

Entwicklung eines BLDC-Motorcontrollers

Studienarbeit II (T3_3200)

des Studienganges Elektrotechnik
an der Duale Hochschule Baden-Württemberg Karlsruhe

von
Pascal Lauer

Abgabedatum:	09.04.2026
Bearbeitungszeitraum:	12 Wochen
Matrikelnummer, Kurs:	5558179, TEL23AT
Dualer Partner:	ARKU Maschinenbau GmbH 76532 Baden-Baden
Betreuer der Dualen Hochschule:	Prof. Dr. Markus Bell

Abstract

Eidesstattliche Erklärung

Ich versichere hiermit, dass ich meine Studienarbeit mit dem Thema: „Entwicklung eines BLDC-Motorcontrollers“ selbstständig verfasst und keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt habe.

Baden-Baden, 20. Februar 2026

Ort, Datum

Unterschrift

Gender-Disclaimer

Die in der vorliegenden Arbeit verwendeten Personenbezeichnungen beziehen sich gleichermaßen auf weibliche, männliche und diverse Personen. Auf eine Doppelnennung und gegenderte Bezeichnung wird zugunsten einer besseren Lesbarkeit verzichtet.¹

KI-Disclaimer

Zur sprachlichen Überarbeitung einzelner Abschnitte wurde das Sprachmodell Gemini von Google verwendet. Die inhaltliche Verantwortung liegt vollständig beim Verfasser. Es wurden ausschließlich vorhandene, selbst verfasste Inhalte überarbeitet, nicht generiert.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Motivation	1
1.2	Zielsetzung	2
1.3	Abgrenzung	2
1.4	Aufbau der Arbeit	3
2	Theoretische Grundlagen	4
2.1	Der BLDC-Motor	4
2.1.1	Aufbau und physikalisches Wirkprinzip	4
2.1.2	Elektrisches Ersatzmodell und BEMF	5
2.2	Kommutierung und Rotorlageerfassung	6
2.2.1	Hall-Sensorik	7
2.2.2	Blockkommutierung	7
2.3	Leistungselektronische Ansteuerung	7
2.3.1	Brückentopologie	8
2.3.2	Ansteuerung und Bootstrap-Prinzip	8
2.3.3	Pulsweitenmodulation (PWM)	9
2.4	Modulationsverfahren	9
2.4.1	Grundlagen der Raumzeigermodulation	9
2.4.2	Synthese des Referenzspannungszeigers	10
2.4.3	Vorteile gegenüber klassischer PWM	11
2.5	Verlustmechanismen in MOSFETs	11
2.5.1	Leitverluste	11
2.5.2	Schaltverluste	12
2.6	Thermisches Modell	12
3	Anforderungen und Systemkonzept	14
3.1	Elektrische Anforderungen	14
3.2	Systemarchitektur	14
3.3	Gewähltes Ansteuerungsverfahren	14

4	Entwurf der Leistungselektronik	15
4.1	MOSFET-Auswahl	15
4.2	Verlustanalyse	15
4.3	Gate-Treiber	15
4.4	Bootstrap	15
4.5	Zwischenkreis	16
5	Thermische Auslegung	17
5.1	Wärmewiderstandsmodell	17
5.2	Temperaturberechnung	17
5.3	Kühlkörperdimensionierung	17
5.4	Worst-Case-Betrachtung	17
6	Aufbau und Messungen	18
6.1	Hardwareaufbau	18
6.2	Inbetriebnahme	18
6.3	Messungen	18
6.4	Vergleich Rechnung und Messung	18
6.5	Bewertung des thermischen Konzepts	18
7	Fazit und Ausblick	20
	Literatur	21
A	Anhang	22
A.1	Berechnung des Bootstrap-Kondensators	22

Abbildungsverzeichnis

1.1	Zeitplan Studienarbeit.	3
2.1	Querschnitt und prinzipieller Aufbau eines BLDC-Motors [1].	5
2.2	Einphasiges ESB des BLDC-Motors.	5
2.3	Verlauf der BEMF und der korrespondierenden Blockströme [1].	7
2.4	Prinzipschaltbild einer B6-Brücke zur Ansteuerung des Motors.	8
2.5	Raumzeigerdiagramm der SVPWM [5].	10
2.6	Stationäres thermisches ESB eines gekühlten MOSFETs.	13

Tabellenverzeichnis

2.1	Zustandstabelle der Blockkommutierungslogik in Abhängigkeit der Hall-Sensoren	8
4.1	Parameter zur Dimensionierung des Bootstrap-Kondensators	16

1 Einleitung

Die vorliegende Studienarbeit behandelt die Entwicklung eines leistungselektronischen Motorcontrollers zur Ansteuerung eines bürstenlosen Gleichstrommotors (BLDC) im Niederspannungsbereich. Ziel ist die hardwareseitige Realisierung einer dreiphasigen Leistungsendstufe für eine Betriebsspannung von 36 V und Ströme bis 30 A. Im Mittelpunkt stehen die Auslegung der Leistungshalbleiter, die Dimensionierung der Treiberstufen sowie die Analyse elektrischer Verlustmechanismen und thermischer Randbedingungen. Darüber hinaus werden Aspekte der elektromagnetischen Verträglichkeit und des leiterplattentechnischen Designs berücksichtigt, da diese maßgeblich die Zuverlässigkeit und Funktion des Gesamtsystems beeinflussen.

Die Entwicklung eines diskreten Motorcontrollers erfordert ein fundiertes Verständnis der maschinen- und leistungselektronischen Zusammenhänge. Hohe Stromanstiege, schnelle Schaltvorgänge und dynamische Lastwechsel führen zu elektrischen und thermischen Belastungen, die bei der Auslegung aller Komponenten berücksichtigt werden müssen. Neben der rein elektrischen Dimensionierung spielen parasitäre Effekte, Layoutführung und Wärmeabfuhr eine zentrale Rolle. Ziel ist die Realisierung eines robusten und reproduzierbaren Prototyps, der unter realistischen Betriebsbedingungen zuverlässig arbeitet.

1.1 Motivation

Elektrische Antriebssysteme gewinnen sowohl im industriellen Umfeld als auch in mobilen und privaten Anwendungen zunehmend an Bedeutung. Bürstenlose Gleichstrommotoren zeichnen sich durch hohe Leistungsdichte, geringe Wartungsanforderungen und gute Regelbarkeit aus und werden daher in einer Vielzahl moderner Systeme eingesetzt. Mit steigenden Leistungsanforderungen wachsen jedoch auch die Anforderungen an die zugehörige Leistungselektronik. Die Auslegung eines Motorcontrollers ist mit mehreren technischen Herausforderungen verbunden. Steile Schaltflanken und hohe Transienten führen zu elektromagnetischen Störungen und zusätzlichen Verlusten. Gleichzeitig entstehen in den Leistungshalbleitern sowohl Leit- als auch Schaltverluste, die eine sorgfältige thermische Auslegung erfordern. Unzureichend dimensionierte Bauteile oder eine ungünstige Leiterplattenführung können zu Instabilitäten, erhöhter Bauteilbelastung oder im Extremfall zu Bauteilversagen führen.

Zwar sind kommerzielle Motorcontroller verfügbar, diese bieten jedoch häufig nur einge-

schränkte Transparenz hinsichtlich ihrer Auslegung oder sind für spezifische Anwendungen optimiert. Eine eigenständige Entwicklung ermöglicht es, die leistungselektronischen Zusammenhänge systematisch zu analysieren und alle relevanten Parameter gezielt auf die vorgegebenen Betriebsbedingungen abzustimmen. Insbesondere hohe Anlaufströme und schnelle Lastwechsel machen eine robuste und nachvollziehbare Dimensionierung erforderlich.

1.2 Zielsetzung

Ziel dieser Arbeit ist die Entwicklung eines BLDC-Motorcontrollers für eine Gleichspannungsversorgung von 36 V und einen Dauerstrom von bis zu 30 A. Der Schwerpunkt liegt auf einem diskreten Aufbau der Leistungselektronik unter Verwendung einzelner MOSFETs, Gate-Treiber und passiver Komponenten. Dabei soll eine dreiphasige Brückentopologie ausgelegt und hinsichtlich elektrischer Belastbarkeit, Verlustleistung und thermischer Stabilität dimensioniert werden.

Im Rahmen der Entwicklung werden geeignete Leistungshalbleiter ausgewählt und deren Betriebsverhalten unter Berücksichtigung von Leit- und Schaltverlusten analysiert. Darüber hinaus erfolgt die Auslegung eines stromtragfähigen und EMV-gerechten Leiterplattenlayouts. Die thermische Bewertung der Baugruppe erfolgt auf Basis berechneter Verlustleistungen und relevanter Wärmewiderstände. Ziel ist ein funktionsfähiger Prototyp, der auch unter erhöhten Anlaufströmen und dynamischen Betriebsbedingungen einen sicheren und stabilen Betrieb gewährleistet.

1.3 Abgrenzung

Der Schwerpunkt dieser Studienarbeit liegt auf der hardwareseitigen Auslegung des Motorcontrollers. Die Ansteuerung des BLDC-Motors erfolgt im Open-Loop-Betrieb unter Verwendung der Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM). Eine feldorientierte Regelung (FOC) ist nicht Bestandteil dieser Arbeit.

Komplexe geschlossene Regelkreise zur Drehmoment- oder Drehzahlregelung werden nur insoweit betrachtet, wie sie für das grundlegende Systemverständnis erforderlich sind. Der Fokus liegt auf der leistungselektronischen Struktur, der sicheren Ansteuerung der Halbleiter, der Dimensionierung der Verlustleistung sowie der thermischen und elektromagnetischen Auslegung des Gesamtsystems.

1.4 Aufbau der Arbeit

Nach der Einleitung werden zunächst die theoretischen Grundlagen zu BLDC-Motoren, Leistungshalbleitern und Modulationsverfahren dargestellt. Darauf aufbauend erfolgt die systematische Auslegung des Motorcontrollers, beginnend mit der Auswahl der Topologie über die Dimensionierung der Leistungskomponenten bis hin zur thermischen Bewertung.

Im weiteren Verlauf wird das Leiterplattendesign erläutert, wobei insbesondere Stromtragfähigkeit, Minimierung parasitärer Effekte und EMV-gerechte Layoutführung betrachtet werden. Abschließend werden der Aufbau des Prototyps, die Inbetriebnahme sowie Messergebnisse präsentiert und bewertet. Die Arbeit schließt mit einer Zusammenfassung der wesentlichen Ergebnisse und einem Ausblick auf mögliche Weiterentwicklungen.

Abbildung 1.1: Zeitplan Studienarbeit.

2 Theoretische Grundlagen

Dieses Kapitel legt das theoretische Fundament für die Dimensionierung des Motorcontrollers. Im Fokus stehen das elektromechanische Modell des BLDC-Motors, die sensorbasierte Kommutierung sowie die leistungselektronischen Verlust- und Temperaturmodelle, welche die hardwareseitigen Grenzen des Systems definieren. Die hier hergeleiteten Zusammenhänge bilden die Basis für die Bauteilauswahl in Kapitel 4.

2.1 Der BLDC-Motor

Der BLDC-Motor stellt eine technologische Weiterentwicklung der konventionellen Gleichstrommaschine dar, bei der die mechanische Kommutierung durch eine elektronische Steuerung ersetzt wird. Im Gegensatz zu bürstenbehafteten Motoren, bei denen Kohlebürsten und ein Kollektor für die Stromwendung sorgen, erfolgt die Ansteuerung der Statorwicklungen hier in Abhängigkeit von der Rotorlage. Dies eliminiert den mechanischen Verschleiß und die Funkenbildung, was zu einer höheren Zuverlässigkeit, geringerem Wartungsaufwand und einer verbesserten thermischen Charakteristik führt, da die Verlustwärme primär im außenliegenden Stator entsteht und effektiv abgeführt werden kann [1].

Technisch betrachtet handelt es sich bei einem BLDC-Motor um eine permanentmagneterregte Synchronmaschine (PMSM). Der Begriff DC bezieht sich hierbei nicht auf das interne elektromagnetische Wirkprinzip, sondern auf die externe Speisung aus einer Gleichspannungsquelle, die durch den Inverter in die benötigten Phasenströme umgewandelt wird.

2.1.1 Aufbau und physikalisches Wirkprinzip

Der mechanische Aufbau gliedert sich primär in den feststehenden Stator und den rotierenden Rotor, wie der Querschnitt in Abbildung 2.1 schematisch veranschaulicht.

Stator Der Stator besteht aus geschichteten Stahlblechen (Lamellen), um Wirbelstromverluste zu minimieren. In den Nuten des Stators sind die Wicklungen untergebracht, die meist in drei Phasen (U , V , W) angeordnet sind. Diese Wicklungen sind im Stern verschaltet, wobei der Sternpunkt im Motor isoliert ist und nicht nach außen herausgeführt wird.

Rotor Der Rotor trägt die Permanentmagnete. Je nach Anordnung unterscheidet man zwischen Innenläufern, bei denen der Rotor innerhalb des Stators dreht, und Außenläufern. Die Anzahl der magnetischen Pole (N und S) variiert je nach Applikation, ist jedoch stets geradzahlig. Eine höhere Polpaarzahl führt bei gleicher elektrischer Frequenz zu einer geringeren mechanischen Drehzahl, erhöht jedoch gleichzeitig das verfügbare Drehmoment. Das Drehmoment entsteht durch die Lorentzkraft, die auf die bestromten Leiter im Magnetfeld wirkt. Damit eine kontinuierliche Rotation gewährleistet ist, muss das magnetische Feld des Stators dem des Rotors stets um 90° vorausseilen.

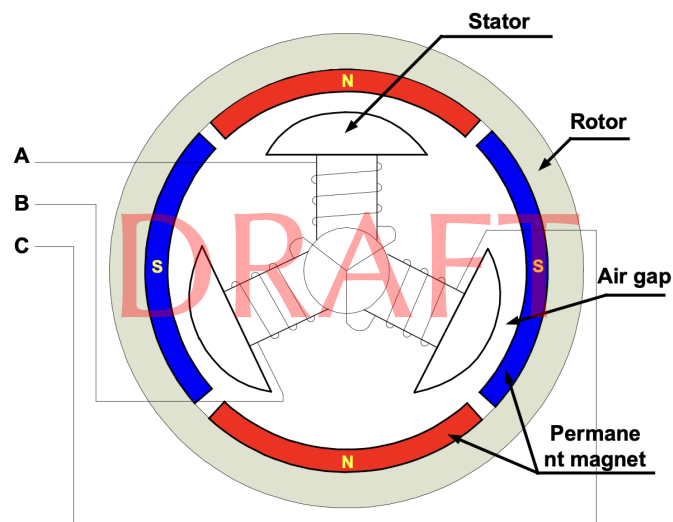


Abbildung 2.1: Querschnitt und prinzipieller Aufbau eines BLDC-Motors [1].

2.1.2 Elektrisches Ersatzmodell und BEMF

Für die steuerungstechnische Betrachtung und die Dimensionierung der Endstufe wird jede Phase des Motors durch ein elektrisches Ersatzschaltbild (ESB) modelliert (siehe Abbildung 2.2). Dieses besteht aus einer Reihenschaltung des ohmschen Wicklungswiderstands R , der Wicklungsinduktivität L und einer induzierten Spannungsquelle, der sogenannten Gegen-Elektromotorischen Kraft (Back Electromotive Force, BEMF).

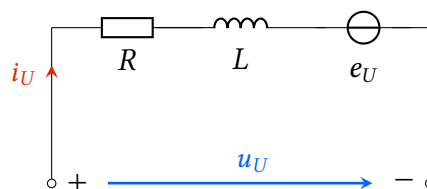


Abbildung 2.2: Einphasiges ESB des BLDC-Motors.

Unter Anwendung des Maschensatzes ergibt sich die Spannungsgleichung für eine einzelne

Phase (z. B. Phase U) gemäß Gleichung 2.1:

$$v_U(t) = R \cdot i_U(t) + L \cdot \frac{di_U(t)}{dt} + e_U(t) \quad (2.1)$$

Hierbei ist v_U die anliegende Klemmenspannung, i_U der Phasenstrom und e_U die induzierte Gegenspannung.

Bedeutung der Parameter für die Auslegung:

- **Widerstand R :** Bestimmt die statischen Kupferverluste ($P = I^2 R$) und damit die Erwärmung des Motors.
- **Induktivität L :** Glättet den Stromverlauf bei PWM-Ansteuerung. Eine zu kleine Induktivität führt zu hohem Stromrippel, was die Kondensatoren im Zwischenkreis belastet. Die elektrische Zeitkonstante $\tau_{el} = L/R$ ist ein Maß für die Stromanstiegsgeschwindigkeit.
- **BEMF e_U :** Begrenzt die maximale Drehzahl. Wenn die BEMF die Versorgungsspannung erreicht, kann kein Strom mehr in den Motor getrieben werden.

Die BEMF entsteht durch die Rotation des magnetischen Rotorfeldes relativ zu den Statorwicklungen (Induktionsgesetz). Nach [2] lässt sich die Amplitude der BEMF direkt proportional zur Winkelgeschwindigkeit ω_m des Rotors gemäß Gleichung 2.2 beschreiben:

$$e(t) = k_e \cdot \omega_m \cdot f(\theta_e) \quad (2.2)$$

Dabei ist k_e die spezifische BEMF-Konstante des Motors. Charakteristisch für BLDC-Motoren ist der trapezförmige Verlauf der Funktion $f(\theta_e)$, resultierend aus der rechteckigen Verteilung des magnetischen Flusses im Luftspalt. Dies unterscheidet den BLDC-Motor von der gewöhnlichen PMSM, welche eine sinusförmige BEMF aufweist.

Um ein konstantes Drehmoment zu erzeugen, sollte der Phasenstrom idealerweise rechteckförmig in die Phasen eingeprägt werden. So korrespondieren die Stromblöcke exakt mit dem flachen Dach der trapezförmigen BEMF, was in Abbildung 2.3 grafisch verdeutlicht wird.

2.2 Kommutierung und Rotorlageerfassung

Damit der Motor ein kontinuierliches Drehmoment erzeugt, müssen die Statorwicklungen synchron zur aktuellen Rotorposition bestromt werden. Ziel der Kommutierung ist es, den Winkel zwischen dem Erregerfeld des Rotors und dem Statorfeld im Bereich von 90° elektrisch zu halten, da hierbei die maximale Lorentzkraft wirkt.

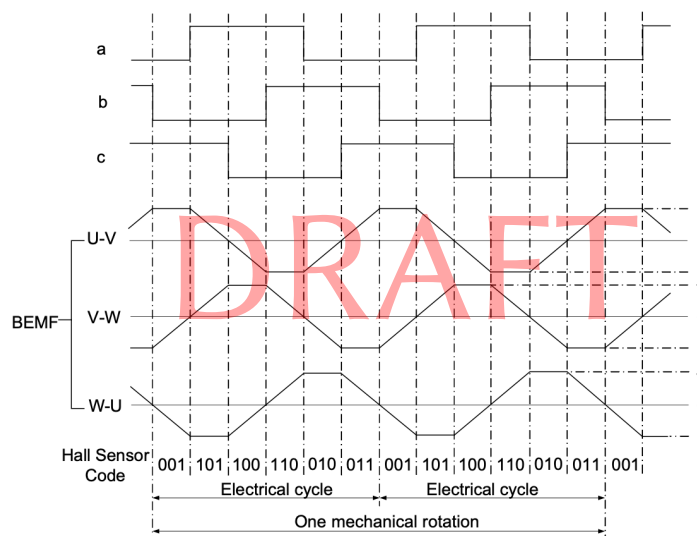


Abbildung 2.3: Verlauf der BEMF und der korrespondierenden Blockströme [1].

2.2.1 Hall-Sensorik

Im vorliegenden Projekt wird zur Detektion der Rotorlage ein sensorbasiertes Verfahren eingesetzt. Dazu befinden sich im Stator drei Hall-Effekt-Sensoren (H_1, H_2, H_3), die das Magnetfeld der vorbeidrehenden Rotorpole erfassen. Üblicherweise sind diese Sensoren räumlich um 120° elektrisch versetzt angeordnet. Dieser Versatz führt dazu, dass pro elektrischer Umdrehung (360°) sechs diskrete Zustände (Sektoren) eindeutig unterscheidbar sind.

2.2.2 Blockkommutierung

Das gängigste Ansteuerungsverfahren für BLDC-Motoren ist die Blockkommutierung. Basierend auf den digitalen Signalen der Hall-Sensoren ordnet die Steuerelektronik jedem erfassten Sektor ein festes Bestromungsmuster zu. Charakteristisch ist hierbei, dass zu jedem Zeitpunkt immer nur zwei der drei Motorphasen aktiv bestromt werden: Eine Phase wird auf das Potential der Zwischenkreisspannung V_{DC} gezogen, eine auf das Massepotential (GND), während die dritte Phase unbeschaltet (floating) bleibt. Die sich daraus ergebende Kommutierungslogik ist für alle sechs Sektoren in Tabelle 2.1 übersichtlich zusammengefasst.

2.3 Leistungselektronische Ansteuerung

Die physikalische Umsetzung der in Tabelle 2.1 definierten Schaltzustände erfolgt über eine dreiphasige Wechselrichterbrücke, oft auch als B6-Brücke bezeichnet.

Tabelle 2.1: Zustandstabelle der Blockkommutierungslogik in Abhängigkeit der Hall-Sensoren

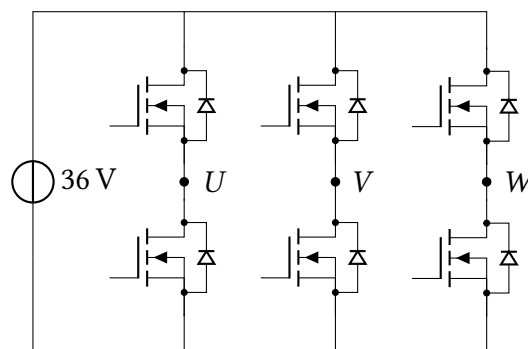
Hall-Sensoren			Phasenzustand			Sektor
H_1	H_2	H_3	U	V	W	
1	0	1	V_{DC}	GND	NC	I
1	0	0	V_{DC}	NC	GND	II
1	1	0	NC	V_{DC}	GND	III
0	1	0	GND	V_{DC}	NC	IV
0	1	1	GND	NC	V_{DC}	V
0	0	1	NC	GND	V_{DC}	VI

2.3.1 Brückentopologie

Das Prinzipschaltbild dieser Leistungsendstufe ist in Abbildung 2.4 dargestellt. Die Schaltung besteht aus drei parallel am Gleichspannungszwischenkreis (V_{DC}) liegenden Halbbrücken. Jede dieser Halbbrücken verfügt über zwei Leistungsschalter (MOSFETs):

- **High-Side-MOSFET (HS):** Verbindet den Phasenausgang mit der Versorgungsspannung V_{DC} .
- **Low-Side-MOSFET (LS):** Verbindet den Phasenausgang mit dem Bezugspotential GND.

In modernen Niederspannungsanwendungen werden fast ausschließlich N-Kanal-MOSFETs eingesetzt, da diese bei gleicher Chipfläche einen geringeren Einschaltwiderstand $R_{DS(on)}$ aufweisen als vergleichbare P-Kanal-Typen.

**Abbildung 2.4:** Prinzipschaltbild einer B6-Brücke zur Ansteuerung des Motors.

2.3.2 Ansteuerung und Bootstrap-Prinzip

Die Verwendung von N-Kanal-MOSFETs im HS-Pfad erfordert zum vollständigen Durchsteuern eine Gate-Spannung, die deutlich über der Zwischenkreisspannung liegt. Diese benötigte

Überspannung wird üblicherweise durch eine Bootstrap-Schaltung generiert. Dabei lädt sich ein Bootstrap-Kondensator über eine Diode auf die Treiber-Versorgungsspannung V_{CC} auf, solange der LS-MOSFET leitend ist. Schaltet die Halbbrücke um, „schwimmt“ das Potential des Kondensators mit der Source-Spannung des HS-MOSFETs nach oben und stellt dem Gate-Treiber so die nötige Spannung bereit [3].

2.3.3 Pulsweitenmodulation (PWM)

Um nicht nur die Richtung, sondern auch die Amplitude des Stroms (und damit das Drehmoment) kontinuierlich zu steuern, werden die Schalter nicht rein statisch eingeschaltet, sondern hochfrequent getaktet. Durch die Variation des Tastverhältnisses d (Duty Cycle) ergibt sich die am Motor anliegende effektive Phasenspannung proportional zur Zwischenkreisspannung als $\bar{v}_{ph} = d \cdot V_{DC}$.

2.4 Modulationsverfahren

Während die Blockkommutierung (Kapitel 2.2) lediglich festlegt, welche Phasen prinzipiell bestromt werden, bestimmt das Modulationsverfahren die präzise zeitliche Verteilung der Schaltzustände zur Generierung der gewünschten Ausgangsspannung. Neben der einfachen Sinus-Pulsweitenmodulation (SPWM) hat sich die Raumzeigermodulation (Space Vector PWM, SVPWM) als Industriestandard für dreiphasige Antriebe etabliert.

2.4.1 Grundlagen der Raumzeigermodulation

Im Gegensatz zur SPWM, welche die drei Halbbrücken isoliert betrachtet, modelliert die SVPWM den dreiphasigen Wechselrichter als ein Gesamtsystem, das einen rotierenden Spannungsraumzeiger \vec{v}_{ref} in der komplexen Ebene erzeugt [4], [5].

Da jede der drei Halbbrücken exakt zwei Zustände annehmen kann (High oder Low), ergeben sich für die B6-Brücke insgesamt $2^3 = 8$ mögliche diskrete Schaltzustände. Diese lassen sich in zwei Kategorien unterteilen:

- **Sechs aktive Vektoren (\vec{V}_1 bis \vec{V}_6):** Diese Vektoren spannen in der komplexen Ebene ein regelmäßiges Sechseck (Hexagon) auf und besitzen eine konstante Amplitude von $\frac{2}{3} V_{DC}$.
- **Zwei Nullvektoren (\vec{V}_0 und \vec{V}_7):** Bei \vec{V}_0 (000) sind alle drei unteren Schalter leitend, bei \vec{V}_7 (111) alle drei oberen. In beiden Fällen liegt an den Motorphasen keine Potentialdifferenz an, weshalb die verkettete Ausgangsspannung null beträgt.

Die Lage der aktiven Vektoren sowie die Geometrie des resultierenden Hexagons sind in Abbildung 2.5 grafisch dargestellt.

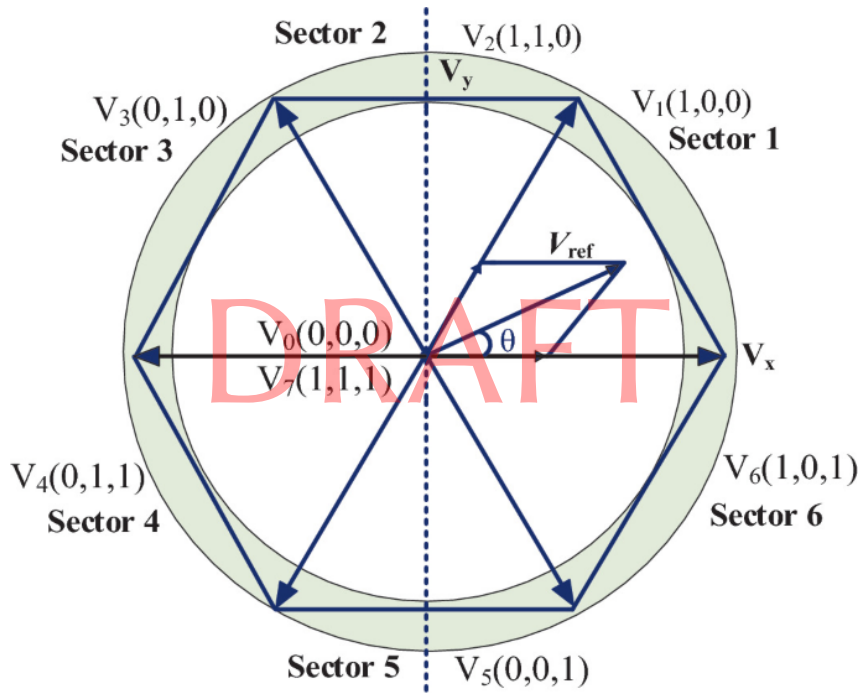


Abbildung 2.5: Raumzeigerdiagramm der SVPWM [5].

2.4.2 Synthese des Referenzspannungszeigers

Jeder beliebige Zielspannungszeiger \vec{v}_{ref} , der sich innerhalb des Hexagons befindet, kann durch eine zeitliche Mittelung (Pulsweitenmodulation) der beiden benachbarten aktiven Vektoren sowie der Nullvektoren gebildet werden. Befindet sich der Referenzzeiger beispielsweise im ersten Sektor zwischen \vec{V}_1 und \vec{V}_2 , so muss die Integration über eine Periodendauer T_{PWM} gemäß Gleichung 2.3 erfüllt sein:

$$\int_0^{T_{PWM}} \vec{v}_{ref} dt = \int_0^{T_1} \vec{V}_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \vec{V}_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_{PWM}} \vec{V}_0 dt \quad (2.3)$$

Hierbei definieren T_1 , T_2 und T_0 die jeweiligen Einschaltzeiten der Vektoren innerhalb einer PWM-Periode. Durch eine geschickte Anordnung der Schaltsequenzen, beispielsweise durch symmetrische Ausrichtung um die Periodenmitte (Center-Aligned PWM), lässt sich der Oberschwingungsgehalt im Ausgangsstrom maßgeblich minimieren.

2.4.3 Vorteile gegenüber klassischer PWM

Der entscheidende elektrotechnische Vorteil der SVPWM gegenüber der sinusförmigen PWM liegt in der besseren Ausnutzung der zur Verfügung stehenden Zwischenkreisspannung. Während bei der SPWM die maximale Ausgangsspannung durch die Phasenspannung starr limitiert ist, erlaubt die SVPWM durch die Überlagerung einer Nullsystemkomponente (welche im Phasenspannungsverlauf als Sattelform bzw. 3. Harmonische sichtbar wird) eine höhere Amplitude der tatsächlichen, verketteten Motorspannung.

Der maximale lineare Aussteuergrad erhöht sich dabei nach Gleichung 2.4 um den Faktor:

$$\frac{V_{\text{SVPWM,max}}}{V_{\text{SPWM,max}}} = \frac{1}{\cos(30^\circ)} = \frac{2}{\sqrt{3}} \approx 1,155 \quad (2.4)$$

Dies entspricht einem Spannungszugewinn von ca. 15,5 %. Da in der vorliegenden Applikation eine vergleichsweise niedrige Zwischenkreisspannung zur Verfügung steht, ist diese Spannungsreserve essenziell, um die volle Leistungsfähigkeit des Motors bei hohen Drehzahlen abzurufen [4].

2.5 Verlustmechanismen in MOSFETs

Ein idealer Halbleiter würde verlustfrei arbeiten. Reale Leistungstransistoren weisen jedoch parasitäre Eigenschaften auf, die unvermeidlich zu einer Verlustleistung führen. Diese elektrische Leistung wird in Wärmeenergie umgewandelt und muss abgeführt werden, um die thermische Zerstörung des Bauteils zu verhindern. Die Gesamtverluste P_{tot} eines MOSFETs setzen sich primär aus Leit- und Schaltverlusten zusammen [6].

2.5.1 Leitverluste

Im statisch eingeschalteten Zustand verhält sich der Drain-Source-Kanal des MOSFETs näherungsweise wie ein ohmscher Widerstand $R_{\text{DS(on)}}$. Die daraus resultierenden Leitverluste lassen sich in Abhängigkeit des Effektivstroms gemäß Gleichung 2.5 berechnen:

$$P_{\text{cond}} = I_{\text{rms}}^2 \cdot R_{\text{DS(on)}}(T_J) \quad (2.5)$$

Kritisch für die Systemstabilität ist hierbei die Temperaturabhängigkeit: Der Widerstandswert $R_{\text{DS(on)}}$ steigt mit zunehmender Sperrschichttemperatur T_J signifikant an. Dies führt zu einem positiven thermischen Rückkopplungseffekt, der bei der Dimensionierung des Kühlkonzepts zwingend berücksichtigt werden muss.

2.5.2 Schaltverluste

Da MOSFETs bauartbedingt nicht unendlich schnell umschalten können, treten beim Übergang zwischen dem leitenden und sperrenden Zustand Transienten auf. In diesen kurzen Phasen liegen am Halbleiter zeitgleich hohe Spannungen und Ströme an. Unter Annahme einer induktiven Last lassen sich die Summe aus Einschalt- (P_{on}) und Ausschaltverlusten (P_{off}) näherungsweise als lineare Funktion der Schaltfrequenz f_{SW} nach Gleichung 2.6 beschreiben:

$$P_{\text{sw}} \approx \frac{1}{2} V_{\text{DC}} \cdot I_{\text{D}} \cdot (t_{\text{r}} + t_{\text{f}}) \cdot f_{\text{SW}} \quad (2.6)$$

Hierbei repräsentieren t_{r} (Rise Time) und t_{f} (Fall Time) die realen Schaltzeiten, welche maßgeblich von der Treiberleistung und den gewählten Gate-Vorwiderständen definiert werden. Es wird ersichtlich, dass eine Erhöhung der PWM-Frequenz zur Reduktion von Stromrippeln unweigerlich zu proportional steigenden Schaltverlusten führt.

2.6 Thermisches Modell

Um die Betriebssicherheit der Endstufe zu gewährleisten, muss sichergestellt werden, dass die maximal zulässige Sperrschichttemperatur $T_{\text{J,max}}$ der Halbleiter unter keinen Umständen überschritten wird. Hierzu bedient man sich eines thermischen Modells. Dabei wird angenommen, dass der entstandene Wärmestrom (P_{tot}) von der innersten Wärmequelle (Junction) über verschiedene thermische Widerstände (R_{th}) bis zur Umgebungsluft (Ambient) abfließt.

Im eingeschwungenen, stationären Zustand lässt sich die resultierende Sperrschichttemperatur nach Gleichung 2.7 berechnen:

$$T_{\text{J}} = T_{\text{A}} + P_{\text{tot}} \cdot (R_{\text{th,JC}} + R_{\text{th,CS}} + R_{\text{th,SA}}) \quad (2.7)$$

Die partiellen Wärmewiderstände beschreiben dabei folgende physikalische Übergänge:

- $R_{\text{th,JC}}$ (Junction-to-Case): Der innere Wärmewiderstand des MOSFET-Gehäuses, spezifiziert im Datenblatt.
- $R_{\text{th,CS}}$ (Case-to-Sink): Der thermische Übergangswiderstand des Montagematerials, beispielsweise einer Wärmeleitfolie oder Wärmeleitpaste.
- $R_{\text{th,SA}}$ (Sink-to-Ambient): Der thermische Widerstand des Kühlkörpers zur umgebenden Luft, abhängig von Oberfläche und Luftstrom.

Dieses thermische System kann analog zu einem elektrischen Netzwerk in einer thermischen Ersatzschaltung abgebildet werden, wie Abbildung 2.6 verdeutlicht. Es ermöglicht die einfache Berechnung der Temperaturabfälle mittels der Kirchhoffschen Maschengleichungen.

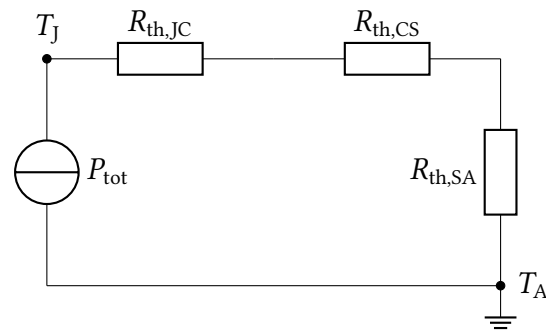


Abbildung 2.6: Stationäres thermisches ESB eines gekühlten MOSFETs.

Die Aufstellung dieser Wärmekette verdeutlicht, dass eine rein elektrische Betrachtung für die Auslegung von Leistungselektronik nicht ausreichend ist. Erst die Verknüpfung des elektrischen Verlustmodells mit der thermischen Analyse validiert die ausgewählten Komponenten für den Nennbetrieb.

3 Anforderungen und Systemkonzept

3.1 Elektrische Anforderungen

Text: Betriebsspannung 36 V.

Text: Dauerstrom 30 A.

Text: Anlaufstrombetrachtung.

Text: PWM-Frequenz und Schaltbedingungen.

3.2 Systemarchitektur

Text: Blockdiagramm Gesamtaufbau.

Text: Leistungsteil, Treiber, Mikrocontroller.

BILD: Blockdiagramm Motorcontroller.

3.3 Gewähltes Ansteuerverfahren

Text: Open-Loop-Betrieb.

Text: Entscheidung gegen FOC (Begründung Umfang).

Text: Einsatz von SVPWM.

4 Entwurf der Leistungselektronik

4.1 MOSFET-Auswahl

Hier wird die Auswahl der MOSFETs begründet: Sperrspannung, $R_{DS(on)}$, Gateladung, Gehäusewahl usw.

4.2 Verlustanalyse

Berechnung und Abschätzung der statischen und dynamischen Verluste pro MOSFET/Phase.

4.3 Gate-Treiber

Beschreibung des gewählten Treibers, Totzeiten, Schutzfunktionen, Ansteuerlogik.

4.4 Bootstrap

Für die Ansteuerung der High-Side-MOSFETs in der Halbbrücke wird ein Bootstrap-Konzept verwendet, bei dem ein Kondensator als kurzzeitige, schwimmende Spannungsquelle dient. Dieser *Bootstrap-Kondensator* wird während der Leitphase des Low-Side-MOSFETs aufgeladen und liefert die notwendige Energie, um das Gate des High-Side-MOSFETs vollständig zu treiben. Ohne eine korrekt dimensionierte Bootstrap-Schaltung kann die Gate-Spannung während der Einschaltzeit des High-Side-MOSFETs unter den erforderlichen Wert fallen, was zu erhöhten Leitverlusten oder einem Auslösen der Unterspannungsabschaltung des Treibers führen würde. Die Dimensionierung des Bootstrap-Kondensators basiert auf der Gesamtladung, die während einer Einschaltphase bereitgestellt werden muss. Diese setzt sich aus der Gateladung des MOSFETs, dem Energiebedarf des Level-Shifters im Treiber sowie den Verlusten durch Leckströme zusammen. Für die vorliegende Schaltung mit dem MOSFET **IPP034N08N5** und dem Treiber **IR2104** wurde die Berechnung auf Basis der MOSFET-Datenblätter sowie der Applikationsanleitung AN-6076 von ON Semiconductor durchgeführt [3]. Hierbei wurden alle relevanten Parameter wie Gateladung, Eingangskapazität, Leckströme des Treibers und der Bootstrap-Diode sowie die maximale Einschaltdauer der High-Side-Schalter berücksichtigt, um eine robuste Auslegung auch im Worst-Case zu gewährleisten.

In Tabelle 4.1 sind die wesentlichen Größen zusammengefasst, die in die Berechnung der erforderlichen Kapazität eingeflossen sind:

Tabelle 4.1: Parameter zur Dimensionierung des Bootstrap-Kondensators

Größe	Symbol	Wert
Gateladung MOSFET	Q_{Gate}	111 nC
Level-Shifter-Verbrauch	Q_{LS}	3 nC
Leckströme während t_{on}	Q_{Leak}	5,8 nC
Gesamtladung	Q_{Total}	120 nC
Maximaler Spannungsabfall	ΔV_{BOOT}	1 V
Minimale Kapazität	$C_{\text{BOOT,min}}$	120 nF

Auf Basis dieser Analyse wurde für die praktische Umsetzung ein Keramikkondensator mit 220 nF gewählt, um Fertigungstoleranzen, Alterungseffekte sowie den DC-Bias-Einfluss bei Keramikkondensatoren ausreichend zu berücksichtigen. Die hier dargestellte Vorgehensweise zeigt, dass die Auslegung des Bootstrap-Kondensators nicht trivial ist und eine detaillierte Analyse unter Berücksichtigung der Datenblattangaben und der einschlägigen Applikationsliteratur notwendig ist, um sowohl Zuverlässigkeit als auch Effizienz der Schaltung sicherzustellen. Eine vollständige, tiefgehende Berechnung inklusive aller Zwischenwerte und Datenblattangaben ist im Anhang A.1 dokumentiert.

4.5 Zwischenkreis

Dimensionierung des DC-Links: Kapazität, Ripple, Wahl der Elkos und Spannungsreserve.

5 Thermische Auslegung

5.1 Wärmewiderstandsmodell

Definition der Wärmewiderstände: Junction-Case, Case-Sink, Sink-Ambient; Aufbau eines Wärmeflussmodells.

5.2 Temperaturberechnung

Berechnung der MOSFET- und Treiber-Temperaturen unter Nennlast.

5.3 Kühlkörperdimensionierung

Ermittlung der notwendigen Kühlfläche und ggf. Lüfterunterstützung.

5.4 Worst-Case-Betrachtung

Analyse extremer Bedingungen: maximale Umgebungstemperatur, Dauerlast, kurzzeitige Lastspitzen.

6 Aufbau und Messungen

6.1 Hardwareaufbau

Text: Aufbau des Prototyps beschreiben (THT-Aufbau oder Lochraster).

Text: Stromführung, Leiterquerschnitte und Bauteilplatzierung erläutern.

Text: Besonderheiten im Layout, z.B. Kühlkörper, EMV-relevante Punkte.

Optional: Foto oder Schema des Prototyps einfügen.

6.2 Inbetriebnahme

Text: Erste Tests ohne Last (Smoke-Test, Funktionskontrolle).

Text: Beschreibung des Testaufbaus (Versorgungsspannung, Messpunkte, Signalzugänge).

Text: Sicherheitsmaßnahmen und Schutzschaltungen erläutern.

6.3 Messungen

Text: Temperaturmessungen beschreiben (Thermofühler, IR-Kamera, Messpunkte).

Text: Elektrische Messungen (Strom, Spannung, ggf. PWM-Signale) dokumentieren.

Text: Messbedingungen und Lastprofile angeben.

Optional: Diagramme der gemessenen Größen einfügen.

6.4 Vergleich Rechnung und Messung

Tabelle: berechnete vs. gemessene Temperaturen / Verlustleistungen erstellen.

Text: Abweichungsanalyse (mögliche Ursachen für Unterschiede).

6.5 Bewertung des thermischen Konzepts

Text: Grenztemperaturen eingehalten?

Text: Bewertung Kühlkörper / Wärmeabfuhr.

Text: Verbesserungspotential aufzeigen.

7 Fazit und Ausblick

Zusammenfassung der Ergebnisse.

Erreichte Ziele.

Verbesserungsmöglichkeiten (z.B. PCB, bessere Kühlung, FOC).

Literatur

- [1] Monolithic Power Systems, *Brushless DC Motor Fundamentals*, AN047, Rev. 1.0, 2014. Adresse: https://media.monolithicpower.com/document/Brushless_DC_Motor_Fundamentals.pdf.
- [2] P. Pillay und R. Krishnan, „Application Characteristics of Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motors for Servo Drives,“ *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 27, Nr. 5, S. 986–996, 1991. doi: 10.1109/28.90357.
- [3] ON Semiconductor, *AN-6076: Design and Application Guide of Bootstrap Circuit for High-Voltage Gate-Drive IC*, Rev. 3, 2021. Adresse: <https://www.onsemi.com/download/application-notes/pdf/and9674-d.pdf>.
- [4] C.-I. Xia, *Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives and Controls*. Wiley-IEEE Press, 2012, ISBN: 978-1-118-18833-0.
- [5] N. I. Nahin, S. P. Biswas und M. R. Islam, „A modified SVPWM strategy to improve the performance of variable frequency induction motor drive,“ en, in *Lecture Notes in Electrical Engineering*, Ser. Lecture Notes in Electrical Engineering, Singapore: Springer Nature Singapore, 2022, S. 481–493.
- [6] D. Graovac, M. Pürschel und A. Kiep, *MOSFET Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters*, Application Note, V 1.1, Infineon Technologies, 2006.

A Anhang

A.1 Berechnung des Bootstrap-Kondensators

Dieser Anhang dokumentiert die vollständige, schrittweise Berechnung des Bootstrap-Kondensators C_{BOOT} für die High-Side-Ansteuerung des MOSFETs IPP034N08N5 über den IR2104-Treiber. Alle Werte basieren auf den Datenblättern der Bauteile sowie der ON Semiconductor Applikationsnote AN-6076 [3].

1. Festlegung der zu liefernden Gesamtladung

Die Gesamtladung Q_{Total} setzt sich aus drei Komponenten zusammen:

$$Q_{\text{Total}} = Q_{\text{Gate}} + Q_{\text{LS}} + Q_{\text{Leak}} \quad (\text{A.1})$$

1.1 Gateladung des MOSFETs

Aus dem Datenblatt des IPP034N08N5:

$$Q_{G(10V)} = 87 \text{ nC} \quad \text{bei } V_{\text{GS}} = 10 \text{ V} \quad (\text{A.2})$$

$$C_{\text{iss}} = 4800 \text{ pF} \quad (\text{A.3})$$

Da der Treiber mit $V_{\text{CC}} = 15 \text{ V}$ arbeitet, erfolgt eine Extrapolation:

$$\Delta V = V_{\text{CC}} - 10 \text{ V} = 5 \text{ V} \quad (\text{A.4})$$

$$Q_{\text{Gate}} = Q_{G(10V)} + C_{\text{iss}} \cdot \Delta V \quad (\text{A.5})$$

$$Q_{\text{Gate}} = 87 \text{ nC} + (4800 \cdot 10^{-12} \text{ F}) \cdot 5 \text{ V} \quad (\text{A.6})$$

$$Q_{\text{Gate}} = 87 \text{ nC} + 24 \text{ nC} \quad (\text{A.7})$$

$$Q_{\text{Gate}} \approx 111 \text{ nC} \quad (\text{A.8})$$

Typischer Verbrauch des IR2104-Level-Shifters während einer High-Side-Einschaltphase:

$$Q_{\text{LS}} \approx 3 \text{ nC} \quad (\text{A.9})$$

1.3 Leckströme während t_{on}

Worst-Case-Einschaltdauer bei $f_s = 20 \text{ kHz}$:

$$t_{\text{on}} = \frac{1}{f_s} / 2 = 50 \mu\text{s} \quad (\text{A.10})$$

Summe der relevanten Leckströme:

$$I_{\text{Leak}} = I_{\text{Driver}} + I_{\text{QBS}} + I_{\text{GSS}} + I_{\text{DIODE}} \quad (\text{A.11})$$

$$I_{\text{Leak}} = 50 \mu\text{A} + 55 \mu\text{A} + 0,1 \mu\text{A} + 10 \mu\text{A} \quad (\text{A.12})$$

$$I_{\text{Leak}} \approx 115,1 \mu\text{A} \quad (\text{A.13})$$

Ladungsverlust während der Einschaltdauer:

$$Q_{\text{Leak}} = I_{\text{Leak}} \cdot t_{\text{on}} \quad (\text{A.14})$$

$$Q_{\text{Leak}} = 115,1 \cdot 10^{-6} \text{ A} \cdot 50 \cdot 10^{-6} \text{ s} \quad (\text{A.15})$$

$$Q_{\text{Leak}} \approx 5,8 \cdot 10^{-9} \text{ C} = 5,8 \text{ nC} \quad (\text{A.16})$$

1.4 Gesamtladung

$$Q_{\text{Total}} = Q_{\text{Gate}} + Q_{\text{LS}} + Q_{\text{Leak}} \quad (\text{A.17})$$

$$Q_{\text{Total}} = 111 + 3 + 5,8 \quad (\text{A.18})$$

$$Q_{\text{Total}} \approx 119,8 \text{ nC} \approx 120 \text{ nC} \quad (\text{A.19})$$

2. Berechnung der minimalen Kapazität

Für einen maximal zulässigen Spannungsabfall von $\Delta V_{\text{BOOT}} = 1 \text{ V}$ ergibt sich:

$$C_{\text{BOOT,min}} = \frac{Q_{\text{Total}}}{\Delta V_{\text{BOOT}}} \quad (\text{A.20})$$

$$C_{\text{BOOT,min}} = \frac{120 \text{ nC}}{1 \text{ V}} \quad (\text{A.21})$$

$$C_{\text{BOOT,min}} = 120 \text{ nF} \quad (\text{A.22})$$

3. Auswahl des Kondensators

Unter Berücksichtigung von Fertigungstoleranzen, DC-Bias-Effekten bei Keramikkondensatoren und Alterung wird ein 220 nF X7R-Keramikkondensator gewählt.