswiderstand ist bei einer *Gate*-Spannung $U_{GS} = 4\text{V}$ ein Widerstand von 4.2Ω im Datenblatt angegeben, wobei der Widerstand sich nicht linear verhält. Die Induktivität des *D2PAK*-Package liegt nach Abbildung 4.7 bei etwa 5nH . Für einen optionalen Dünnschichtwiderstand liegt die Induktivität bei weniger als 1nH [17] und wird daher vernachlässigt. Die größte Induktivität ist durch die Leiterbahn gegeben. Bei realistischer Länge und Breite sind im Mikrostreifen Aufbau 20nH festgelegt. Jede Leiterbahn sollte für ein möglichst konsistentes Ergebnis darauf angepasst werden. Insgesamt entstehen durch alle beteiligten Komponenten 25nH parasitäre Induktivität. Eingesetzt in die Formel 4.1 lassen sich somit $R_{gate} = -2.7\Omega$ für den Einschaltvorgang berechnen. Damit entsteht durch die parasitären Widerstände eine Überdämpfung und ein *Gate*-Widerstand ist nicht notwendig. Für den Prototypen sollen trotzdem zunächst $R_{gate} = 0.5\Omega$ bestückt werden um eine

Messung der Ströme zu ermöglichen. Das Schaltverhalten wird im späteren Verlauf der Arbeit experimentell mit den berechneten Werten verglichen.

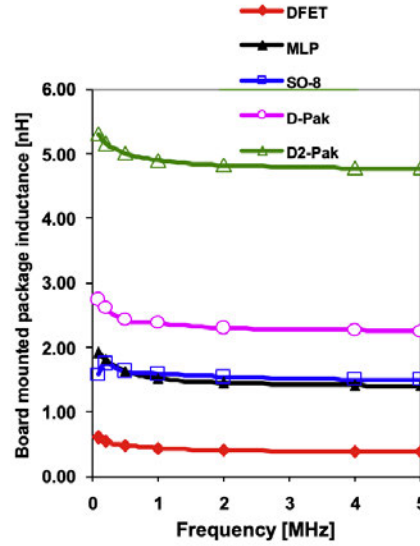


Abbildung 4.7: Package Induktivität [8]

$R_{source,l/h}(2V)$	7.9Ω
$R_{source,l/h}(4V)$	4.2Ω
$R_{g,i}$	3.2Ω
R_{gate}	0.5Ω
Q_{gs}	21nC
$Q_{g(th)}$	13nC
Q_{gd}	13nC
L_{pack}	5nH
L_{trace}	20nH
L_{all}	25nH

Tabelle 4.4: MOSFET, Gate-Treiber, Layout

4.2.4 Verluste

Nachdem die Komponenten und Parameter festgelegt sind kann der Verlust berechnet werden. Relevante Verluste treten bei insgesamt drei Bereichen auf:

1. Laden und Entladen der *Gate*-Kapazität
2. Vor und Während dem Miller-Platou ($T_{2,3}$)
3. Im durchgeschalteten Zustand

Die Verluste für den Ladeprozess sind unabhängig von der Schaltdauer und lassen sich durch die Kapazität, Frequenz und *Gate*-Spannung bestimmen. Sie teilen sich in Verluste im *Gate*-Treiber, *Gate*-Widerstand und MOSFET auf und betragen $P_{GATE} = 68mW$. Eine grobe Abschätzung der Verteilung der Verluste ist bei Annahme eines konstanten Widerstandes des *Gate*-Treibers von $R_{source,l/h} = 4.2\Omega$ möglich:

U_m	48V	Maximale Versorgungsspannung
$U_{DS,off}$	48V	Spannung über MOSFET
$U_{GS,Miller}$	4.6V	Miller-Plateau MOSFET
$U_{GS,TH}$	2.8V	Threshold Spannung MOSFET
U_{DRV}	11.5V	Gate Treiber Ausgangsspannung
I_L	20A	Motor Dauerstrom
U_{DIODE}	0.91V	Durchlassspannung MOSFET Diode
R_{DS}	$2.6m\Omega$	Widerstand MOSFET

Tabelle 4.5: Parameter MOSFET, *Gate*-Treiber

$$\begin{aligned}
P_{GATE} &= P_{DRV} + P_{MOSFET} + P_{Rgate} \\
P_{GATE} &= U_{DRV} \cdot Q_{GATE} \cdot f_{DRV} \\
68mW &= 10V \cdot 68nC \cdot 100kHz \\
P_{DRV} &= P_{GATE} \cdot \frac{R_{source,h}}{R_{source,h/l}(4V) + R_{gate} + R_{g,i}} = 36,2mW \\
P_{g,MOSFET} &= P_{GATE} \cdot \frac{R_{g,i}}{R_{source,h/l}(4V) + R_{gate} + R_{g,i}} = 27,5mW \\
P_{Rgate} &= P_{GATE} \cdot \frac{R_{gate}}{R_{source,h/l} + R_{gate} + R_{g,i}} = 4,3mW
\end{aligned} \tag{4.2}$$

Im Zeitbereich $t_{2,3}$ kann mithilfe einer linearen Annäherung der Ladeströme und daraus resultierenden Schaltzeiten der Verlust berechnet werden. Für den Ausgangswiderstand für T_2 wurden die im Datenblatt [16] gegebenen Widerstandswerte linear interpoliert für $U_{GS} = 3,4V = (U_{GS,TH} + U_{GS,Miller})/2$. Die benötigte Ladung der einzelnen Zeitabschnitte findet sich im Datenblatt [6] und ermöglicht die Berechnung der Zeiten:

$$\begin{aligned}
 R_{source,h/l}(3.4V) &= 5.31\Omega \\
 I_{G,t2} &= \frac{U_{DRV} - 0.5 \cdot (U_{GS,Miller} + U_{GS,TH})}{R_{source,h/l}(3.4V) + R_{gate} + R_{g,i}} = 0.86A \\
 I_{G,t3} &= \frac{U_{DRV} - U_{GS,Miller}}{R_{source,h/l}(4V) + R_{gate} + R_{g,i}} = 0.87A
 \end{aligned} \tag{4.3}$$

$$\begin{aligned}
 t_2 &= \frac{Q_{gs} - Q_{g(th)}}{I_{G,t2}} = 12.71ns \\
 t_3 &= \frac{Q_{gd}}{I_{G,t3}} = 14.88ns
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

Um die Gesamtverluste einer Brücke zu Berechnen, muss eine Schaltperiode analysiert werden. Bei drehendem Motor ist der Strom durch eine Halbbrücke sinusförmig, der daraus resultierende Mittelwert und Effektivwert des Stroms durch die MOSFETs einer Halbbrücke dient hier zur Berechnung der Verluste. Es gibt zwei unterschiedliche Ströme die in der Halbbrücke auftreten können. Entweder fließen die Ströme in die Halbbrücke oder aus der Halbbrücke (Abb. 4.9 und 4.8). Grund dafür ist die Induktivität der Spulen die eine Stromrichtung während der hochfrequenten Modulation vorgeben. Die Summe der Verluste innerhalb der Halbbrücken bleiben gleich, verteilen sich aber je nach Zustand ungleichmäßig auf die MOSFETs. Der Gesamtverlust beträgt 7.52W (eq. 4.5) bei einer Ausgangsleistung von 960W.

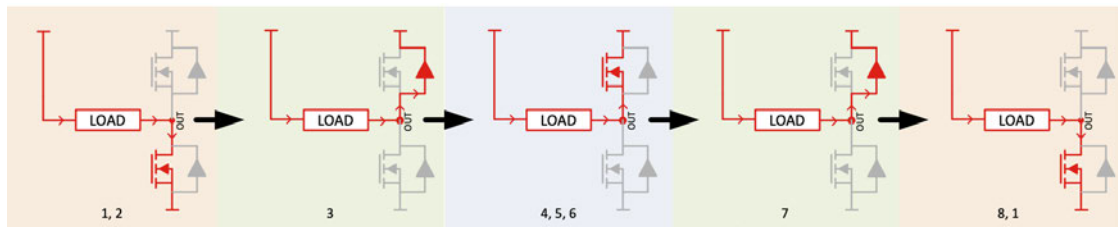


Abbildung 4.8: Halbbrücke mit High-Side Rezirkulation [13]

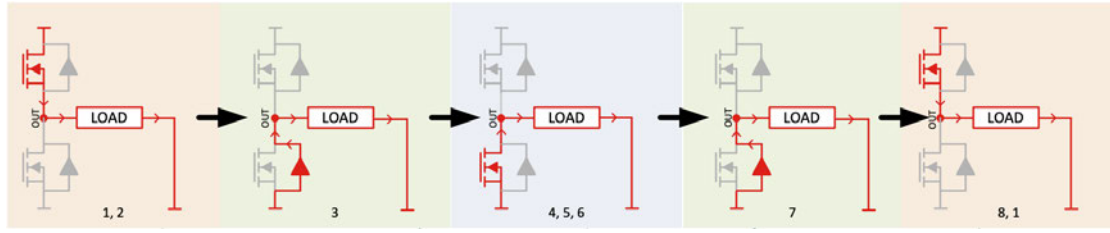


Abbildung 4.9: Halbbrücke mit Low-Side Rezirkulation [13]

Region	Time	LS	HS
1	0.5	0	$R_{DS} \cdot I_{L,rms}^2$
2	$(t_2 + t_3) \cdot f_{DRV}$	0	$0.5 \cdot U_{DS,off} \cdot I_{L,avg}$
3	$t_{deadtime} \cdot f_{DRV}$	$U_{DIODE} \cdot I_{L,avg}$	0
4	$(t_2 + t_3) \cdot f_{DRV}$	$0.5 \cdot U_{DIODE} \cdot I_{L,avg}$	0
5	0.5	$R_{DS} \cdot I_{L,rms}^2$	0
6	$(t_2 + t_3) \cdot f_{DRV}$	$0.5 \cdot U_{DIODE} \cdot I_{L,avg}$	0
7	$t_{deadtime} \cdot f_{DRV}$	$U_{DIODE} \cdot I_{L,avg}$	0
8	$(t_2 + t_3) \cdot f_{DRV}$	0	$0.5 \cdot U_{DS,off} \cdot I_{L,avg}$

Tabelle 4.6: Halbbrücke mit Low-Side Rezirkulation [13]

$$t_{deadtime} = 40ns$$

$$\begin{aligned}
P_{Loss,HB} &= 2 \cdot ((t_2 + t_3) \cdot f_{DRV} \cdot 0.5 \cdot U_{DS,off} \cdot I_{L,avg}) \\
&\quad + 2 \cdot ((t_2 + t_3) \cdot f_{DRV} \cdot 0.5V \cdot U_{DIODE} \cdot I_{L,avg}) \\
&\quad + 2 \cdot (t_{deadtime} \cdot f_{DRV} \cdot U_{DIODE} \cdot I_{L,avg}) \\
&\quad + 2 \cdot (0.5 \cdot R_{DS} \cdot I_{L,rms}^2) \\
P_{Loss,HB} &= 2 \cdot ((12.71ns + 14.88ns) \cdot 100kHz \cdot 0.5 \cdot 48V \cdot (0.637 \cdot 20A)) \\
&\quad + 2 \cdot ((12.71ns + 14.88ns) \cdot 100kHz \cdot 0.5 \cdot 0.91V \cdot (0.637 \cdot 20A)) \\
&\quad + 2 \cdot (40ns \cdot 100kHz \cdot 0.91V \cdot (0.637 \cdot 20A)) \\
&\quad + 2 \cdot (0.5 \cdot 0.0029\Omega \cdot (20A/\sqrt{2})^2)
\end{aligned} \tag{4.5}$$

$$P_{Loss,HB} = 2.372W$$

$$P_{Loss,All} = 3 \cdot (P_{Loss,HB} + 2 \cdot P_{g,i})$$

$$P_{Loss,All} = 7.52W$$

4.3 Strommessung

Für die Messung der Ströme wird ein Messwiderstand benötigt, der in zwei der drei Phasen eingebaut ist. Da die Messwiderstände in den Phasen liegen muss zunächst mithilfe eines Differenzverstärkers der Spannungsabfall über dem Widerstand gemessen und verstärkt werden. Der Verstärkereingang muss eine Spannung von $-U_{DIODE}$ bis $48V + 12V$ aushalten (siehe Kapitel 4.4). Aufgrund der PWM-Steuerung wird zusätzlich eine hohe Gleichtaktunterdrückung benötigt, da es am Widerstand zu hohen Spannungssprüngen kommt.

Der ausgewählte Operationsverstärker für den Prototypen ist der *INA240Ax*, dieser bietet alle benötigten Eigenschaften und ist in mehreren Verstärkungsfaktoren verfügbar. Der *TMC4671* verfügt über zwei differentielle A/D Eingänge zur Messung der Ströme. Der lineare Bereich ist mit $2.5V \mp 1.25V$ angegeben und muss bei der Auslegung des Messwiderstandes und Wahl des Verstärkungsfaktors beachtet werden. Diese sind abhängig vom Spitzen-Motorstrom und müssen angepasst an die Leistungsklasse berechnet werden. Als Referenzspannung für die Verstärker und A/D wird eine *REF5025*-Spannungsreferenz verwendet, diese liefert 2.5V bei ausreichender Ausgangsleistung und wird für alle Endstufen verwendet.

Für die Auslegung des Messwiderstandes wird der Spitzenstrom durch die einzelnen Phasen betrachtet. Der konstante Strom liegt niedriger. Es soll eine möglichst gute Ausnutzung des Messbereiches erreicht werden. Dafür wird der Mittelwert von Spitzen- und Konstantstrom verwendet und bei der Auslegung in den linearen A/D Bereich gelegt. Für den Prototypen werden alle drei Endstufen unterschiedlich dimensioniert.

Konstant [A]	Spitze [A]	$ADC_{GAIN}[V/V]$	Messwiderstand [Ω]	max. Messbereich [V]	$P_{loss}[W]$
20A	60A	20V/V	$1.5m\Omega$	+/-1800mV	600mW
10A	30A	50V/V	$1.5m\Omega$	+/-2250mV	150mW
4A	12A	100V/V	$1.5m\Omega$	+/- 1800mV	24mW

Tabelle 4.7: Endstufen Leistung

4.4 Bulk-Kapazität

Die Bulk-Kapazität beschreibt die größte Kapazität, die parallel zur Spannungsversorgung liegt. Sie verhindert bei kurzzeitigen Stromspitzen ein Einbrechen dieser und sorgt so für eine gleichmäßigere Spannungsversorgung. Für die Auslegung wird ein maximal

erlaubter Spannungsbereich festgelegt und ist bei dem Prototypen bei $48V \mp 12V$ definiert, wobei zu hohe Spannungen zusätzlich durch einen Lastwiderstand abgefangen werden. Die mindestens benötigte Kapazität lässt sich anschließend mit der Formel 4.6 abschätzen und liegt bei 0.416 mF. Da mit hohen Schaltfrequenzen gearbeitet wird sollte eine Kondensator mit niedrigem Verlustwiderstand (ESR) ausgewählt werden. Im System sind für jeden Ausgang 1.5mF (insg. 6mF) Kapazität verbaut.

$$\begin{aligned} 1/2 \cdot C_{bulk} \cdot \Delta V^2 &> 1/2 \cdot L \cdot I^2 \\ C_{bulk} &> \frac{L \cdot I^2}{\Delta \cdot V^2} \\ C_{bulk} &> 0.416mF = \frac{0.3mH \cdot 28.28A^2}{24V^2} \end{aligned} \tag{4.6}$$

5 Control

Die Aufgabe der Kommunikation und Steuerung des Regelkreises wird von der *Control*-Platine erfüllt. Sie bietet eine *Ethernet*-Schnittstelle zur Kommunikation mit dem *Host-System* und zwei Mikrocontroller für die Steuerung sowie Kommunikation. Mikrocontroller A (*Interface*) übernimmt zusammen mit einem *Ethernet-IC* die Aufgabe der Kommunikation und ermöglicht den Empfang von Steuerbefehlen, senden von Statusinformationen sowie das Aufspielen neuer Software. Mikrocontroller B (*System*) bietet eine Schnittstelle für die Kommunikation zu den einzelnen Motorsteuerungen und kümmert sich um die Konfiguration, Kalibrierung, Steuerung sowie Überwachung dieser.

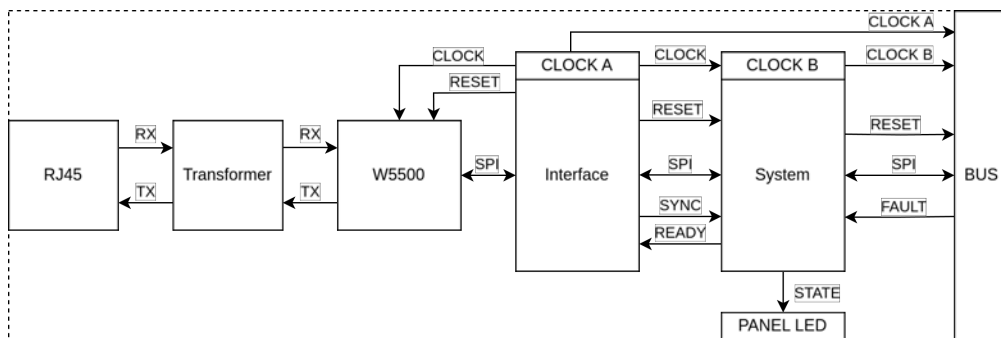


Abbildung 5.1: Control Übersicht

5.1 Ethernet

Um die Komplexität des Projekts zu reduzieren und eine zuverlässige Kommunikation zu gewährleisten wird für die Umsetzung der *Ethernet*-Schnittstelle ein *W5500* von *WIZnet* verbaut. Dies ist eine Hardwareimplementierung der transportorientierten OSI-Schichten 1-4 und bietet damit eine kostengünstige und einfache zu steuernde Lösung. Für die Kommunikation wird *100BASE-TX* verwendet. Dafür wird eine *RJ45* Buchse und ein

Transformator mit der passender Induktivität von 350uH benötigt. Die Kommunikation mit dem *Interface* erfolgt über eine *SPI*-Schnittstelle.

5.2 Interface

Das *Interface* ist die Schnittstelle zwischen dem *System* und *Host*. Die Aufgabe des *Interfaces* ist das Validieren, Puffern und weiterleiten der Daten zum eigentlichen *System*. Durch den begrenzten Aufgabenbereich kann ein günstiger Mikrocontroller mit reduzierten Funktionsumfang gewählt werden. Benötigt werden zwei *SPI*-Schnittstellen, eine zum *System* und eine zum *Ethernet-IC*, eine Taktfrequenz von 50MHz (2x *SPI*-Busfrequenz) sowie eine *UART* Schnittstelle. Gewählt wurde ein *STM32G031C8U6* MCU basierend auf einer *ARM Cortex-M0* Architektur. Diese bietet alle benötigten Funktionen, sowie ausreichend Speicher und eine Taktrate bis 75MHz.

5.3 System

Das *System* implementiert die eigentliche Funktionalität. Es ist für die Steuerung und Überwachung der *TMC-IC* zuständig. Ein Treiber abstrahiert Lese- und Schreibvorgänge in Steuerungsregister zu einfach verwendbaren aber komplexen Konfigurations- und Kalibrierungsroutinen. Für die Überwachung des System werden alle Fehlersignale an *GPIO*-Pins gelegt und im Falle eines auftretenden Problems behandelt. Für die notwendigen Berechnung wird eine Gleitkommaeinheit benötigt. Zusätzlich werden zwei *SPI*-Schnittstellen, eine *UART*-Schnittstelle und mehrere verfügbaren *GPIO* Pins benötigt um alle Fehler und Steuersignale anzuschließen. Gewählt wurde ein *STM32L431CC* MCU basierend auf einer *ARM Cortex-M4* Architektur.

5.4 Takt

Für die gesamte Schaltung wird eine 25MHz Taktquelle verwendet. Diese wird für beide Mikrocontroller, *W5500*, *TMC4671* und *TMC6100* eingesetzt (siehe Abb. 5.2). Als Taktquelle dient ein 25MHz Quarz, der vom *Interface* Mikrocontroller gesteuert wird. Dieser Takt wird im System verteilt und zusätzlich ein 12.5MHz Takt für den *TMC6100* erzeugt.

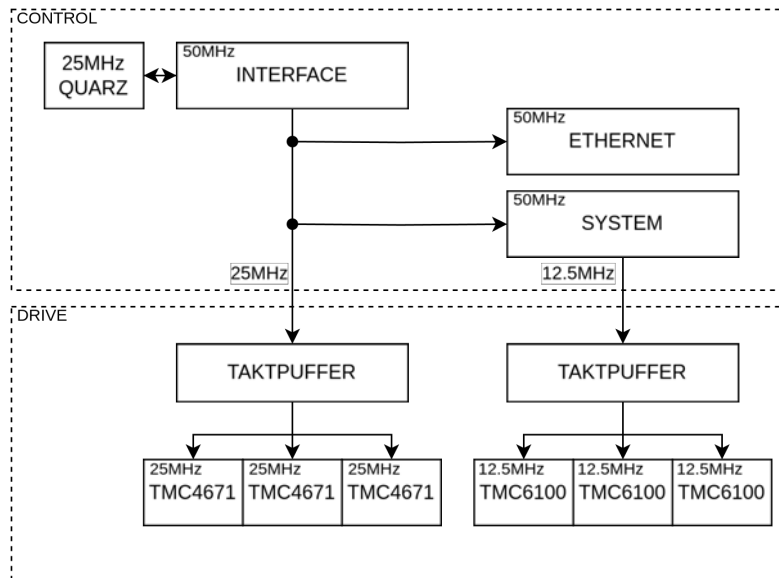


Abbildung 5.2: Verteilung des Systemtaktes

Um die Signalintegrität des Taktes zu gewährleisten wird der 25MHz und 12.5MHz Takt auf der *Drive* Platine zusätzlich gepuffert und an die Komponenten weitergeleitet.

6 Power

Für die Versorgung des Systems werden mehrere Spannung benötigt, die aus der Versorgungsspannung von 24-48V erzeugt werden (siehe Abb. 6.1). Benötigt werden 3.3V für die Digitalelektronik, 5V für den Analogbereich sowie externe Spannungsversorgung für Sensoren und 12V zum Schalten der MOSFETs. Der Gesamtverbrauch wurde aus der Summe der im Datenblatt angegebenen Ströme abgeschätzt und liegt bei 150mA bei 12V, 750mA bei 5V und 550mA bei 3.3V (siehe Tabelle 6.1 und Abb. 6.2). Als Spezifikation für den Prototypen ist ein 12V 2.5A , 5V 1A und 3.3V 2A Wandler festgelegt. Diese Spezifikation ist in diesem Fall zu groß ausgefallen und führt in den späteren Messungen in Kapitel 10 zu messbaren Problemen. Für die 5V Versorgung wird zusätzlich zu dem Schaltregler ein Linearregler verbaut, welcher 5.6V vom Schaltwandler auf 5V reguliert. Dies verringert den Spannungsrippel für die im Analogbereich verwendete 5V Spannung.

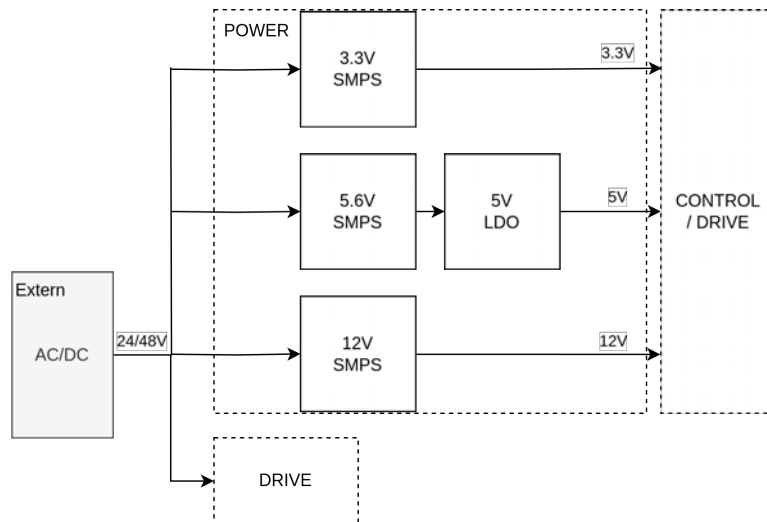


Abbildung 6.1: Power Übersicht

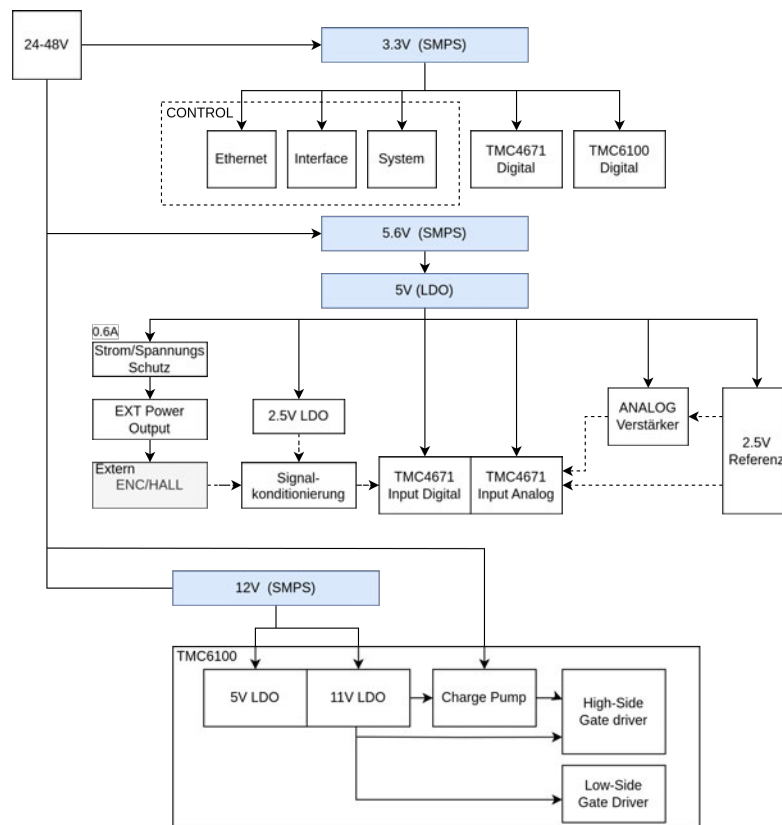


Abbildung 6.2: Spannungsverteilung

6.1 SMPS | LDO

Bei der Wahl für den Spannungswandler kann zwischen einem einfachen Linearregler (LDO) und einem Schaltregler (SMPS) entschieden werden. Bei einem Linearregler wird die überschüssige Spannung in Wärme umgewandelt. Die Effizienz ist direkt abhängig von der Ein- und Ausgangsspannung. Der Verlust ergibt sich aus dem Strom und der Spannungsdifferenz. Als Beispiel würde bei der 5V Spannung ein Verlust von $P_{loss} = (48V - 5V) \cdot 0.75A = 32.25W$ entstehen. Die Effizienz wäre mit $Effizienz(\%) = \frac{5V}{48V} \cdot 100\% = 10.4\%$ schlecht und der Wandler schwer zu kühlen. Daher muss hier ein Schaltregler verwendet werden. Da nur ein Herabsetzen der Spannung notwendig ist, bietet sich ein Abwärtswandler an.

Der Abwärtswandler besteht aus einem Regler, der mit einer hohen Frequenz (typischerweise 100kHz bis wenige MHz) einen Transistor (z.B. MOSFET) schaltet. Dabei wird die Eingangsspannung auf den Ausgang geschaltet. Die Aufgabe des Reglers besteht darin,

	12V	5V	3.3V	
Interface und System (1x)	0	0	250	mA
Motorregelung (3x)	50	50	100	mA
Externe Stromversorgung (3x)	0	200	0	mA
Gesamt	150	750	550	mA
Design	2.5	1	1.5	A

Tabelle 6.1: Stromverbrauch

die Ausgangsspannung zu messen und das Tastverhältnis des Schalter anzupassen. Spule und Kondensator wirken als Energiespeicher und Tiefpass 2. Ordnung die aus der Rechteckspannung den Wechselanteil herausfiltert. Da der Strom bei geschlossenem Schalter weiter fließt wird eine zusätzliche Diode (bei asynchronen Wandlern) verbaut durch die der Strom fließen kann (siehe Abb. 6.3). Für eine korrekte Auslegung der Komponente muss zunächst eine Spezifikation und der passende Regler ausgewählt werden.

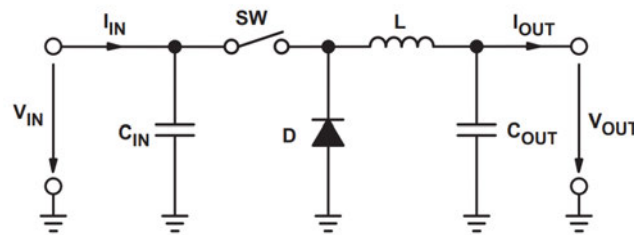


Abbildung 6.3: Vereinfachte Darstellung Abwärtswandler [1]

6.2 LM5012

Der *LM5012* ist ein asynchroner Abwärtswandler mit einem hohen Eingangsspannungsbereich bis 100V. Er kann einen Ausgangsstrom von 2.5A bei einer Effizienz von etwa 90% erzeugen. Durch den asynchronen Aufbau wird nur ein MOSFET verwendet der bei diesem Regler bereits integriert ist, dies vereinfacht das Schaltungsdesign.

Für die Auslegung der Komponenten muss zunächst die Schaltfrequenz bestimmt werden. Eine höhere Schaltfrequenz resultiert in einer niedrigeren Induktivität aber größeren Verlusten. Diese entstehen durch die häufiger auftreten Schaltverluste im MOSFET. Da die minimale Schaltzeit auf 50ns begrenzt ist, gibt die Schaltfrequenz auch die maximale Eingangsspannung, bzw. das kleinst mögliche Übersetzungsverhältnis an und sollte über-

prüft werden. Für den Prototyp wurde einer niedrige Schaltfrequenz von $F_{SW} = 300kHz$ gewählt.

$$\begin{aligned}
 t_{ON(min)} &= 50ns \\
 U_{IN(max)} &= \frac{U_{OUT}}{t_{ON(min)} \cdot F_{SW}} \\
 U_{IN(max)} &= 220V = \frac{3.3V}{50ns \cdot 300kHz}
 \end{aligned} \tag{6.1}$$

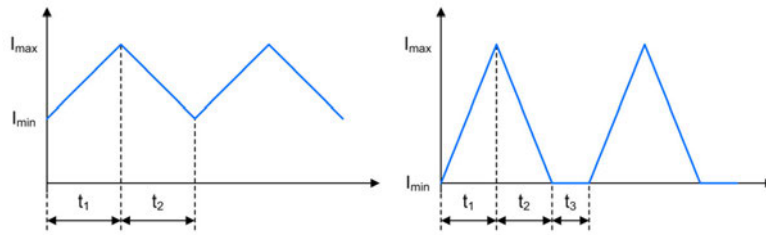
6.2.1 Spule

Die Spule ist abhängig von der Schaltfrequenz F_{SW} , der Eingangsspannung U_{IN} , der Ausgangsspannung U_{OUT} und dem Ripplestrom ΔI_L . Wichtige Parameter für die Spule sind die Induktivität L_O , Konstantstrom I_{dc} und Sättigungsstrom I_{sat} .

Durch den Einsatz einer Ferritkernspule ist besonders darauf zu achten, dass der Sättigungsstrom weit über dem Maximalstrom von 3.5A des Regler liegt, da die Induktivität im Sättigungsbereich schlagartig abnimmt. Empfohlen vom Hersteller wird eine Spule mit einem Sättigungsstrom von mindestens 5A [12].

Der Ripplestrom gibt das Stromdelta im Spulestrom an, welches während des Aufbaus und Abbaus des magnetischen Feldes entsteht. Ein niedriger Ripplestrom erfordert eine große Spule, zusätzlich wächst aber die gespeicherte Energie und kann bei schnell auftretendem Lastabfall zu potenziell für die Komponenten gefährlichen Spannungsspitzen führen. Ein hoher Ripplestrom folgert in einer kleineren Spule, verursacht aber einen höheren Spitzenstrom und bei kleinen Lasten zum lückendem Betrieb (siehe Abb. 6.4). Dadurch treten Schwingungen am Ausgang auf, die größer sind als der spezifizierte Spannungsripple. Vom Hersteller werden 30% Ripplestrom als Richtwert angegeben [12]. Die berechneten Spulenparameter sind in Tabelle 6.2 zu sehen.

$$\begin{aligned}
 \Delta I_L &= \frac{U_{OUT}}{F_{SW} * \Delta I_O} \cdot \left(1 - \frac{U_{OUT}}{U_{IN(nom)}}\right) \\
 L_O &= \frac{U_{OUT}}{F_{SW} * \Delta I_L} \cdot \left(1 - \frac{U_{OUT}}{U_{IN(nom)}}\right) \\
 I_L(max) &= I_L + \Delta I_L/2
 \end{aligned} \tag{6.2}$$

Abbildung 6.4: Lückender Betrieb (t_3) durch geringe Last und großem Ripplestrom [18]

U_{OUT}	3.3	5.6	12	V
I_L	2	1	2.5	A
$\Delta I_L(30\%)$	0.6	0.3	0.75	A
$I_L(max)$	2.3	1.15	2.875	A
$L_{O(48V)}$	17	54.96	40	μH
$L_{O(24V)}$	15,8	47.70	26.67	μH
$L_{O(design)}$	15	56	47	μH
ΔI_L	0.68	0.29	0.64	A

Tabelle 6.2: Spule

6.2.2 Kondensator

Die Größe der Ausgangskapazität ist abhängig von dem maximal erlaubten Spannungsripple $\Delta U_{OUT(max)}$. Dieser ist direkt abhängig vom Stromripple ΔI_L und der Schaltfrequenz F_{SW} (siehe Formel 6.3). Zusätzlich entsteht ein weiterer Spannungsripple durch den parasitären Serienwiderstand (ESR) in der Kapazität. Eine größere ESR führt somit zu einem größeren Spannungsripple, der auch mit größerer Kapazität nicht kompensiert werden kann, ein kleiner ESR führt zu Instabilität und muss bei dem Design der Rückkopplung beachten werden (siehe Kapitel 6.2.3). Der maximale Spannungsripple für das System ist mit 20mV angegeben. Bei der ausgewählten Kapazität handelt es sich um einen Keramik kondensator Typ *X7R CL32A226KAJNN* mit 22 μF . Es werden jeweils zwei parallel für 3.3V und 12V sowie einer für 5.6V für die Ausgangskapazität $C_{O(design)}$ verbaut. Aus der Website des Herstellers (Kopie in der Anlage) ist die Abweichung der Kapazität bei angelegter Gleichspannung zu sehen und muss bei der Wahl der Kapazität unbedingt beachtet werden. Aus der realen Kapazität und der angegebenen ESR für die Schaltfrequenz lässt sich der zu erwartende Spannungsripple berechnen.

$$\begin{aligned}
C_{OUT(min)} &= \frac{\Delta I_L}{8 * F_{SW} * \Delta U_{OUT(max)}} \\
\Delta U_{OUT(ESR)} &= ESR \cdot \Delta I_L \\
\Delta U_{OUT} &= ESR \cdot \Delta I_L + \frac{\Delta I_L}{8 * F_{SW} * C_{OUT(real)}}
\end{aligned} \tag{6.3}$$

U_{OUT}	3.3	5.6	12	V
ΔI_L	0.68	0.29	0.64	A
$C_{OUT(min)}$	14.2	6.13	13.3	μF
$C_{OUT(design)}$	44	22	44	μF
$\Delta C(U_{OUT})$	-7.3	-25.2	-59.2	%
$\Delta C(45^\circ\text{C})$	-0.5	-0.5	-0.5	%
$C_{OUT(real)}$	40.57	16.34	17.732	μF
$R_{ESR(C_{OUT})}$	1.5	3	1.5	$m\Omega$
ΔU_{OUT}	8	8.4	16	mV

Tabelle 6.3: Kapazität

6.2.3 Rückkopplung

Für die Regelung der Ausgangsspannung wird die Spannung über der Kapazität mit eine Spannungsreferenz verglichen und die PWM für den MOSFET angepasst. Bei der einfachsten Rückkopplung wird die Ausgangsspannung mit einem Spannungsteiler auf den *Feedback*-Eingang gelegt. Die nun gemessene Spannung besteht aus dem kapazitiven Spannungsabfall, der 90° Phasenverschoben zum Spulenstrom steht. Sowie einer Spannung die durch den Serienwiderstand des Kondensators entsteht. Für einen stabilen Betrieb ist ein Spannungsrippel in Phase am Feedback von 20mV notwendig, wird dieser nicht erreicht kommt es zu fehlerhaften Schaltpulsen. Dadurch wird bei einer einfachen Rückkopplung eine minimaler *ESR* benötigt, der über der *ESR* des Keramik Kondensators liegt.

Als Alternative kann ein *Type-3 Ripple Netzwerk* verbaut werden. Dieses erzeugt eine Dreiecksspannung (siehe Abb. 6.6) in Phase mit dem Spulestrom, das zusätzlich in das Feedback eingekoppelt wird (siehe Abb. 6.5). Das so entstehende Feedback ist unabhängig von der *ESR* des Kondensators und kann für ein Design mit kleinem Spannungsrippel verwendet werden

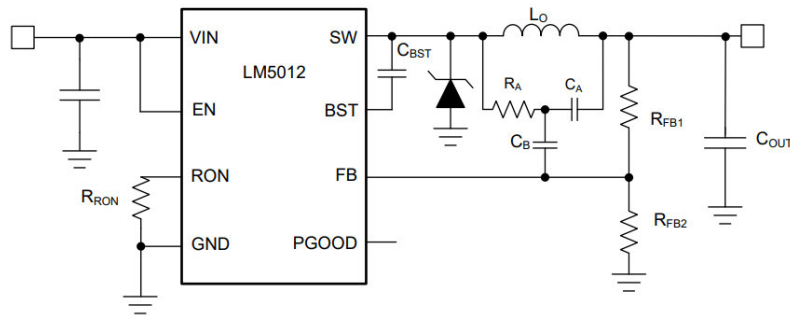
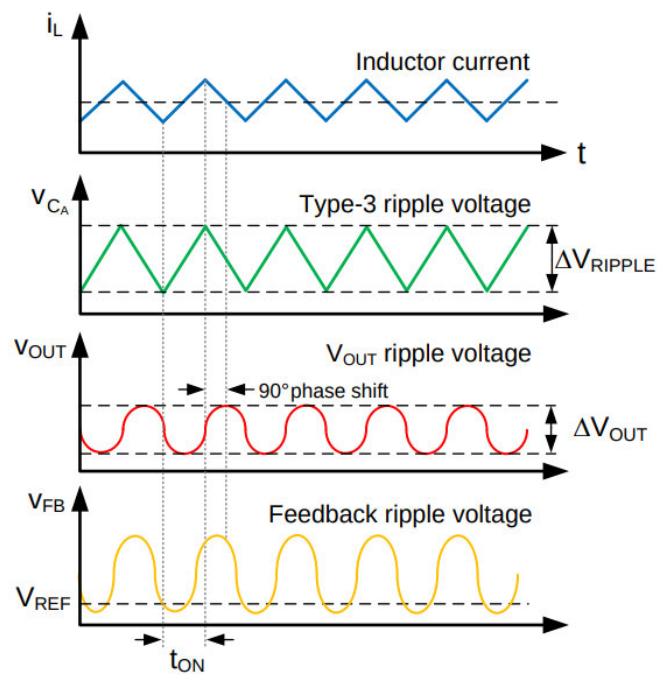
Abbildung 6.5: Type-3 Rippel Netzwerk R_A, C_A, C_B [12]

Abbildung 6.6: Zeitdiagramm Type-3 Rippel Netzwerk [11]

6.2.4 Diode

Die Diode schließt die Schaltung bei gesperrten MOSFET und sieht einerseits die Eingangsspannung aber auch den Strom durch die Induktivität und muss entsprechend ausgewählt werden. Die vom Datenblatt [12] empfohlene Schottky Diode *V8P12-M3/86-A* von *Vishay* bietet neben einer für die Bauart typisch niedrigen Diodenspannung, eine

hohe Durchbruchspannung (120V), erlaubt große Konstantströme (8A) und das Package ist für die entstehenden Verluste geeignet.

6.2.5 Verluste

Es treten drei relevante Verluste auf: im MOSFET, der Diode und in der Spule. Die MOSFET Verluste $P_{loss(mosfet)}$ entstehen bei den Lade- und Entladevorgängen am *Gate* sowie im Schaltmoment und im durchgeschaltet Zustand durch die Widerstand R_{DS} der *Drain-Source-Strecke*. Fehlende Angaben für die Schaltzeiten und der *Gate*-Kapazität ermöglichen hier nur eine Abschätzung über die *Drain-Source-Strecke* im durchgeschalteten Zustand. Die Verluste der Diode $P_{loss(diode)}$ entstehen während des gesperrten MOSFETs und sind abhängig von Ausgangsstrom und Diodenspannung. Die Verluste der Spule entstehen durch den Leiterwiderstand $P_{loss(copper)}$ und durch Verluste im Spulen Kern $P_{loss(core)}$. Durch die Summe aller kann für den Lastzustand ein Gesamtverlust abgeschätzt werden, der für die Dimensionierung der Kühlung verwendet werden kann. Die Verluste für Diode und MOSFET sind abhängig vom Tastverhältnis, daher muss das maximale Tastverhältnis bestimmt werden. Die abgeschätzte Effizienz ist vom Datenblatt [12] entnommen und wird mit $\eta = 0.9$ angegeben. Für die Spulen sind eine HCM1A1707V2-150-R (47 μ H) , HCM1A1307V2-560-R (56 μ H) , HCM1A1307V2-150-R (15 μ H) ausgewählt. Mit Hilfe der Formeln 6.4 lässt sich die Effizienz berechnen (siehe Tab. 6.4). Der für die 5V eingebaute *LDO* erzeugt weitere 0.6W Verlustleistung $P_{loss,5V} = 1.107W$ und reduziert die Effizienz auf $\eta \approx 0.82$. Die Berechnung stellt nur eine grobe Abschätzung dar. Eine genauere Bestimmung der Effizienz folgt in späteren Messungen (siehe Kapitel 10).

$$\begin{aligned} D_{MAX} &= \frac{U_{OUT}}{U_{IN} \cdot \eta} \\ I_{L,rms} &= \sqrt{I_L^2 + \frac{\Delta I_L^2}{3}} \\ P_{loss,mosfet} &\approx R_{DS} \cdot I_{L,rms}^2 \cdot D_{MAX} \\ P_{loss,diode} &= U_{DIODE(I_L)} \cdot I_L \cdot (1 - D_{MAX}) \\ P_{loss,copper} &= R_{copper} \cdot I_{L,rms}^2 \\ B_{p-p}(I_{ac}) &= k \cdot L \cdot I_{ac} \\ P_{loss,core} &= P_{core}(B_{p-p}(\Delta I_L))(@F_{SW}) \end{aligned} \tag{6.4}$$

U_{OUT}	3.3	5.6	12	V
D_{MAX}	0.076	0.13	0.278	
I_L	2	1	2.5	A
ΔI_L	0.68	0.29	0.64	A
$I_{L,rms}$	2.038	1.014	2.527	A
R_{DS}	0.25	0.25	0.25	Ω
$P_{loss,mosfet}$	0.079	0.033	0.444	W
$U_{DIODE(I_L)}$	0.5	0.45	0.55	V
$P_{loss,diode}$	0.924	0.392	0.993	W
L	15	56	47	μH
k	35	23	17	
$B_{pp}(I_{ac})$	357	374	511	G
$P_{loss,core}$	0.03	0.025	0.1	W
R_{copper}	0.020	0.055	0.040	R
$P_{loss,copper}$	0.083	0.057	0.255	W
P_{loss}	1.116	0.507	1.792	W
P_{out}	6.6	5.6	30	W
$\eta \approx$	0.86	0.92	0.94	

Tabelle 6.4: Verluste ($U_{in} = 48V$ $T = 25^\circ C$)

7 PCB

Bei der praktischen Umsetzung der Schaltpläne in Form einer Platine (PCB) sind einige Dinge zu beachten. Festlegung der Platinenschichten (*Stackup*), kontrollierte Impedanz für eine gute Signalintegrität, Verluste durch die hohen Ströme und Kühlung der Komponenten. Ein Schutz der Sensorsignale vor einstreulenden Störungen durch die Ströme in Form von differentiellen Signalen und Abschirmung ist auch wichtig. Ein gutes Layout der Komponenten und Priorisierung der Signale ist in diesem Design von großer Bedeutung und ermöglicht einen zuverlässigen Betrieb.

7.1 Stackup

Das *Stackup* beschreibt den Aufbau der Platine durch die einzelnen Schichten, es wird neben Anzahl der Kupferschichten die Abstände zwischen den einzelnen Schichten definiert. Dies ist für das Design von Impedanz kontrollierten Leiterbahnen zwingend notwendig. Für die Umsetzung wurde ein *JLC06161H-7628 Stackup* verwendet (siehe Abb. 7.1). Die Signale liegen auf den äußeren Schichten mit einer darunter liegenden Erdung (siehe Abb. 7.2), das ermöglicht eine Auslegung der Leiterbahnen mit einem definierten Wellenwiderstand und einen rückführenden Pfad für die Signale direkt unter der Leitung. Dieser Aufbau wird Mikrostreifen oder englisch *Microstrip* genannt. Die inneren zwei Schichten sind für die Spannungsversorgung der Platine zuständig.

7.2 Kontrollierte Impedanz

Alle Leitungen für Bus und Takt Signale sind mit einer Impedanz von 70Ω ausgelegt, daraus ergibt sich, nach der in KiCad implementierten Formel von Atwater, PH. A [3] für die Berechnung, eine Leiterbahnbreite von etwa 7mil, die in der Herstellung unproblematisch ist. Die Ausgangsimpedanz der *STM32-CMOS* Ausgänge liegt bei etwa

0,035mm	Kupfer	Signal	
0,2104mm		Pre-preg	$\epsilon_r = 4,4$
0,0152mm		Ground	
0,4mm		Core	$\epsilon_r = 4,6$
0,0152mm		Power	
0,2104mm		Pre-preg	$\epsilon_r = 4,4$
0,0152mm		Power	
0,4mm		Core	$\epsilon_r = 4,6$
0,0152mm		Ground	
0,2104mm		Pre-preg	$\epsilon_r = 4,4$
0,035mm		Signal	

Abbildung 7.1: PCB - Stackup

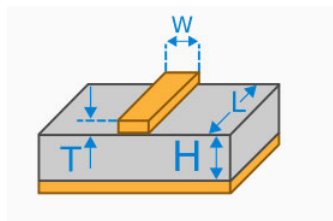


Abbildung 7.2: PCB - Mikrostreifenleitung (Microstrip)

67Ω , diese Abschätzung wird unter der Verwendung der im Datenblatt [9] angegebenen Spannungsabfall bei einem Ausgangsstrom von 6mA gemacht $R_{out} = 0.4\text{V}/6\text{mA} = 67\Omega$. Die korrekte Impedanz der Leitung verbessert die Signal Integrität bei hochfrequenten Signalen. Es werden Reflexionen verhindert und übersprechen minimiert. Die Induktivität der gesamte Leitung (Hin- und Rückweg) wird durch die direkt unter der Leiterbahn liegende Erdung möglichst gering gehalten. Ein kleiner Schleifenquerschnitt führt hier zu einer kleineren Induktivität und verringert Über- und Unterschwinger.

7.3 Halbbrücken

Wie in Kapitel 4.2.3 besprochen, werden die Leiterbahnen für 20μH ausgelegt. Da die Strecke zu den MOSFETs variiert muss die Leiterbahnbreite für jede Leitung einzeln ausgerechnet werden, dafür wird die Formel 7.3 verwendet. Das Ergebnis ist im Layout berücksichtigt (siehe Abb. 7.4).

$$l = \begin{cases} \frac{60}{v_0} \ln \left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right) & \frac{w}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{v_0} \left[\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w}{h} + 1.444 \right) \right]^{-1} & \frac{w}{h} \geq 1 \end{cases} \quad \text{H/m}$$

Abbildung 7.3: PCB - Microstrip Induktivität [7]

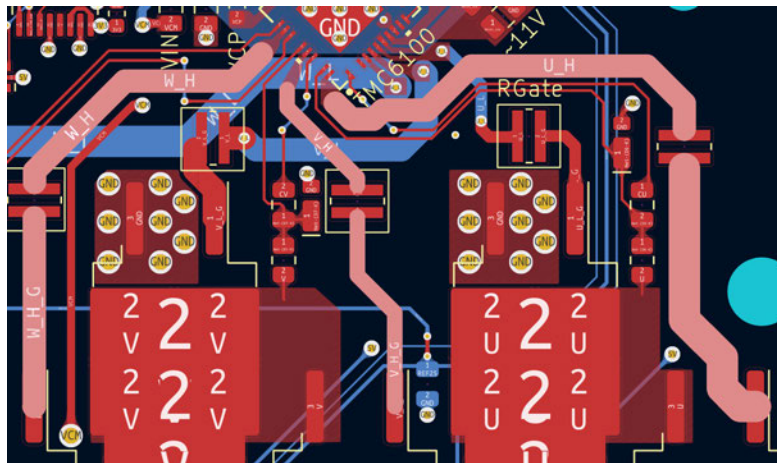


Abbildung 7.4: PCB - Gate Leitungsinduktivität

Um den Widerstand für die Leiterbahnen der Motorströme so niedrig wie möglich zu halten, sind jeweils zwei Kupferschichten mit MOSFET und Ausgang (U,W,V) , Versorgungsspannung und Erdung verbunden (siehe Abb. 7.5). Die Messung der Ströme erfolgt über zwei Messwiderstände am Phasenausgang, welche mit einer *Kelvin-Connection* verbunden sind. Bei dieser wird die Spannung an den Innenseiten des Widerstandes gemessen um eine fehlerhafte Messung aufgrund des auf der Lötstelle fließende Stroms und dem daraus entstehende Spannungsabfall zu verhindern (siehe Abb. 7.6).

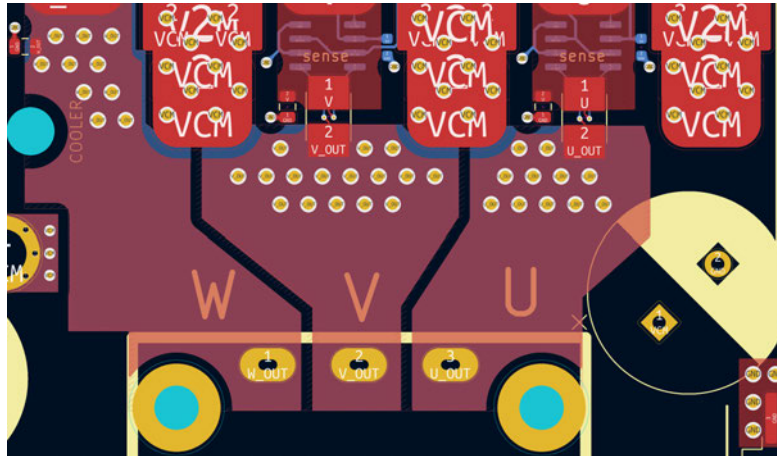


Abbildung 7.5: PCB - Motorphasen Leiterbahn

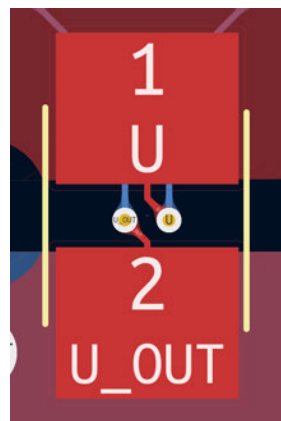


Abbildung 7.6: PCB - Messwiderstand mit Kelvin Connection

8 Software

Für die Kommunikation und Steuerung sind zwei Mikrocontroller verbaut. Die Software teilt sich daher in zwei Bereiche auf. Die *Interface*-Software ist für die Kommunikation und die *System*-Software für die Steuerung zuständig. Für die Kommunikation mit dem *Host*-System ist ein Kommunikationsprotokoll festgelegt.

8.1 Kommunikationsprotokoll

Das Kommunikationsprotokoll beschreibt die Strukturen der Daten (siehe Abb. 8.1), Datenkanäle, sowie den Automat für die Verarbeitung der Kommandos. Insgesamt gibt es fünf Datenkanäle die parallel betrieben werden. Zwei Datenkanäle für die Kommando-orientierte Kommunikation. Zwei Datenkanäle für Echtzeitdaten, sowie ein Kanal für das Aufspielen der Firmware (siehe Abb. 8.2). Die Aufteilung in einzelne Datenkanäle vereinfacht die Encodierung der Pakete und ermöglicht einen parallelen Betrieb.

Kommandos erwarten immer eine Antwort als Bestätigung. Die Antwort kann zusätzliche Information übermitteln, dies können gezielt angefragte Daten aber auch Bestätigungen oder Ablehnung von Konfigurationsänderung sein. Der nächste Befehl darf erst nach Empfang der Antwort geschickt werden. Dies gewährleistet eine garantierte Zustellung der Befehle. Anhand des im Paket definierten Ziels wird ein Befehle an das *System* weitergeleitet oder vom *Interface* direkt ausgeführt. *Interface*-Kommandos sind unter anderem allgemeine Kommandos wie z.B Neustart des System aber auch Änderungen der *Ethernet*-Konfiguration (IP, MAC). *System*-Kommandos sind Konfigurationskommandos für die Motorsteuerung

Eine empfangene Nachricht teilt sich in zwei Typen auf. Entweder eine Antwort auf einen Befehl oder eine nicht angefragte Nachricht. Nachrichten sind die Information über aufgetretene Fehler. Dies kann z.B. das Erreichen eines vorher definierte Limits, oder der

Kurzschluss einer Endstufe sein. In diesem Fall wird der Benutzer benachrichtigt und muss den Fehler behandeln.

Echtzeitdaten werden in einem festen Intervall, die zeitliche Auflösung des gesamten Systems, weitergeleitet. Der Echtzeit Status besteht unter anderem aus Position, Drehmoment und Geschwindigkeitswerten, sowie dem aktuellen Zustand der Motorsteuerung. Die empfangenen Zielpositionswerte werden zunächst in einem Puffer vorgehalten, bevor sie weitergeleitet werden, dies garantiert einen kontinuierlichen Strom an Daten zum System. Daraus ergibt sich eine feste Latenz des Systems die in *SPIKE* im Vergleich zu den anderen Steuersystemen kompensiert wird

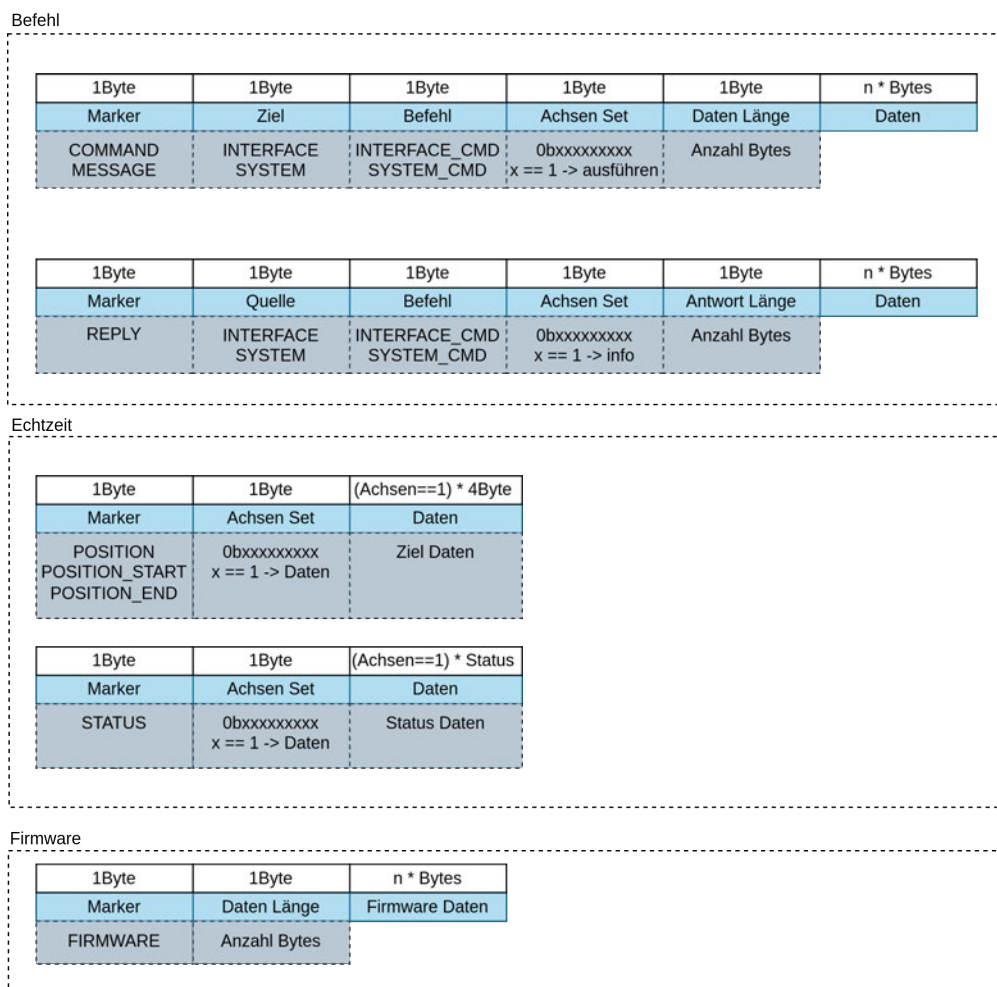


Abbildung 8.1: Daten Struktur

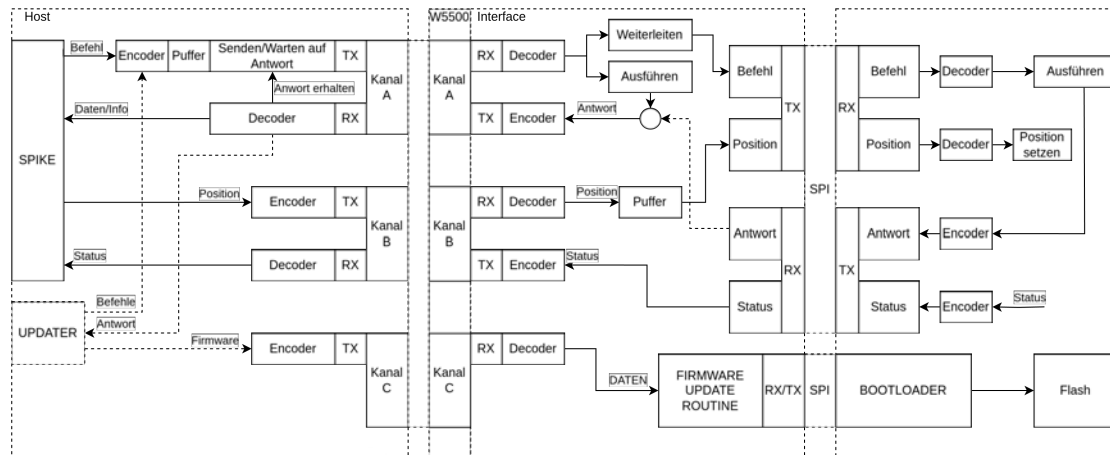


Abbildung 8.2: Kommunikation Struktur

8.2 Interface

Die Software des *Interfaces* bildet eine Schnittstelle zwischen dem *Host* und dem *System* (siehe Abb. 8.3). Es implementiert einen Treiber für den *W5500 Ethernet-IC*, der einen Zugriff auf die Register ermöglicht und eine Abstraktion des Zugriffs darstellt. Der Treiber besteht aus zwei Bereichen, einmal der Allgemeinen Konfiguration (*Common*) und eine Konfiguration pro Socket (*Socket n*). Es können mehrere Sockets (maximal acht) angelegt, konfiguriert und an einen Puffer gebunden werden. Nach Konfiguration und erfolgreichem Verbindungsaufbau zum *Host*-System werden durch eine Send- und Empfangsroutine Daten aus dem Puffer entsprechend weitergeleitet. Diese Routinen laufen in der Hauptschleife und erfüllen kein Echtzeitkriterium. Empfangene System Kommandos werden zwischengespeichert und im nächsten Transfer zwischen dem *Interface* und *System* weitergeleitet.

Die Kommunikation zwischen *Interface* und *System* ist durch eine *Timer*-Interrupt gesteuert. Alle 2ms wird ein neuer Transfer gestartet. Ist der Datentransfer abgeschlossen, werden die empfangenen Daten an den *Host* weitergeleitet und Daten vom *Host* in den Sendepuffer gelegt.

Als Konfigurationsspeicher wird der letzte Flashspeicher Block verwendet, in dem IP-, MAC- und Subnet Adressen gespeichert werden können. Bei dem Start des Systems wird die Systemkonfiguration aus dem Speicher gelesen und der *W5500* entsprechend konfiguriert.

riert. Muss die Adresse geändert werden, zum Beispiel beim Betrieb mehrere Steuerungen, kann diese mit Hilfe eines Kommandos geändert und gespeichert werden. Meldet der *W5500* sich mit einem Interrupt, wird zunächst der Grund des Interrupts ermittelt und eine entsprechende Routine gestartet. Interrupts können z.B. ein Verbindungsabbruch durch den Host oder der abgeschlossene Transfer und Empfang von Daten sein.

Wird ein Firmware-Update gestartet wird zunächst das *System* in den *Bootloader* neu gestartet, anschließend wird das *SPI*-Interface mit der passenden Busgeschwindigkeit neu konfiguriert. Nach erfolgreicher Löschung des Flashspeichers werden empfangene Firmware-Datenpakete an den *Bootloader* weitergeleitet, dieser schreibt die neue Firmware blockweise in den Flash. Ist der Updatevorgang abgeschlossen wird das System mit der neuen Firmware neu gestartet. Während des Updatevorgangs wird jegliche andere Kommunikation geblockt.

Da die Software des Interfaces nicht ohne *In-System-Programmierer* (ISP) überschrieben werden kann, sind in den Paketen zwischen *System* und *Interface* ungenutzte Bytes angelegt, die einen zusätzlichen Transfer von neuen Daten ermöglicht.

8.3 System

Die Software des *Systems* ist eine Abstraktion der Motorsteuerung (siehe Abb. 8.4). Die unterste Ebene bildet die Klasse *TMC-Base*, diese implementiert die Lese- und Schreibzugriffe entsprechend der Register Adressen.

Die zweite Schicht (*TMC4671* und *TMC6100*) abstrahiert die Register Zugriffe auf einfache *get/set* Funktionen. Die *set* und *get*-Funktionen verwenden eine Tabelle mit den Register-Adressen und der Art der Daten. Da Daten in den *TMC-IC* in der Byte-Reihenfolge *Big-Endian* gespeichert sind, müssen die Daten entsprechend ihres Typs zusätzlich in *Little-Endian* konvertiert werden.

Die dritte Ebene *Drive* implementiert *High-Level*-Funktionen und komplexe Routinen. *Drive* fasst die Funktionalität der Motorsteuerung in weniger Funktionsaufrufe zusammen. Hier kann zum Beispiel der gesamte Motor mit einem Funktionsaufruf konfiguriert oder der A/D kalibriert werden.

Da einige Parameter nicht bei bestehendem Betrieb des Motors geändert werden dürfen, ist ein *Motion State* implementiert. Dieser beschreibt den Zustand der Motorsteuerung und filtert den erlaubten Zugriff auf Parameter. Bevor ein Motor gestartet werden darf wird zusätzlich ein *Flag-Struct* überprüft, das den Konfigurationszustand des System abbildet. Wird z.B. der Motor gewechselt ist eine neue Kalibrierung notwendig, die vor Betrieb der Motoren ausgeführt werden muss.

Alle Ebenen leiten Fehler an die höher liegende Schicht weiter. Tritt ein Fehler auf wird dieser vermerkt, blockiert einen weiteren Zugriff und stoppt die Bewegung solange der Fehler nicht behandelt wurde.

Die *Controller*-Ebene sammelt empfangen Konfigurationsdaten durch die Kommandostruktur, speichert diese und führt einen Test der Daten durch. Wurden Konfigurationsdaten geändert, wird dies vermerkt und im Aufruf einer Konfigurationsfunktion überprüft. Nur im Falle einer Änderungen der Konfiguration werden die entsprechenden Befehle in der *Drive*-Ebene ausgeführt.

Als zusätzliche Sicherheitsfunktion können Limits gesetzt werden. Diese stoppen, im Falle einer Überschreitung, die Motoren und senden eine Nachricht an den Host. Limits

sind unter anderem der maximale Positionsfehler, dieser verhindert bei Erreichen eines Anschlags die weitere Fahrt.

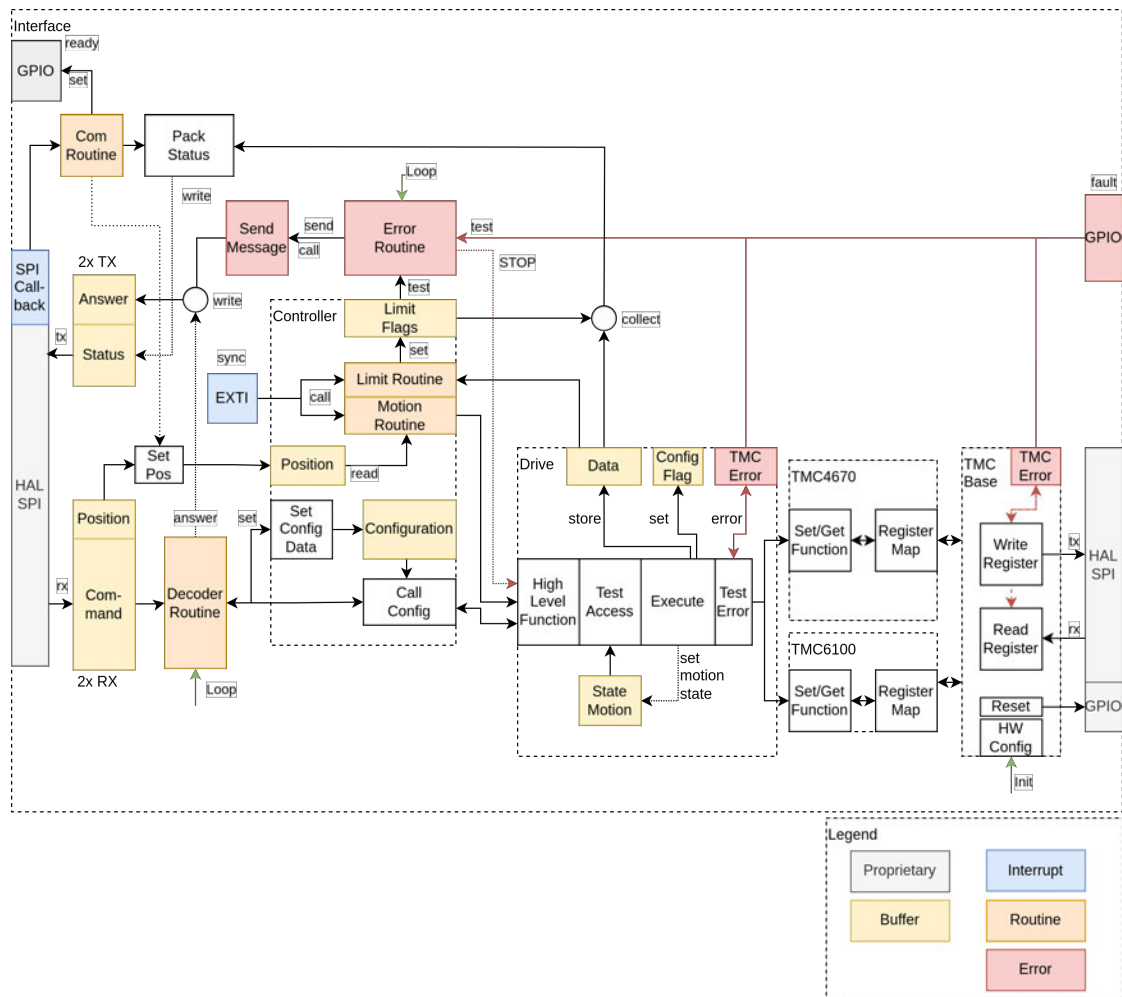


Abbildung 8.4: Software System

8.3.1 Routinen

8.3.2 Kalibrierung A/D

Für die von der Regelung benötigten Messung der Phasenströme müssen die A/D kalibriert werden, hierfür kann ein Skalierungs- und Offsetparameter gesetzt werden. Der Skalierungsfaktor ist abhängig vom maximalen Strom des Motors. Der Offsetfehler des A/D und der Verstärker muss im Leerlauf gemessen und kompensiert werden. Die Kalibrierungsroutine misst daher zunächst über einen längeren Zeitraum den Mittelwert der Abweichung und passt anschließend den Parameter an. Zusätzlich wird abhängig vom Motor die Skalierung eingestellt. Eine Maximierung der gemessenen Daten durch den größtmöglichen Skalierungsfaktor verringert die auftretenden Rundungsfehler der Regelung.

8.3.3 Kalibrierung elektrischer Winkel

Der elektrische Winkel beschreibt den Winkel des Rotors im Bezug auf das elektrische Feld. Während sich ein Rotor einmal um 360° dreht, dreht sich der Rotor im elektrischen Feld $\alpha_{el} = 360^\circ \cdot N_{poolpaar}$ (siehe Abb. 8.5). Die Kalibrierung des elektrischen Winkels versucht den realen Winkel des Rotors im elektrischen Feld zu bestimmen. Dies ist notwendig um einen orthogonal auf den Rotor wirkenden Kraftwinkel zu berechnen. Bei einem Fehler des Winkels treten sonst höhere Verluste und ein verringertes Drehmoment, bis hin zu potenziell gefährlichen Bewegungen auf. Der elektrische Winkel wird mithilfe der Hall-Sensoren und Encoder-Signale bestimmt und wird in der Park und inversen Park Transformation benötigt (siehe Abb. 9.1).

Die Kalibrierung wird abhängig von den bestehenden Sensoren ausgeführt. Ist ein Hall- und Encoder-Sensor verbaut wird zunächst mit Hilfe des Hall-Sensors eine grobe Ausrichtung des Rotors ermittelt (siehe Abb. 8.6). Anschließend wird der Rotor bis zum nächsten Hall-Signalwechsel gefahren und damit der Encoder Winkel angepasst. Der maximal auftretende elektrische Winkel der Fahrt beträgt $360^\circ/6 = 60^\circ$.

Falls nur ein Encoder verbaut ist, wird der Motor auf einen elektrischen Winkel von 0° gefahren und damit kalibriert. Hier kann eine Fahrt von bis zu 180° im elektrischen Winkel auftreten.

Um eine sichere Kalibrierung zu gewährleisten kann die auftretende Kraft während der Kalibrierung festgelegt werden. Zusätzlich wird die Kraft währenddessen nur langsam erhöht. Tritt eine unerwartete Rotorbewegung ein führt dies zum sofortigen Abbruch des Vorgangs.

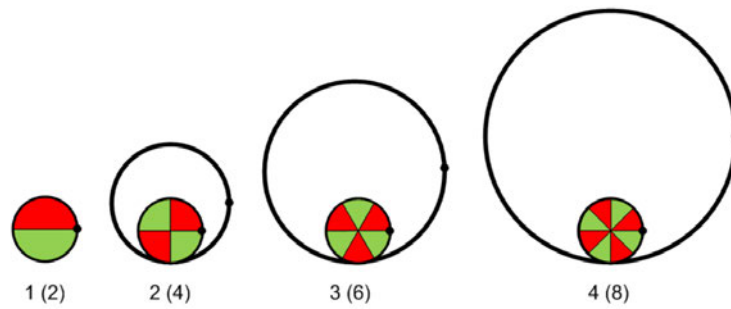


Abbildung 8.5: Elektrischer Winkel im Verhältnis von Polpaaren und mechanischen Winkel [15]

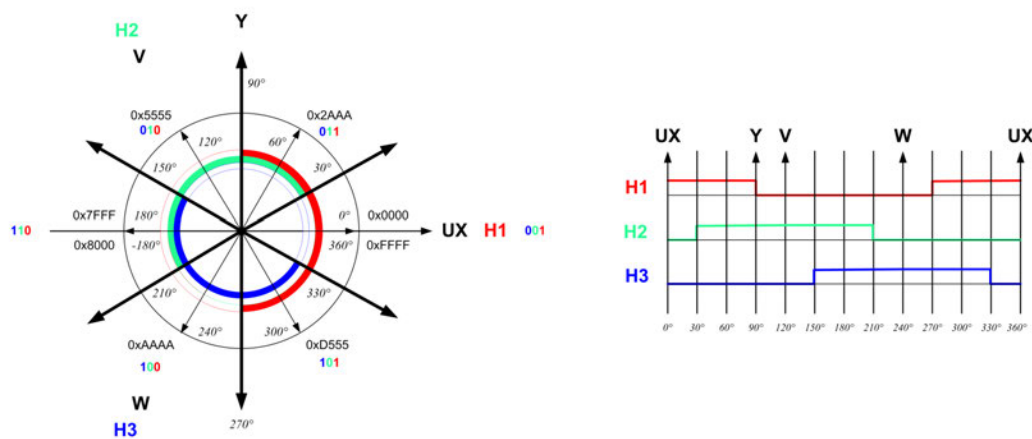


Abbildung 8.6: Hall-Sensor Signal und elektrischer Winkel [15]

8.3.4 Dynamische Leistungsregelung

Für den betriebenen Motor muss der Konstant- und Spitzenstrom angegeben werden. Der konstante Strom ist der für den Motor dauerhaft zugelassene Strom. Der Spitzenstrom darf kurzzeitig auftreten und liefert zum Beispiel beim Anfahren des Motors zusätzliches Drehmoment. Für eine dynamische Leistungsregelung kann eine Zeitkonstante τ konfiguriert werden. Diese legt die Dauer fest, für die ein höherer Strom erlaubt ist, ohne dass es zu einer thermischen Überlastung des Motors kommt. Das dynamische Verhalten wurde mithilfe eines digital *Biquad* IIR-Filters realisiert. Zunächst wird der Motorstrom gemessen und anschließend durch den Tiefpass Filter geschickt. Der so gemessene Strom wird mit dem zur Verfügung stehenden Leistungsbudget verglichen und der maximale Strom reduziert. Durch das Verhalten des Tiefpasses ergibt sich ein Einpegeln des Stroms auf dem erlaubten Konstantstrom und eine Gegenbewegung die das zunächst zu viel verbrauchte Leistungsbudget kompensiert (siehe Abb. 8.7).

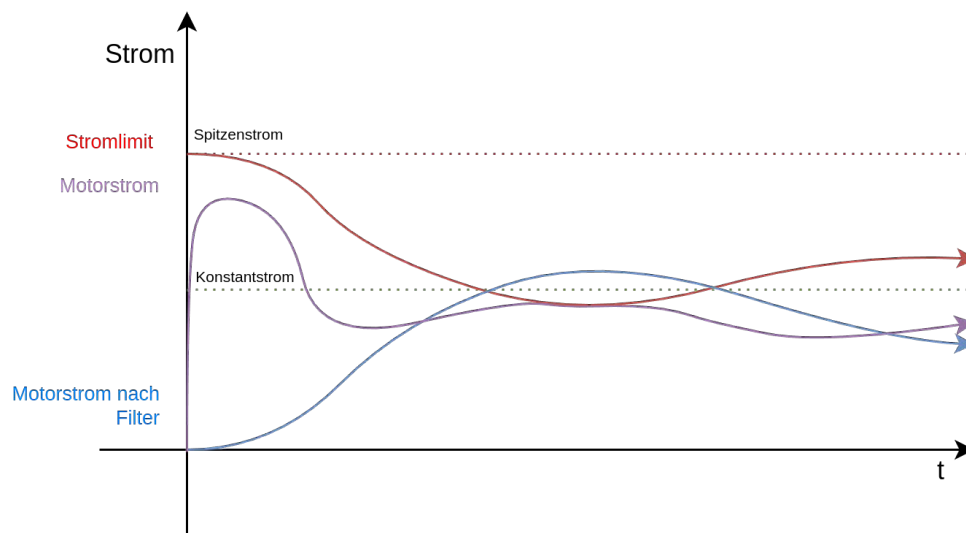


Abbildung 8.7: Schematische Darstellung der dynamische Leistungsregelung

8.3.5 Automatische fahrt (GoTo)

Eine weitere implementierte Funktion ist das automatische Anfahren von Positionen. Hierfür muss zunächst Ziel, Geschwindigkeit und Beschleunigung gesetzt werden. Die Fahrt beschleunigt auf die Zielgeschwindigkeit, hält diese und bremst rechtzeitig.

Um eine möglichst saubere Fahrt zu realisieren darf es in den berechneten Positionen und in den Ableitungen der Fahrt nicht zu Sprüngen in der Funktion kommen. Ein Sprung in Geschwindigkeit (1. Ableitung), Beschleunigung (2. Ableitung) und Ruck (3. Ableitung) führt zu sichtbaren Rucklern und hörbaren Störgeräuschen. Ziel ist es eine Funktion zu finden die im Ruck keinen Sprung und ein sinusförmiges Geschwindigkeitsverhalten hat. Verwendet man für die Geschwindigkeit die Formel 8.1, einen Teil der Cosinusfunktion, und bildet davon die zweite Ableitung (siehe Formel 8.2) ergibt sich ein Sprung im Ruck (siehe Abb. 8.8).

Ausgehend davon wurde im Ruck die Formel so angepasst das sich kein Sprung ergibt (siehe Formel 8.3), das zweite Integral (siehe Formel 8.4) hat den gewünschten sinusförmigen Verlauf (siehe Abb. 8.9). Um eine Stauchung und Skalierung der Kurve zu erreichen wurde der Faktor Z und Y implementiert. Damit lässt sich jede Geschwindigkeit und Beschleunigung realisieren. Die für die Implementierung verwendeten Formeln sind in 8.5 angegeben.

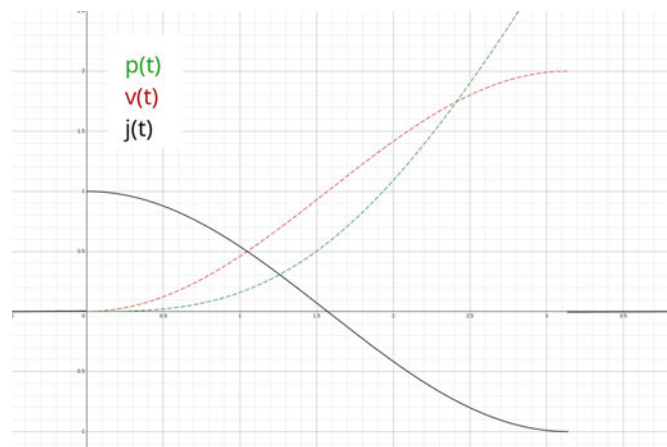
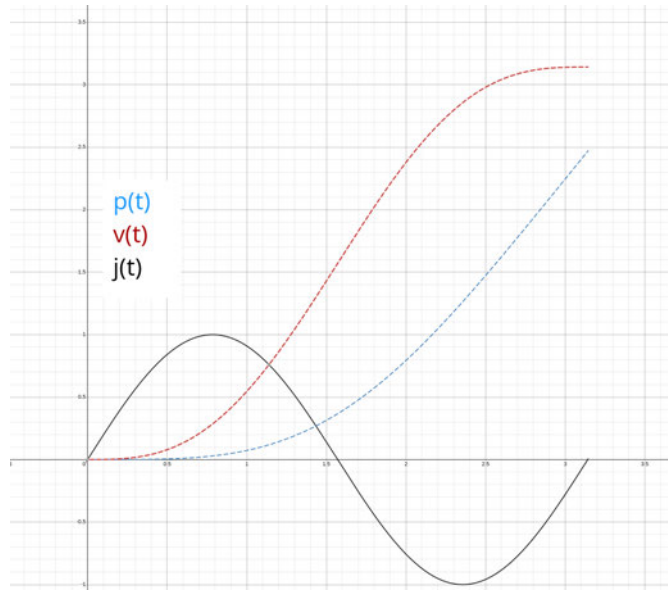


Abbildung 8.8: Sprung im Ruck $j(t)$

Abbildung 8.9: Kein Sprung im Ruck $j(t)$

$$v(t) = \begin{cases} 1 - \cos(t) & 0 \leq t \leq \pi \\ 0 & t < 0 \\ 2 & t > \pi \end{cases} \quad (8.1)$$

$$j(t) = \begin{cases} \sin(t) & 0 \leq t \leq \pi \\ 0 & t < 0 \\ 0 & t > \pi \end{cases} \quad (8.2)$$

$$j(t) = \begin{cases} \sin(2t) & 0 \leq t \leq \pi \\ 0 & t < 0 \\ 0 & t > \pi \end{cases} \quad (8.3)$$

$$v(t) = \begin{cases} \frac{t - \sin(2t)/2}{2} & 0 \leq t \leq \pi \\ 0 & t < 0 \\ \pi & t > \pi \end{cases} \quad (8.4)$$

$$\begin{aligned}p(t) &= \frac{Y \cdot (\frac{\cos(2Zt)}{4Z^2} + t^2/2)}{2} - \frac{1}{8 \cdot Z^2} \\v(t) &= \frac{Y \cdot (t - \frac{\sin(2Zt)}{2Z})}{2} \\a(t) &= \frac{Y \cdot (1 - \cos(2Zt))}{2} \\j(t) &= YZ \cdot \sin(2Zt) \\Y &= a_{max} \\Z &= \pi \cdot Y \cdot (2 \cdot v_{max}) \\t_{reach, v_{max}} &= 2 \cdot v_{max} / a_{max} \\\Delta P_{reach, v_{max}} &= v_{max}^2 / a_{max}\end{aligned} \tag{8.5}$$

9 Regelkreis

Der im *TMC4671* integrierte Regelkreis besteht aus einer kaskadierten Struktur von drei Reglern und einem dedizierter Regler (siehe Abb. 9.1). Ziel der gesamten Regelung ist es, eine Soll-Position auf der Achse zu erreichen. In den zwei ersten PI-Reglern wird dafür aus einer Zielposition (X_t) eine Geschwindigkeit (V_t) und daraus eine entsprechende Beschleunigung (A_t) vorgegeben, die im FOC Regelkreis in Strömen umgesetzt wird. Der FOC Regelkreis besteht aus zwei Reglern, die den Kraftvektor Regeln. Dafür wird Strom und elektrischer Winkel gemessen und ein orthogonal wirkender Kraftvektor erzeugt. Die Regelung versucht diesen Winkel zu halten und die benötigte Ströme für die Ziel Beschleunigung zu erzeugen.

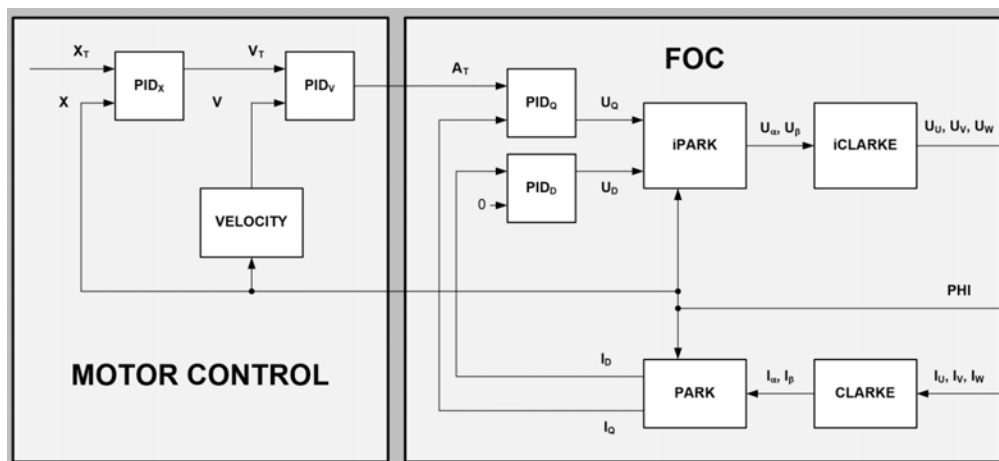


Abbildung 9.1: Regelkreis TMC4671 [15]

Der Aufbau der einzelnen PI-Regler ist in Abbildung 9.2 beschrieben. Zusätzlich zu den einstellbaren P und I Parametern kann eine Limitierung der Ausgangsparameter gesetzt werden. Dadurch ist eine Begrenzung der Geschwindigkeit und des Drehmoments (bzw. Strom) möglich. Auch wird dadurch das Anwachsen des Integralanteils beschränkt.

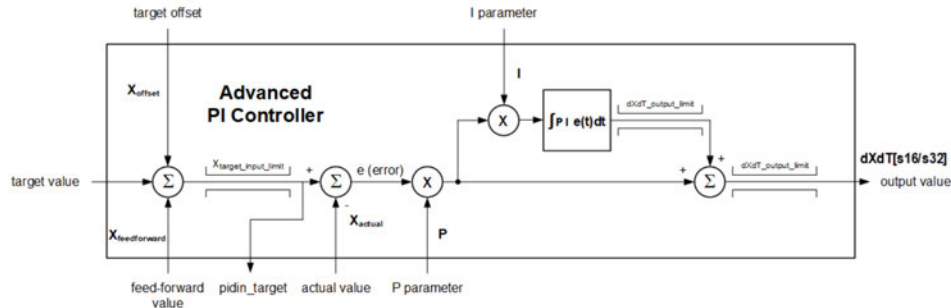


Abbildung 9.2: Aufbau der PI-Regler im TMC4671 [15]

9.0.1 Filter

Der Regelkreis verfügt über vier *Biquad*-Filter, die Zielwerte für Position, Geschwindigkeit, Drehmoment und magnetisches Feld filtern. Dadurch werden die durch die hohe Abtastrate (25-100KHz), der quantisierten Daten (500Hz), entstehenden Artefakte herausgefiltert. Andernfalls entstehen unerwünschten Störgeräusche und Vibrationen. Für die Berechnung der Filterkoeffizienten wird ein Butterworth Tiefpass 2. Ordnung verwendet. Der Host kann die Frequenzen beliebig anpassen. Ein Beispiel für ein 50Hz Signal nach der Abtastung und Filterung $f_{c,lowpass} = 125Hz$ ist in Abbildung 9.3 zu sehen.

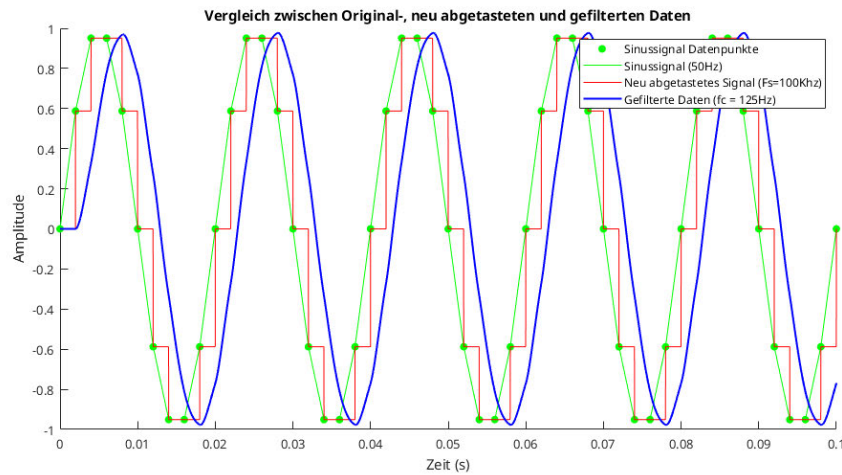


Abbildung 9.3: Ursprüngliches, abgetastetes und gefiltertes Signal

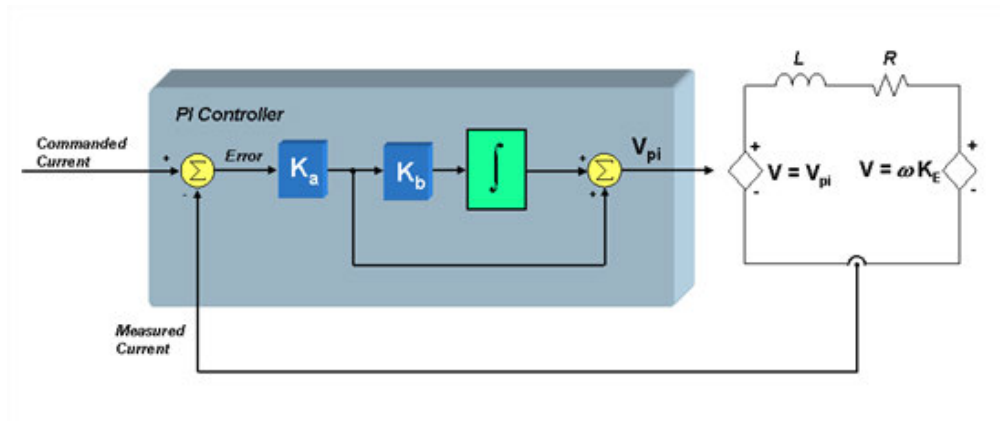


Abbildung 9.4: Stromregelung mit ESB Motor
[2]

9.0.2 Parameter

Die Schwierigkeit des Regelkreises liegt bei der richtigen Wahl der P und I Parameter. Dies bestimmen die gesamte Stabilität sowie Dynamik und Fehler der Regelung. Eine falsche Auslegung führt zu Resonanzen, Überschwingen und stationärem Fehler. Um die Parameter zu bestimmen wird zunächst der innere Strom-Regelkreis ausgelegt.

Für die Berechnung kann in einfacher Näherung der Motor als Widerstand und Spule in Reihe angenommen werden (siehe Abb. 9.4) [2]. Der PI Regler kann mit der Übertragungsfunktion $PI(s) = \frac{K_a K_b (1 + (s/K_b))}{s}$ [10] beschrieben werden. Die Übertragungsfunktion für den Motor ist in erster Näherung $\frac{I(s)}{V(s)} = \frac{1/R}{1 + Ls/R}$. Daraus kann die Funktion für das geschlossene System bestimmt werden (siehe Formel 9.1).

$$G(s) = \frac{G_{loop}(s)}{1 + G_{loop}(s)} \quad (9.1)$$

Eingesetzt und vereinfacht ergibt sich

$$G(s) = \frac{(1 + s/K_b)}{(\frac{L}{K_a K_b})s^2 + (\frac{R}{K_a K_b} + 1/K_b)s + 1} \quad (9.2)$$

Die Funktion hat eine Nullstelle und zwei Polstellen. Werden K_a und K_b ungünstig gewählt können die Polstellen komplex werden und je nach Position zur Instabilität führen. Ziel ist die Parameter K_a und K_b so zu wählen das sich keine komplexen Polstellen bilden. Der Nenner kann auch als Faktor $(1 + Cs)(1 + Ds)$ dargestellt werden. Sind folgende zwei Bedingungen erfüllt ergeben sich nur reale Pole.

$$\begin{aligned}\frac{L}{K_a K_b} &= C \cdot D \\ \frac{R}{K_a K_b} + 1/K_b &= C + D \\ \frac{R}{K_a K_b} &= C \\ 1/K_b &= D\end{aligned}\tag{9.3}$$

Eingesetzt in die Übertragungsfunktion kann durch diese Substitution eine Pol und Nullstelle gekürzt werden.

$$G(s) = \frac{(1 + s/K_b)}{(1 + \frac{R}{K_a K_b} s)(1 + s/K_b)}\tag{9.4}$$

Wird die Substitution von D und C in Bedingung $\frac{L}{K_a K_b} = C \cdot D$ eingesetzt ergibt sich der Parameter K_b . $1/K_b$ entspricht auch der elektrischen Motorkonstante, welche die Zeit beschreibt bis sich ein Strom in einem Motor nach einer Spannungsänderung einprägt $\tau_{motor} = L/R$ [10].

$$K_b = R/L\tag{9.5}$$

Wird die Systemfunktion mit den vorherigen Substitutionen neu geschrieben, kann der Parameter K_a berechnet werden.

$$G(s) = \frac{1}{\frac{L}{K_a}s + 1} \quad (9.6)$$
$$K_a = L \cdot Bandwidth[rad/sec]$$

Um eine stabile Stromregelung zu erhalten wird für K_a der Wertebereich 9.7 empfohlen [2]. L ist hier die Induktivität des Motors und F_s ist die Frequenz der Stromregelung. Der Wertebereich setzt sich aus der Bandbreite der Regelung gegeben durch Induktivität und Abtastzeit sowie aus der Bandbreite der Geschwindigkeitsregelung zusammen. Die Bandbreite der Stromregelung sollte um den Faktor 10 über Bandbreite der Geschwindigkeitsregelung liegen, diese wird durch den verbauten Filter limitiert der ab Werk auf 20Hz eingestellt ist.

$$\frac{10L}{\delta\tau} < K_a < \frac{2\pi \cdot L \cdot F_s}{10} \quad (9.7)$$

Die Einstellung der Geschwindigkeits- sowie Positionsregelung muss vom *Host*-System übernommen werden. Hier ist eine händische Einstellung oder die Implementierung eines Algorithmus zur Konfiguration des Reglers auf dem *Host*-System notwendig.

10 Messung

10.1 Drive

Für die Verlustberechnung der Halbbrücken und Einstellung der Schaltzeiten wurde eine lineare Näherung für die *Gate* Lade- und Entladeströme genutzt. In der Messung (siehe Abb. 10.1) wurde der Strom mithilfe des $R_{Gate} = 0.5\Omega$ Widerstandes gemessen. Dafür wurde der Spannungsabfall mit dem Oszilloskop berechnet (CH1 - CH2). Während die gesamt benötigte Ladung der *Gate*-Kapazität mit 24.2nC unterhalb der 37nC aus dem Datenblatt [6] liegt, fallen die realen Ströme etwas niedriger aus. Die Schaltzeiten entsprechen etwa der berechneten Geschwindigkeit wobei die aus der Messung entnommenen Zeitbereiche nur eine Abschätzung ist (siehe Abb. 10.2 und 10.3). Das Miller-Plateau ist in der Messung zu erkennen (siehe Abb. 10.4), aber die genaue Eingrenzung der einzelnen Zeitabschnitte ist nicht möglich. In Tabelle 10.1 sind die Messergebnisse aufgelistet.

V_{OUT}	t_1	t_2	t_3	
t_{calc}		12.71	14.88	ns
Q_{calc}	13	11	13	nC
$I_{GATE,real} \approx$	0.4	0.65	0.7	A
$t_{real} \approx$	20	11	16	ns
$Q_{real} \approx$	8	7.2	9	nC

Tabelle 10.1: MOSFET Schaltzeiten und Ströme



Abbildung 10.1: Gate Strom $I_{gate} = (U_{r,gate} - U_{gate})/0.5\Omega$

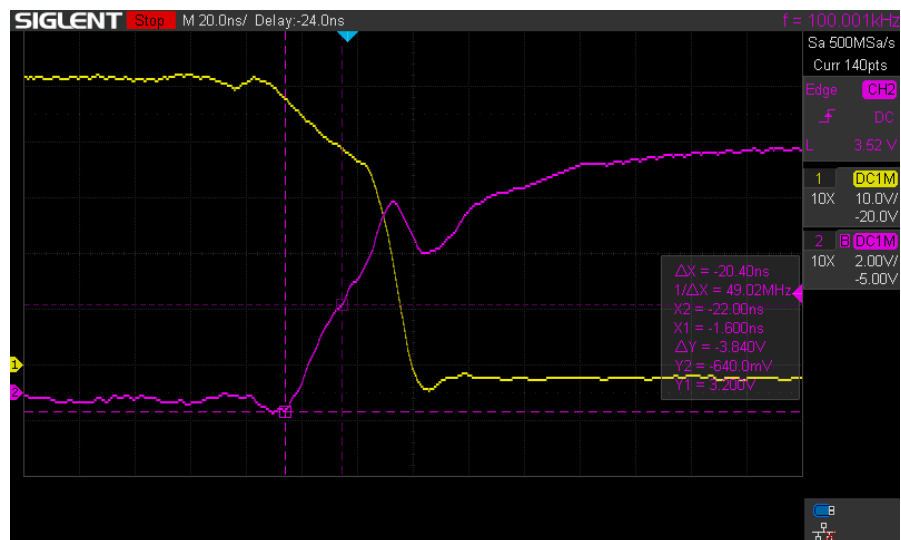


Abbildung 10.2: U_{gate} Lila, $U_{Bruecke}$ Gelb | t_1

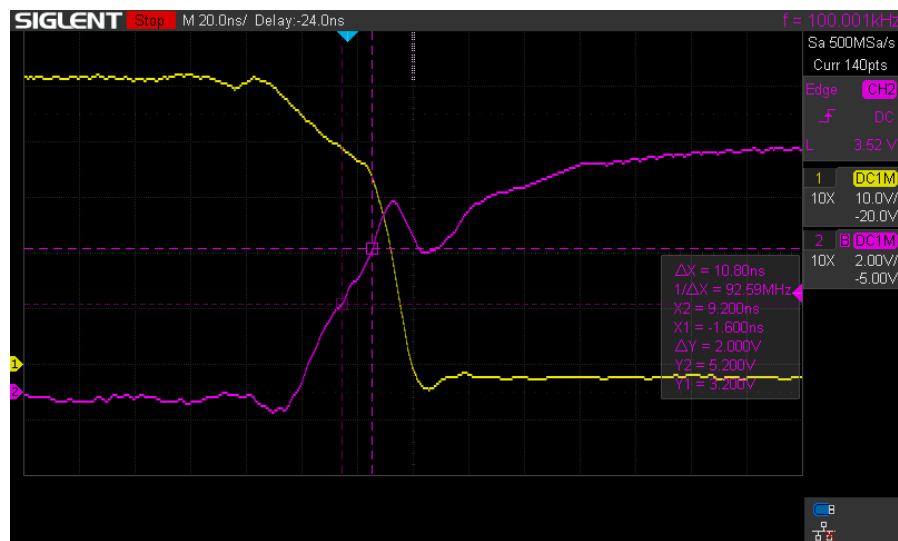


Abbildung 10.3: U_{gate} Lila, $U_{Bruecke}$ Gelb | t_2 Threshold

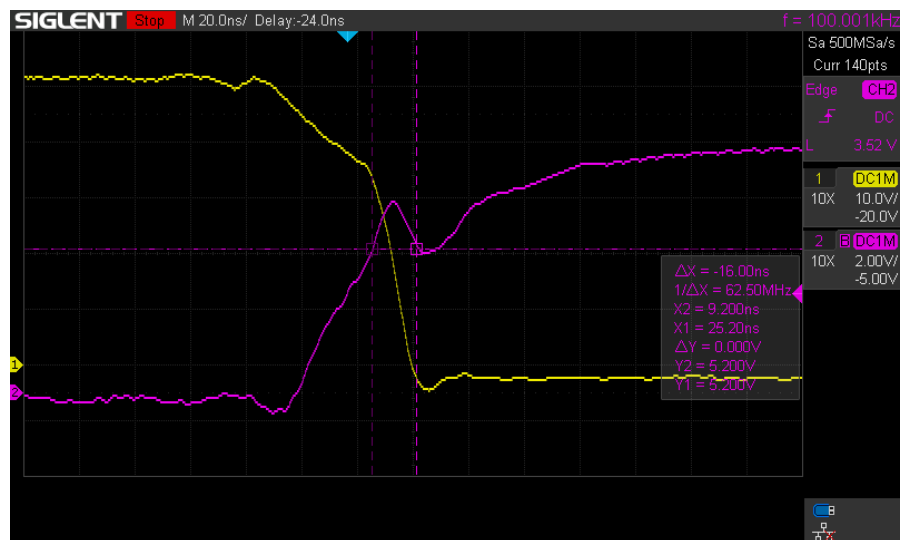


Abbildung 10.4: U_{gate} Lila, $U_{Bruecke}$ Gelb | t_3 Miller-Plateau

10.2 Dynamische Leistungsregelung

In der Messung der Leistungsregelung (siehe Abb. 10.5) ist das in Kapitel 8.3.4 beschriebene Verhalten zu erkennen.

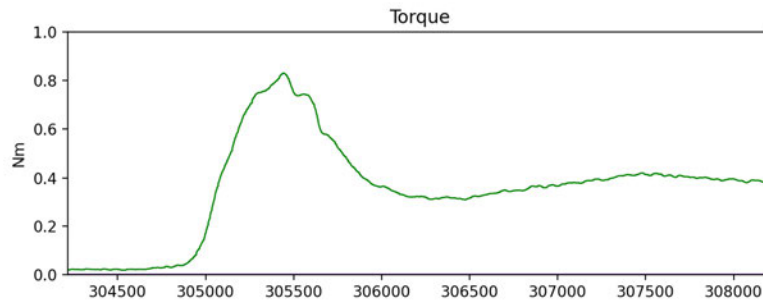


Abbildung 10.5: Leistungsregelung Drehmoment($t[\text{ms}]$)

10.3 Filter

Die Filterung der Positionsdaten führt zu einer akustisch wahrnehmbaren Verbesserung und einer ruhigeren Rotorbewegung. Für die Messung wurde die Filterung auf $f_c = 125\text{Hz}$ eingestellt, die Frequenz der Sinusförmigen Bewegung liegt bei $f_{sin} = 10\text{Hz}$ und die Abtastrate der Messung bei $f_s = 1250\text{Hz}$. Die Unterdrückung der Artefakte bei $f_s \mp f_{sin}$ sind zu erkennen (siehe Abb. 10.7). Auch die Obertöne, welche durch die Treppenförmige Abtastung entstehen, werden gedämpft.

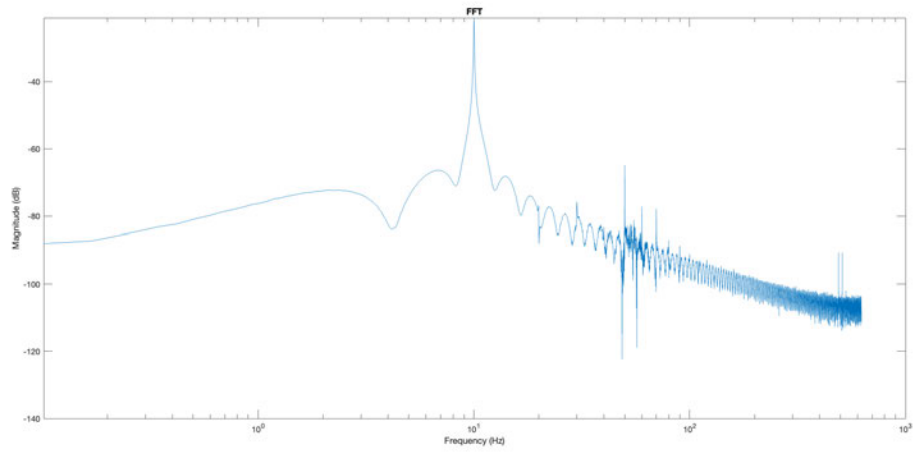


Abbildung 10.6: Messung Position $f_s = 1250\text{Hz}$, $f_{sin} = 10\text{Hz}$

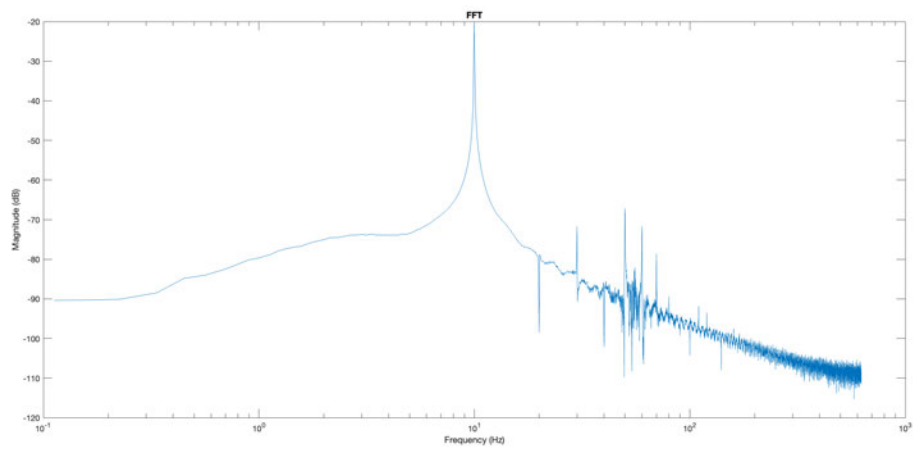


Abbildung 10.7: Messung Position $f_s = 1250\text{Hz}$, $f_{sin} = 10\text{Hz}$ mit Filter $f_c = 125\text{Hz}$

10.4 Regelverhalten

Für den Test des Regelverhaltens wurde der Motor BLM-N23-50-1000-B verwendet. Dieser liefert eine dauerhafte Ausgangsleistung von bis 235W. Die Induktivität beträgt $L = 2.3mH$ und Widerstand $R = 1.2\Omega$. Aus der automatischen Kalibrierung ergibt sich eine stabile Bandbreite von 32Hz bis 2823Hz. Für den Test wurde eine Bandbreite der Stromregelung von 880Hz gewählt. Die fehlenden P und I Parameter für Geschwindigkeitsregelung wurden experimentell bestimmt und liegen in diesem Fall bei $K_{p,vel} = 2$, $K_{i,vel} = 0$ und $K_{p,pos} = 1.2$. In Abbildung 10.8 ist die Antwort des Systems auf eine Sprung zu sehen.

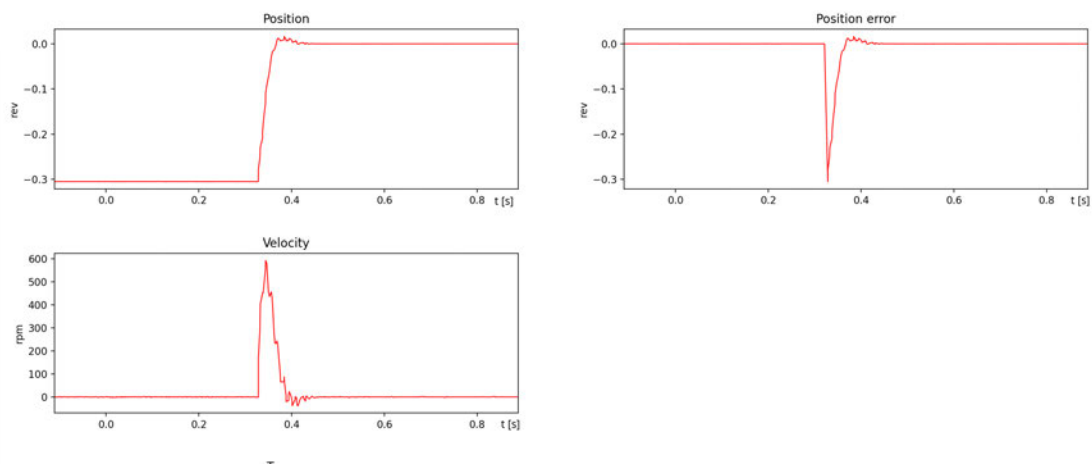


Abbildung 10.8: Regelverhalten auf Sprung | BLM-N23-50-1000-B

10.5 Power

Für die Überprüfung der in Kapitel 6 berechneten Effizienz und Spannungsrippel wurden alle Spannungswandler gemessen. Der 3.3V Wandler liefert eine Effizienz von bis zu 82%, der 5V Wandler 70% und der 12V Wandler 93%. Auffällig hier ist die schlechter ausfallende Effizienz bei der 5V Regelung. Dies liegt teilweise an einer höher ausgefallenen Ausgangsspannung des *SMPS* von 5.73V statt 5.6V. Der Spannungsrippel liegt jeweils 6mV über den berechneten Parameter und für die 12V Regelung leicht über der Spezifikation von 20mV. Der Plot der Spannungsregelung in Abbildung 10.9 für 3.3V zeigt das Regelverhalten bei steigender Last. In der Effizienz Kurve ist ein Verlauf entsprechend des Datenblatts [12] zu erkennen.

U_{OUT}	3.3	5	12	V
η_{calc}	0.86	0.82	0.94	
η_{real}	0.82	0.72	0.93	
$\Delta U_{OUT,calc}$	8		16	mV
$\Delta U_{OUT,real}$	14	≈ 0	22	mV

Tabelle 10.2: Verluste ($V_{in} = 48V$ $T = 25^\circ C$)

V_{OUT}	3.3	5	12	V
$I_{L,calc}$	0.55	0.75	0.15	A
$I_{L,real}$	0.351	0.706	0.154	A
$I_{L,design}$	2	1	2.5	A

Tabelle 10.3: Strom der Wandler

Abbildung 10.10 zeigt das Verhalten während des lückenden Betriebs. Durch die geringe Last fällt dabei ΔV_{OUT} höher aus, dies ist bedingt durch die minimal Schaltzeit des MOSFET, auch ist das Schwingen nach dem Abbau des magnetischen Feldes sehr gut zu erkennen. Bei passender Auslegung ist die Spannungsversorgung während des Betriebes nicht im lückenden Betrieb und hält die Spezifikation ein, daher sollte hier eine Neuauslegung der Wandler für die reale Last, bei einer weiteren Entwicklung, in Betracht gezogen werden.

Bei der 5V Spannung ist der Einfluss des nachgelagerten Linear Reglers zu sehen. Dieser unterdrückt den Spannungsrippel vollständig (siehe Abb. 10.13).

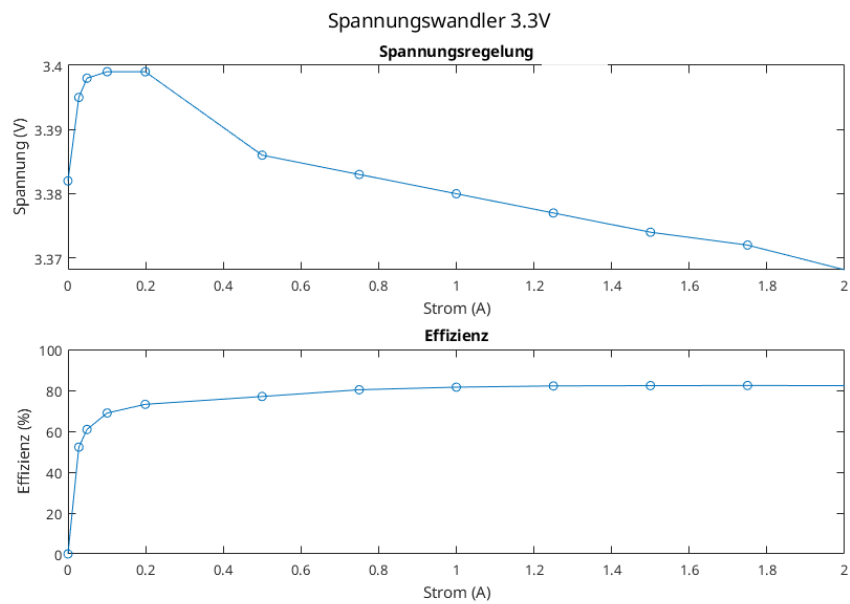


Abbildung 10.9: Spannungswandler 3.3V Regelung und Effizienz

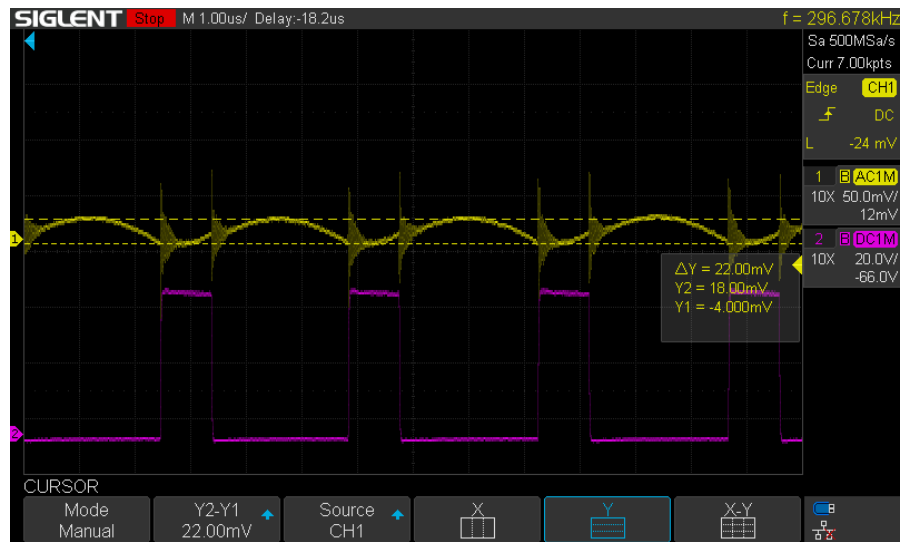


Abbildung 10.10: Spannungsrippel 12V unter Last | V_{OUT} = Gelb , $V_{MOSFET,source}$ = Lila

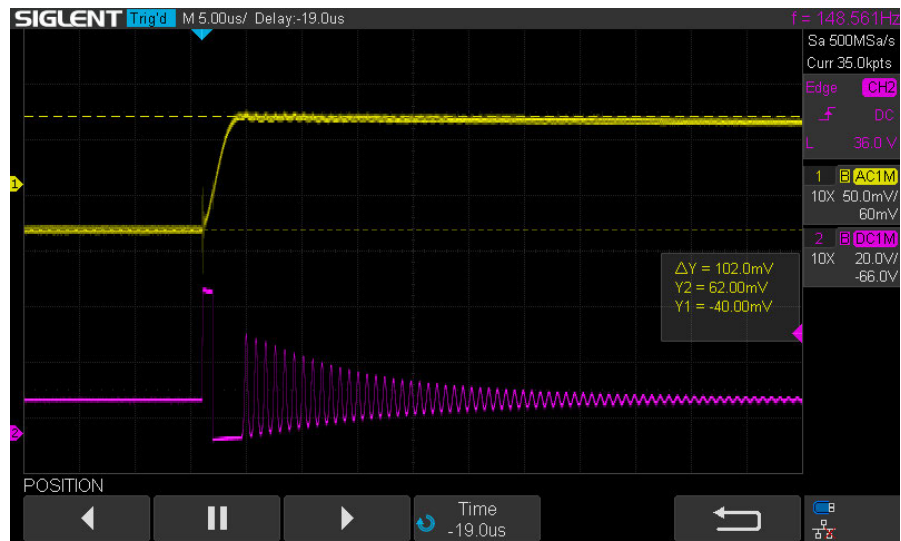


Abbildung 10.11: Spannungsrippel 12V | V_{OUT} = Gelb , $V_{MOSFET,source}$ = Lila

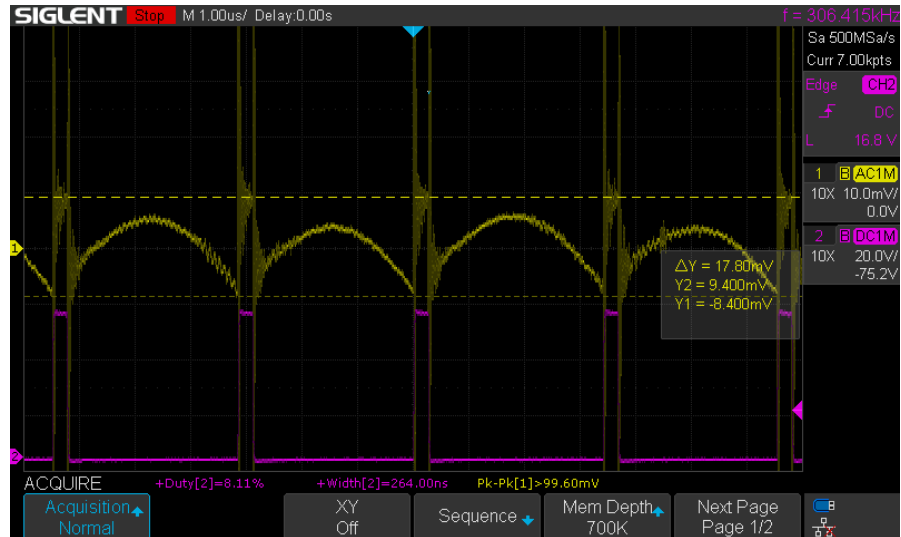


Abbildung 10.12: Spannungsrippel 3.3V unter Last | V_{OUT} = Gelb , $V_{MOSFET,source}$ = Lila

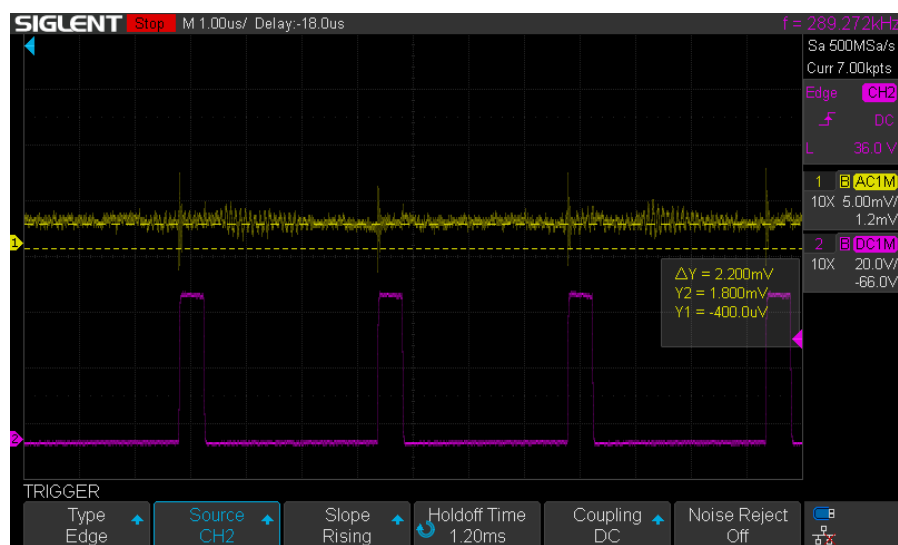


Abbildung 10.13: Spannungsripple 5V unter Last | V_{OUT} = Gelb , $V_{MOSFET,source}$ = Lila

10.6 Signalintegrität

Alle Taktsignale zeigen eine ausreichende Signalintegrität. Der Abgleich der Leitungen und passender Signalführung führt hier zu geringen Überschwingern. Zwar sind die Signale mit bis zu 25MHz verhältnismäßig langsam, dennoch bietet die gute Signalqualität eine bessere Resilienz gegen Störungen durch die hohen Motorströme.

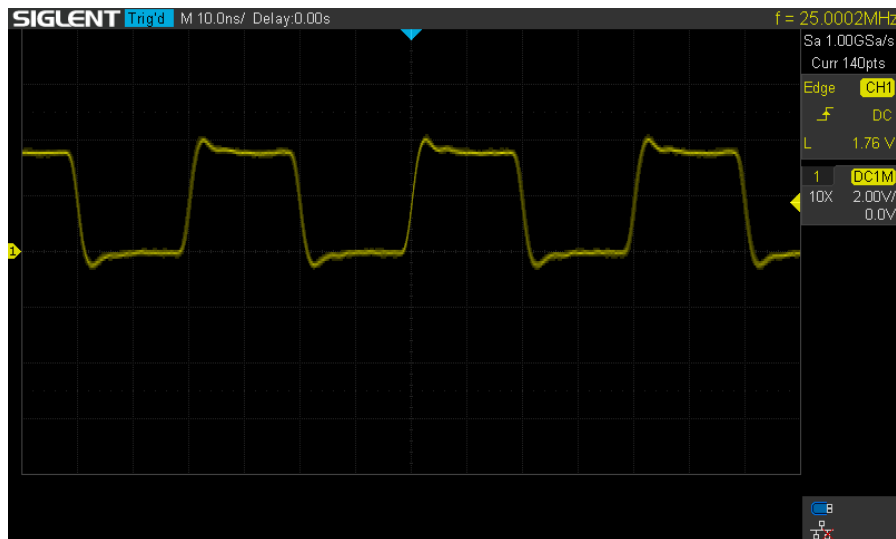


Abbildung 10.14: Takt 25Mhz Signalintegrität



Abbildung 10.15: Takt 12.5Mhz Signalintegrität

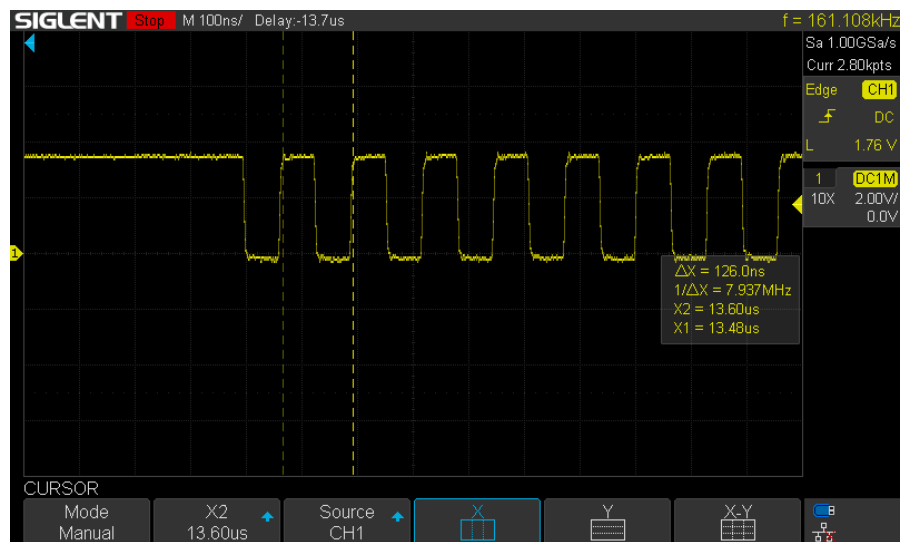


Abbildung 10.16: SPI Takt 8Mhz Signalintegrität

11 Ausblick

Der entwickelte Prototyp der Motorsteuerung konnte die geforderte Spezifikation auf der Hardwareseite einhalten. Auf Seite der Software ist noch Entwicklungsbedarf bei der Bestimmung der Regelparameter. Die automatische Berechnung der Regelparameter für die Stromregelung vereinfacht einen Teil der Konfiguration des Regelkreises, dennoch müssen in der aktuellen Version noch fehlende Parameter auf *Host* Seite gesetzt werden. Ein automatische Bestimmung dieser in der Motorsteuerung würde hier eine deutliche Verbesserung der Bedienbarkeit darstellen und sollte in der weitere Entwicklung priorisiert werden. Auch sind weitere Tests notwendig um das Verhalten bei einer größeren Variation an Motoren zu testen. Inwieweit sich das System im Studioalltag integriert, sowie das Verhalten der Hardware im aktiven Betrieb wird sich mit den kommenden Projekten bei *TM-Studios* herausstellen.

Bei einer weiteren Entwicklung der Hardware sollten die Spannungswandler kleiner dimensioniert werden. Auch eine Vereinfachung der Kühlerkonstruktion, Entfernung ungenutzter Signale und Reduzierung auf eine Platine sind sinnvolle Schritte um Zeitaufwand, Platz, Komponenten und damit Kosten zu sparen.

Literaturverzeichnis

- [1] TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED, Brigitte H.: *Basic Calculation of a Buck Converter's Power Stage (SLVA477B)*. 2011. – URL <https://www.ti.com/lit/an/slva477b/slva477b.pdf>. – Zugriffsdatum: 2024-03-16
- [2] TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED, Dave W.: *Teaching Your PI Controller to Behave (Part II) (SSZTCG4)*. 2015. – URL <https://www.ti.com/lit/ta/ssztcg4/ssztcg4.pdf>. – Zugriffsdatum: 2024-03-16
- [3] ATWATER, PH. A.: *Simplified Design Equations for Microstrip Line Parameters*. Microwave Journal, 1989
- [4] DELEAGE, Olivier ; SCOTT, Peter: *MOSFET*. – URL https://en.wikipedia.org/wiki/MOSFET#/media/File:MOSFET_functioning_body.svg. – Zugriffsdatum: 2024-03-16
- [5] HAGL, Prof. Dr.-Ing. R.: *Elektrische Antriebstechnik*. Fachbuchverlag Leipzig, 2013
- [6] INFINEON TECHNOLOGIES AG: *IPB029N06NF2S Datasheet*. 2022. – URL https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IPB029N06NF2S-DataSheet-v02_00-EN.pdf?fileId=8ac78c8c850f4bee01851c67ca353b2d. – Zugriffsdatum: 2024-03-16
- [7] PAUL, Prof. Clayton R.: *Loop and Partial*. John Wiley & Sons, Inc., 2010
- [8] PAVIER, Mark ; WOODWORTH, Arthur ; SAWLE, Andrew ; MONTEIRO, Ralph ; BLAKE, Carl ; CHIU, Jason: *Understanding the Effect of Power MOSFET Package Parasitics on VRM Circuit Efficiency at Frequencies above 1MHz*. 2003. – URL <https://irf.com/technical-info/whitepaper/pcimeur03packageparasitics.pdf>. – Zugriffsdatum: 2024-03-16
- [9] STMICROELECTRONICS: *STM32L431xx (Datenblatt)*. 2018. – URL <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32l431cc.pdf>. – Zugriffsdatum: 2024-03-16

- [10] TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED: *Digital PI Controller Equations*. 2017.
– URL https://e2e.ti.com/cfs-file/__key/communityserver-discussions-components-files/902/PI-controller-equations.pdf. – Zugriffsdatum: 2024-03-16
- [11] TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED: *Stability Analysis and Design of COT Type-3 Ripple Circuit (SNVA874)*. 2019. – URL <https://www.ti.com/lit/an/slva504a/slva504a.pdf>. – Zugriffsdatum: 2024-03-16
- [12] TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED: *LM5012 100-V Input, 2.5-A Non-Synchronous Buck DC/DC Converter With Ultra-low IQ (SNVSCA9)*. 2022.
– URL <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm5012.pdf>. – Zugriffsdatum: 2024-03-16
- [13] TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED, Anand G.: *Calculating Power Dissipation for a H-Bridge or Half Bridge Driver*. 2012. – URL <https://www.ti.com/lit/an/slva504a/slva504a.pdf>. – Zugriffsdatum: 2024-03-16
- [14] TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED, Laszlo B.: *Fundamentals of MOSFET and IGBT Gate Driver Circuits*. 2018. – URL <https://www.ti.com/lit/ml/slva618a/slva618a.pdf>. – Zugriffsdatum: 2024-03-16
- [15] TRINAMIC MOTION CONTROL GMBH Co. KG: *TMC4671 Datasheet*. 2022. – URL https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/TMC4671-LA_datasheet_rev2.08.pdf. – Zugriffsdatum: 2024-03-16
- [16] TRINAMIC MOTION CONTROL GMBH Co. KG: *TMC6100 Datasheet*. 2022. – URL https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/TMC6100_datasheet_rev1.03.pdf. – Zugriffsdatum: 2024-03-16
- [17] VISHAY INTERTECHNOLOGY, INC.: *Frequency Response of Thin Film Chip Resistors*. 2009. – URL <https://www.vishay.com/docs/60107/freqresp.pdf>. – Zugriffsdatum: 2024-03-16
- [18] ZEHENDNER, Markus ; TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED, Matthias U.: *Power Topologies Handbook (SLYU036)*. 2016. – URL <https://www.ti.com/seclit/ug/slyu036/slyu036.pdf>. – Zugriffsdatum: 2024-03-16

A Anhang

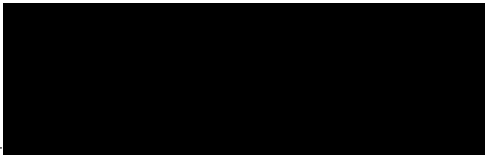
Der Anhang befindet sich auf einer CD und ist bei Prof. Dr. Frerk Haase einzusehen.

Auf der CD befindet sich:

Beschreibung	Speicherort
-Die Arbeit als PDF	bachelorarbeit.pdf
-Kondensator Charakteristik	CL32A226KAJNNN.png
-Quellcode	source.zip
-Schaltpläne	schematic.zip
-Messdaten der Regelung	sampleData.txt
-Messdaten der Regelung ohne Filter	sampleDataNoFilter.txt
-Messdaten 3.3V SMPS	messdatenSMPS.csv

Erklärung zur selbstständigen Bearbeitung

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Arbeit ohne fremde Hilfe selbständig verfasst und nur die angegebenen Hilfsmittel benutzt habe. Wörtlich oder dem Sinn nach aus anderen Werken entnommene Stellen sind unter Angabe der Quellen kenntlich gemacht.

		
--	--	--

Ort

Datum

Unterschrift im Original