

Hochschule Bochum
Bochum University
of Applied Sciences



Entwicklung der Leistungselektronik eines E-Skateboards

Masterarbeit

vorgelegt von

Raphael-David Volmering

Matrikelnummer: 010204534

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

Wintersemester 2014

Erstprüfer:

Prof. Dr.-Ing. Arno Bergmann

Zweitprüfer:

Jan-Henrik Kochsiek, M. Eng.

Eigenständigkeitserklärung

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

Ort, Datum: _____

Unterschrift: _____

Danksagung

An dieser Stelle möchte zunächst meinen Betreuern Herrn Prof. Dr.-Ing. Bergmann und Herrn Kocksiek, M.Sc., zur Ermutigung zu diesem Projekt danken. Insbesondere durch Herrn Prof. Dr.-Ing. Bergmann wurden viele wichtige zusätzliche Aspekte eingebracht, welche sonst möglicherweise keine Beachtung gefunden hätten.

Weiterhin möchte den Mitarbeitern des Zentralen Elektronik Labors, Herrn Schennonek und Herrn Dipl.-Ing. Andre Nieland, für die gewährte freie Verfügung über die Labormittel danken, sowie die schnelle Umsetzung der Platinenfertigung.

Inhaltsverzeichnis

Inhaltsverzeichnis	IV
Abbildungsverzeichnis	VII
Abkürzungsverzeichnis	IX
1. Einleitung	1
2. Anforderungen	3
2.1 Spannungsversorgungen.....	3
2.1.1 Spannungsversorgung der Leistungselektronik.....	3
2.1.2 Spannungsversorgung des Motorcontrollers	3
2.1.3 Spannungsversorgung der Sensorik	4
2.2 Temperaturmanagement	4
2.2.1 Umgebungstemperaturbereich	4
2.2.2 Temperatursensoren	4
2.2.3 Wärmeabfuhr.....	4
2.3 Schnittstellen	5
2.4 Spannungsbereich.....	5
2.5 Strombelastbarkeit.....	5
2.6 Motortreiber	5
2.7 Strommessung	6
2.8 Überstromschutzeinrichtung	6
3. Planung	7
3.1 Failure Mode and Effects Analysis (FMEA)	7
3.1.1 Vorgehensweise FMEA-Erstellung.....	7
4. Theoretische Grundlagen	12
4.1 Metaloxide-Semiconductor	12
4.1.1 Grundlagen pn-Übergang.....	12
4.1.2 Feldeffekttransistor	16
4.2 Spannungsversorgung.....	23
4.2.1 Abwärtsregler ohne Potentialtrennung	23
5. Spannungsversorgung	25
5.1 Akkumulator.....	25
5.1.1 Schutzbeschaltung Akkumulator	26
5.2 Anforderungen an die Spannungsversorgungen	26

5.2.1	Anforderungen 5 V Spannungsversorgung.....	27
5.2.2	Anforderungen 12 V Spannungsversorgung.....	27
5.2.3	Anforderungen 3,3 V Spannungsversorgung.....	27
5.3	Abwärtswandler TPS54160	27
5.3.1	Auswahl der Schaltfrequenz	28
5.3.2	Auswahl der Induktivität.....	29
5.3.3	Glättungskapazität.....	30
5.3.4	Messung.....	30
6.	Schaltplan	32
6.1	Blockschaltbild.....	33
6.2	Überspannungsschutz.....	34
6.3	Brückenumrichter	35
6.3.1	Leistungsschalter.....	40
6.3.2	Brückentreiber DRV8301	42
6.4	Hall-Sensoren.....	52
6.4.1	Hall-Effekt	52
6.4.2	Signalerfassung.....	53
6.5	Pegelwandler I ² C (Inter Integrated Circuit)	54
7.	Layout.....	56
7.1	Layout-Editor	56
7.2	Design Richtlinien.....	56
7.2.1	SMD – Surface Mount Devices.....	56
7.2.2	Leitungsimpedanzen	57
7.2.3	Digitale Schaltungsteile	57
7.2.4	Bypass-Kondensator	57
7.3	Layout Version 1.0.....	58
7.3.1	Problematik: Massefläche.....	60
7.3.2	Problematik: DVDD, GVDD	61
7.3.3	Lösungen.....	62
7.4	Aktuelles Layout	64
7.4.1	Probleme Layout Version 2.0	66
8.	Fazit	68
8.1	Ausblick	68
	Anhang	69
	Quellenverzeichnis.....	70

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1: Hierarchische Systemdarstellung	8
Abbildung 2: FMEA Zuordnung Funktionen.....	9
Abbildung 3: Verläufe pn-Übergang.....	14
Abbildung 4: Spannung und Feldverlauf.....	15
Abbildung 5: Felderverlauf undotiertes Material.....	16
Abbildung 6: Aufbau MOSFET.....	17
Abbildung 7: Inversionskanal MOSFET	17
Abbildung 8: Betriebsbereiche MOSFET	18
Abbildung 9: Ladekurve Gate	19
Abbildung 10: Spannungs- und Stromverlauf	20
Abbildung 11: Thermische Informationen aus dem Datenblatt	22
Abbildung 12: vereinfachtes thermisches Ersatzschaltbild	22
Abbildung 13: Vereinfachtes thermisches Ersatzschaltbild mit Kühlkörper...	23
Abbildung 14: Prinzipschaltung Abwärtswandler	23
Abbildung 15: Abhängigkeiten Spannungsversorgungen	25
Abbildung 16: Messung 5 V (DC Kopplung)	30
Abbildung 17: Messung 5 V (AC Kopplung)	31
Abbildung 18: Blockschaltbild Elektronik	33
Abbildung 19: Schaltplan Überspannungsschutz.....	34
Abbildung 20: Prinzipschaltung 3-Phasen Brückenumrichter	35
Abbildung 21: ESB Brückenumrichter.....	36
Abbildung 22: Impedanzspannungen Z_1 , Z_2 , Z_3	38
Abbildung 23: Magnetischer Fluss Z_1	39
Abbildung 24: Resultierender Fluss.....	39
Abbildung 25: Einsatzgebiete MOSFET, IGBT [4]	41
Abbildung 26: Blockschaltbild DRV8301.....	44
Abbildung 27: Messung PWM Mikrocontroller, Gate-Spannung.....	46
Abbildung 28: Messung Abfallszeit	46
Abbildung 29: Logikschaltung Chip Select.....	48
Abbildung 30: Current Shunt Amplifier DRV8301	50
Abbildung 31: Hall-Effekt	53
Abbildung 32: Erfassung Hall-Sensoren.....	54
Abbildung 33: Pegelwandler	55
Abbildung 34: Layout Version 1.0.....	58
Abbildung 35: Layout Version 1.0 Anordnung	59

Abbildung 36: Layout Version 1.0 Bottom.....	60
Abbildung 37: Foto Layout Version 1.0 Unterseite.....	62
Abbildung 38: Layout Version 1.0 Strompfade DVDD, GVDD	63
Abbildung 39: Layout Version 2.0	64
Abbildung 40: Layout Version 2.0 Bottom.....	65
Abbildung 41: Anbindung GVDD, DVDD	66

Abkürzungsverzeichnis

ADC	Analog Digital Converter
FMEA	Failure Mode and Effect Analysis
GPIO	General Purpose Input Output
I ² C	Inter Integrated Circuit
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MOSFET	Metall Oxid Semiconductor Field Effect Transistor
RPZ	Risikoprioritätszahl
VIA	Vertical Interconnect Access

1. Einleitung

Die heutigen Transportmittel, wie der Personen- oder Lastkraftwagen, nutzen weitestgehend fossile Brennstoffe. Diese Brennstoffe sind nur begrenzt verfügbar, sodass verbrauchsoptimierte Fahrzeuge den Bedarf zwar senken, jedoch langfristig eine Erschöpfung der Quellen nicht verhindern können.

Im Rahmen der Elektromobilität werden Lösungsansätze zum Erhalt der Mobilität unter Nutzung elektrischer Energie erforscht. Insbesondere innerhalb der letzten Jahre gewann die Elektromobilität, bedingt durch leistungsstärkere Energiespeicher an Attraktivität. Diese Energiespeicher, vorwiegend auf der Lithium Ionen Technologie basierend, ermöglichen eine hohe Energiedichte. Durch diese hohe Energiedichte können Elektrofahrzeuge mit alltagstauglichen Reichweiten entwickelt werden.

Durch unser Studium der Elektromobilität hatten Herr Kevin Leiffels und ich die Idee, die Entwicklung eines E-Skatboards, zum Thema unserer Abschlussarbeit zu machen. Durch mein Interesse im Bereich der Schaltungstechnik, übernahm ich in diesem Projekt die Entwicklung der Leistungselektronik. Die modellbasierte Softwareentwicklung in MATLAB Simulink, wurde von Herrn Kevin Leiffels erstellt.

Zu Beginn des Projektes, wurden zunächst die Randbedingungen in Form eines Lastenheftes erstellt. Die Erarbeitung des Pflichtenheftes ergab die Anforderungen an die Leistungselektronik, welche in dieser Arbeit kurz vorgestellt werden. Werden Fehler im Projektverlauf zu einem späten Zeitpunkt entdeckt, können diese den Projekterfolg gefährden. Aus diesem Grund wird in dieser Arbeit die genutzte Failure Mode and Effects Analysis (FMEA) vorgestellt. Durch Verwendung dieser Methode, konnten vor Beginn der Entwicklung mögliche Fehler und deren Auswirkungen beurteilt werden.

Weiterhin gibt diese Arbeit einen Überblick über die zentralen Komponenten der Leistungselektronik. Zu diesen Komponenten gehören insbesondere die Brückenumrichter, welche zur Ansteuerung der Motoren benötigt werden. Diese Umrichter wurden im Rahmen des Projekts selbstständig entwickelt und getestet.

Ein weiterer Schwerpunkt dieser Arbeit liegt in der Entwicklung der Platine. Während des Projektes traten einige Probleme im Zusammenhang mit dem Layout der Platine auf, deren Ursachen und Behebungen erläutert werden.

Der Abschluss der Arbeit wird durch eine Zusammenfassung des Entwicklungsstandes, sowie durch einen Ausblick auf weitere Optimierungs- und Erweiterungsmöglichkeiten des E-Skateboards gebildet.

2. Anforderungen

Zu Beginn des Projektes wurden zunächst verschiedene Anwendungsszenarien entwickelt und beschrieben. Diese Szenarien beschreiben die Interaktion verschiedener Benutzergruppen mit dem E-Skateboard. Aus diesen Szenarien konnten anschließend die Anforderungen an das E-Skateboard abgeleitet werden. Im folgenden Abschnitt werden die Anforderungen an die Leistungselektronik beschrieben.

2.1 Spannungsversorgungen

Dem Skateboard dienen Lithium-Ionen Akkumulatoren als mobiler Energiespeicher. Diese unterliegen einer begrenzten Kapazität. Aus diesem Grund ist bei der Leistungsversorgung ein besonderes Augenmerk auf den Wirkungsgrad der verwendeten Regeleinrichtungen zu legen. Weiterhin sinkt die Spannung der Akkumulatoren während des Betriebs im Extremfall von der Ladeschlussspannung auf die Entladeschlussspannung ab. Die Spannungsversorgung der Komponenten muss deshalb auf diesen Bereich ausgelegt werden, um eine korrekte Funktion zu gewährleisten.

2.1.1 Spannungsversorgung der Leistungselektronik

Die Spannungsversorgung der Leistungselektronik erfolgt direkt über den Anschluss an die Akkumulatoren. Aufgrund der zu erwartenden hohen Ströme wird keine Regeleinrichtung vorgesehen, um ein bestimmtes Spannungsniveau zu halten.

Der Akkumulator wird über einen Steckverbinder mit der Elektronik verbunden. Aus Sicherheitsgründen soll dieser Verbinder gegen Verpolung gesichert sein.

Zum Schutz der elektronischen Komponenten muss ein Schutz gegen statische, sowie gegen transiente Überspannungen implementiert werden. Außerdem ist zum Trennen der Spannungsversorgung von der Leistungselektronik eine Schalteinrichtung vorgesehen.

2.1.2 Spannungsversorgung des Motorcontrollers

Der Motorcontroller wird über einen Schaltregler mit einer Spannung von 5 V versorgt. Zur Reduktion, der zur Versorgung benötigten Komponenten, wird auf einen möglichst integrierten Schaltregler gesetzt. Die durch den Ripple verursachte maximale, sowie minimale Ausgangsspannung, darf die zulässigen Spannungen des Controllers nicht über- bzw. unterschreiten. Zudem muss ein Schutz gegen statische, sowie gegen transiente Überspannungen vorgesehen werden.

1.1. Spannungsversorgung der Treiberschaltung

Die Leistungsversorgung der Motoren erfolgt über MOSFETs. Diese benötigen im Allgemeinen eine Steuerspannung von etwa 10 V bis 15 V und werden durch einen möglichst integrierten Schaltregler zur Verfügung gestellt. Die Schaltvorgänge der Leistungsventile müssen möglichst zügig stattfinden, weshalb kurzzeitig hohe Ströme auftreten. Diese Ströme müssen aus Pufferkondensatoren zur Verfügung gestellt werden. Ein Schutz gegen statische, sowie gegen transiente Überspannungen muss vorgesehen werden.

2.1.3 Spannungsversorgung der Sensorik

Der Großteil der Sensoren benötigt eine Spannungsversorgung von 3,3 V oder 5 V. Da die Hall-Sensoren und damit die notwendige Versorgungsspannung nicht frei gewählt werden können, muss eventuell ein weiterer Schaltregler mit entsprechender Spannung vorgesehen werden.

2.2 Temperaturmanagement

Zur Gewährleistung der einwandfreien Funktion der elektronischen Komponenten, ist die Implementierung eines Temperaturmanagement erforderlich. Dieses betrifft sowohl den Controller, in dem die Auswertung stattfindet, als auch die Leistungselektronik, in der die Temperaturdaten an geeigneter Stelle erfasst werden.

2.2.1 Umgebungstemperaturbereich

Der Umgebungstemperaturbereich wurde im Lastenheft auf 0°C bis 40°C begrenzt. Zur Berechnung der Temperaturentwicklung wird eine Umgebungstemperatur von 40°C zu Grunde gelegt.

2.2.2 Temperatursensoren

Der Akkumulator verfügt über einen BMS mit integrierter Temperaturüberwachung. Eine weitere Temperaturüberwachung soll später durch ein Two Wire Interface implementiert werden können.

2.2.3 Wärmeabfuhr

Die Wärmeabfuhr soll ohne Zwangsbelüftung erfolgen. Als Kühlkörper der Komponenten ist das Gehäuse der Elektronik vorgesehen.

2.3 Schnittstellen

Zur Leistungs- bzw. Datenübertragung müssen von der Leistungselektronik Schnittstellen zur Verfügung gestellt werden. Der Motorcontroller und seine Peripherie befinden sich auf einem Controllerboard. Die Leistungselektronik muss eine Buchse entsprechend der Anschlussleiste des Controllerboards aufweisen. Über diese Schnittstelle erfolgen die Leistungsversorgung des Motorcontrollers, sowie die Messdatenübermittlung. Die Ansteuerung der Leistungsventile erfolgt über eine Treiberschaltung, direkt über die digitalen Ausgänge des Controllers. Eine galvanische Trennung ist nicht vorgesehen.

2.4 Spannungsbereich

Zur Leistungsversorgung stehen dem E-Skateboard Lithium-Akkumulatoren zur Verfügung. Der Spannungsbereich dieser Akkus liegt im Bereich von etwa 18 V bis 30 V. Die Leistungselektronik muss dieser Spannung entsprechend dimensioniert werden. Die Versorgungsspannung wird direkt an die Motoren durchgereicht. Es findet keine Anpassung des Spannungsniveaus statt. Die Spannungsversorgung der Subsysteme (Controllerboard, Treiberspannung usw.) wird auf den Eingangsspannungsbereich abgestimmt.

2.5 Strombelastbarkeit

Die Strombelastbarkeit richtet sich primär nach den Leistungsanforderungen der Motoren. Die Leistungselektronik wird kurzfristig mit Strömen in der Größenordnung von 100 A und durchschnittlich mit Strömen in der Größenordnung von 15 A belastet. Entsprechend dieser Anforderungen werden die Leistungsventile ausgewählt, sowie die Dimensionen der Leiterbahnen ermittelt.

2.6 Motortreiber

Als Antriebseinheit des E-Skateboards werden zwei BLDC-Motoren eingesetzt. Die Ansteuerung der Motoren erfolgt jeweils über eine dreifache Halbbrücke. In den Halbbrücken werden als Leistungsventile MOSFETs im T0-220 Gehäuse eingesetzt. Die MOSFETs unterstützen eine Schaltfrequenz von mindestens 30 kHz. Außerdem liegt die zulässige Drain-Source-Spannung bei mindestens 60 V. Zur Ansteuerung des Gates werden voll- oder teilintegrierte Treiberschaltungen eingesetzt. Zum Erreichen hoher Flankensteilheiten, können die Treiberschaltungen ausreichend hohe Ströme führen.

2.7 Strommessung

Die Strommessung erfolgt über Shuntwiderstände, mit entsprechenden Verstärkerschaltungen. Die Temperatur wird als analoger Spannungswert an den Controller weitergereicht. Es werden je Motor zwei Phasenströme erfasst.

2.8 Überstromschutzeinrichtung

Aus Sicherheitsgründen ist ein Kurzschlusschutz in das System zu implementieren.

3. Planung

Der Erfolg eines Projekts hängt entscheidend von der Planungsphase ab. Wird der Planungsphase zu geringe Aufmerksamkeit beigemessen, ist die Wahrscheinlichkeit des Scheiterns sehr groß. Die Entwicklung des E-Skateboards wurde nach dem V-Modell durchgeführt, welches eine strukturierte Vorgehensweise über den gesamten Projektverlauf gewährleistet. Für eine detaillierte Beschreibung des V-Modells, sei an die Masterarbeit von Herrn Kevin Leiffels verwiesen.

Ein Teil der Planungsphase bestand in der Erstellung einer FMEA (Failure Mode and Effects Analysis) zur Beurteilung möglicher Fehler und deren Auswirkung, sowie zur Entwicklung passender Vermeidungsstrategien.

3.1 Failure Mode and Effects Analysis (FMEA)

Wird ein Fehler in einem Produkt erst nach der Markteinführung entdeckt, so drohen enorme Kosten durch Rückrufe, Imageverlust, oder im schlimmsten Fall sogar Personenschäden. Zur frühzeitigen Fehlererkennung und -vermeidung, wurde zur Qualitätssicherung die FMEA (engl. Failure Mode and Effects Analysis), die Fehlerauswirkung und Einflussanalyse, entwickelt. Mit Hilfe der FMEA besteht die Möglichkeit, Fehler bereits vor der Konstruktion eines Produktes zu erkennen, eine Gefährdungsbeurteilung vorzunehmen und geeignete Gegenmaßnahmen zu treffen. Während des Projektverlaufes, hilft die erstellte FMEA bei der Ursachenidentifikation aufgetretener Fehler.

3.1.1 Vorgehensweise FMEA-Erstellung

Zu Beginn der FMEA-Erstellung werden zunächst alle beteiligten Systeme erfasst und benannt. Die FMEA wird durch ein hierarchisches System gebildet, d.h. es werden zunächst Systeme der oberen Ordnungsebene definiert, welche in tiefere Ordnungsebenen weiter aufgetrennt werden. Durch die Erstellung eines Systembaumes erhält man einen guten Überblick über die Zusammenhänge der einzelnen Systeme, bis hinunter zu den Zukaufteilen.

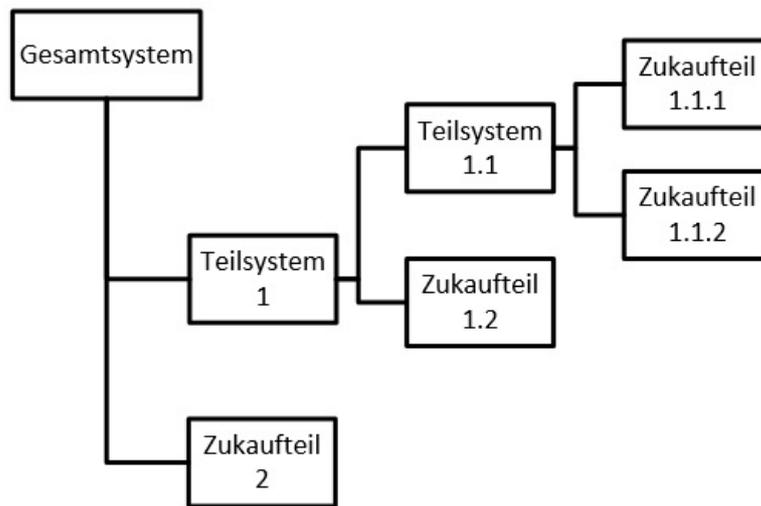


Abbildung 1: Hierarchische Systemdarstellung

Im nächsten Schritt werden zunächst die Funktionen des Hauptsystems, in diesem Fall dem elektrischen Skateboard, ermittelt. Die Funktionen des Skateboards ergeben sich aus dem zuvor erstellten Lastenheft. Die Erfüllung der Funktionen steht in direkter Abhängigkeit zu den im ersten Schritt definierten Teilsystemen. Daraus folgt, dass jede Funktion mindestens einem Teilsystem zugeordnet werden muss, da das Skateboard ansonsten die Anforderungen nicht erfüllen kann. Andersherum muss jedem Teilsystem mindestens eine Funktion zugeordnet sein, da jedes Teilsystem einen Fehler verursachen kann. Die Zuordnung der Teilsysteme zu den Funktionen erfolgt entsprechend Tabelle 1 oder wie in Abbildung 2 im Baumdiagramm.

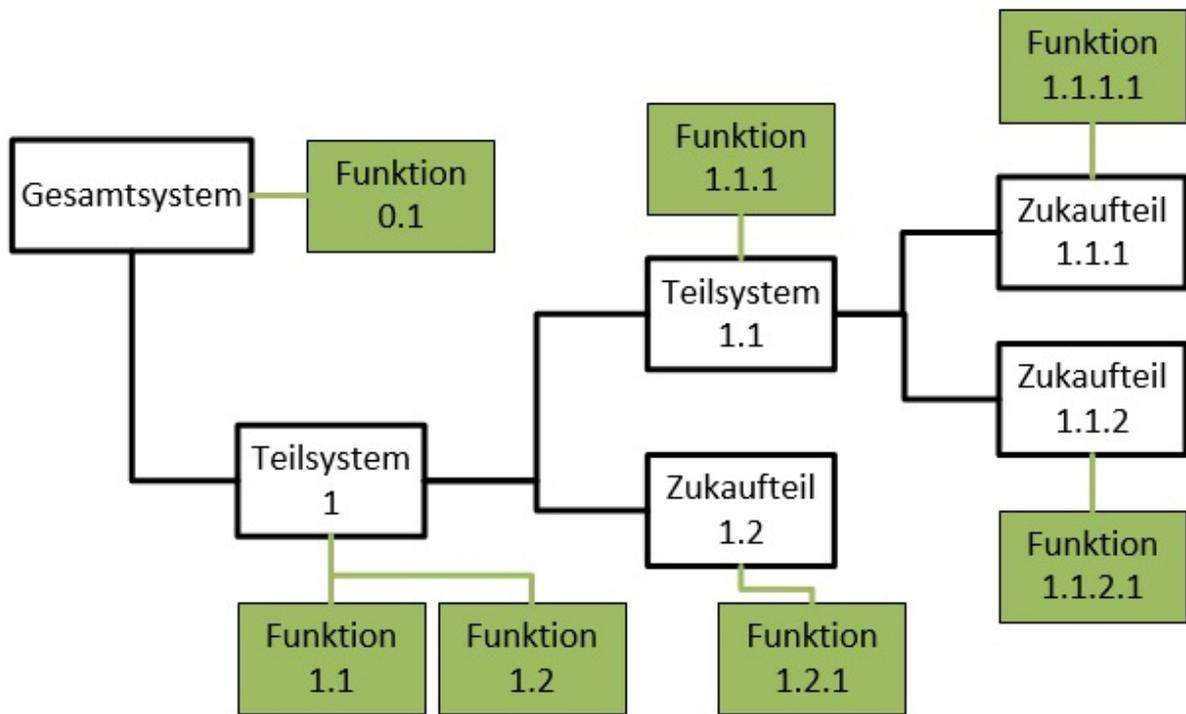


Abbildung 2: FMEA Zuordnung Funktionen

System E-Skateboard	Max. Geschwindigkeit	Max. Gesamtgewicht	Max. Boardgewicht	Max. Fahrgewicht	max. Steigung	min. Wenderadius	Min. Distanz	Fahrdynamik / Stabilität
ZB "Deck"		x	x	x		x		
Akkumulatoren	x	x	x		x		x	x
ZB Elektronik	x	x	x		x		x	x
ZB Mechanik	x	x	x	x	x	x	x	x
Fahrhilfe		x	x					

Tabelle 1: Zuordnung Funktion / Teilsystem (Ausschnitt)

Im Anschluss wird zu jeder Funktion ein Fehler beschrieben. Dieser Fehler stellt im einfachsten Fall die Negation der Funktion dar. So ergibt sich zum Beispiel zur Funktion „Max. Geschwindigkeit“ die Fehlerbeschreibung „Maximal Geschwindigkeit wird nicht erreicht“. Diese Fehlerbeschreibungen werden im nächsten Schritt den Funktionen zugeordnet. Erfolgt die Zuordnung der Funktionen und der möglichen Fehler über alle Systemebenen hinweg, lassen sich Fehlerursachen aus der obersten Systemebene, bis hinunter in die Komponentenebene nachverfolgen. Tritt beispielsweise der Fehler

„Maximal Geschwindigkeit wird nicht erreicht“ in dem System E-Skateboard auf, muss die Fehlerursache laut Tabelle 1 in einem der Teilsysteme „Akkumulatoren“, „ZB Elektronik“ oder „ZB Mechanik“ liegen.

Andersherum lässt sich durch dieses Verfahren die Auswirkung eines Fehlers in den unteren Ebenen, auf die höheren Ebenen beurteilen. Tritt ein Fehler in dem Teilsystem „ZB Elektronik“ auf, könnte dieser Auswirkungen auf die entsprechenden Funktionen des Systems „E-Skateboard“ haben.

Da nicht jeder Fehler gravierende Auswirkungen haben muss, sondern lediglich eine Einschränkung der Komfortfunktionen mit sich bringen kann, wird die Kritikalität des Fehlers durch ein Punktesystem gewichtet. Dieses Punktesystem spiegelt sowohl die Bedeutung, die Auftretenswahrscheinlichkeit, sowie die Entdeckungswahrscheinlichkeit wieder.

Zur Beurteilung der Bedeutung (B) muss abgeschätzt werden, wie schwer die Auswirkungen des Fehlers sind.

Die Auftretenswahrscheinlichkeit (A) beschreibt die erwartete Auftretensfrequenz des Fehlers. Diese Beurteilung stellt insbesondere bei Neuentwicklungen, wie dem elektrischen Skateboard, aufgrund fehlender Erfahrungswerte ein Problem dar.

Durch die Entdeckungswahrscheinlichkeit (E) wird bewertet, wie gut der Fehler durch Tests erkannt werden kann.

Jedem dieser drei Kriterien wird ein Wert zwischen einem und zehn Punkten nach Tabelle 2 zugeordnet.

Faktor	B	A	E
1-3	Fehlerauswirkung gering, Fehler wird durch Kunden nicht bemerkt	sehr gering bis gering	sehr hoch bis hoch
4-7	Fehlerauswirkung im Rahmen, Fehler wirkt sich Funktionsein- schränkend aus	gering bis hoch	hoch bis gering
8-10	Fehlerauswirkung kritisch, Fehler führt zur Gefährdung von Personen	hoch bis sehr hoch	gering bis sehr gering

Tabelle 2: Gewichtung Fehler

Durch die Multiplikation der drei Werte ergibt sich ein Wert zwischen 1 und 1000, die sogenannte Risikoprioritätszahl (RPZ). Anhand definierter Schwellenwerte kann durch

die RPZ, der Handlungsbedarf zu jedem möglichem Fehler ermittelt werden und gegebenenfalls Maßnahmen zur Vermeidung getroffen werden.

4. Theoretische Grundlagen

Durch die Erfindung des Bipolar Transistors im Jahr 1947 wurde der Weg zur heutigen Halbleitertechnik bereitet. Durch die stete Weiterentwicklung der Bauelemente, stehen heute Komponenten zur Steuerung kleiner Signale, bis hin zur Regelung großer Lasten zur Verfügung. Aufgrund der eingesetzten Komponenten sollen in diesem Kapitel die Grundlagen der Halbleitertechnik vermittelt werden.

4.1 Metaloxide-Semiconductor

Die Steuerung großer Lasten, wie zum Beispiel der Motoren des Skateboards, erfolgt in der Leistungselektronik meist durch IGBT's (insulated gate bipolar transistor) oder MOSFET's (metal-oxid-semiconductor-fet). Die Grundlage der Funktion dieser Leistungsventile bilden auch hier Halbleitermaterialien wie Silizium, welches durch gezielte Bearbeitung die erwünschten Eigenschaften aufweist.

4.1.1 Grundlagen pn-Übergang

Durch das gezielte Einbringen von Störstellen in einen Siliziumkristall, erhält man entweder p- oder n-dotiertes Material. Im n-dotierten Material herrscht ein Elektronenüberschuss, im p-dotierten Material ein Elektronenmangel. Berühren sich p-dotiertes und n-dotiertes Material erhält man einen pn-Übergang, welcher die Grundlage für die Halbleitertechnologien bildet. Bei der Zusammenführung der beiden Materialien, wandern die Elektronen des n-dotierten Materials in die Störstellen des p-Gebiets ab. Diese Abwanderung bezeichnet man als Diffusionsstrom. Durch die Abwanderung entsteht im n-Material eine ortsfeste positive und im p-Material eine ortsfeste negative Ladung. Diese Verteilung ruft ein elektrisches Feld hervor. Dieses elektrische Feld verursacht einen Strom, den Driftstrom, welcher dem Diffusionsstrom entgegengesetzt wirkt. Sind Diffusions- und Driftstrom gleich groß, findet keine Rekombination der Ladungsträger mehr statt und man erhält um die Berührungsfläche der p- und n-Materialien, eine Raumladungszone. Je geringer die Dotierung der Materialien, desto größer ist die Ausdehnung der Raumladungszone. Die Raumladungsdichte kann durch Dotierung beeinflusst werden. Durch die Integration der Raumladungsdichte $\rho(x)$ über das Volumen, lässt sich die Gesamtladung Q_- ermitteln [1].

$$Q_- = \int_0^{x_r} \rho(x) * A dx \quad 4.1$$

Wird die Raumladungsdichte $\rho(x)$ als konstant angenommen, lässt sich die Gleichung ausdrücken als

$$Q_+ = \rho_+ * A * x_r \quad \mathbf{4.2}$$

bzw.

$$Q_- = \rho_- * A * x_l \quad \mathbf{4.3}$$

Die elektrische Feldstärke E ist abhängig von der Raumladungsdichte, der Ausdehnung der Raumladungszone, sowie der materialabhängigen Dielektrizitätskonstanten ε .

$$E(x) = \frac{1}{\varepsilon} \int_{x_l}^x \rho(x) dx \quad \mathbf{4.4}$$

Ist die $\rho(x)$ konstant lässt sich die elektrische Feldstärke vereinfacht berechnen durch

$$E(x) = \frac{\rho * x}{\varepsilon} \quad \mathbf{4.5}$$

Durch Integration der elektrischen Feldstärke lässt der Potentialverlauf und daraus wiederum die maximale Potentialdifferenz $\Delta\varphi$, die Diffusionsspannung, ermitteln.

$$U_d = \Delta\varphi = \varphi_r - \varphi_l = - \int_{x_l}^{x_r} E(x) dx \quad \mathbf{4.6}$$

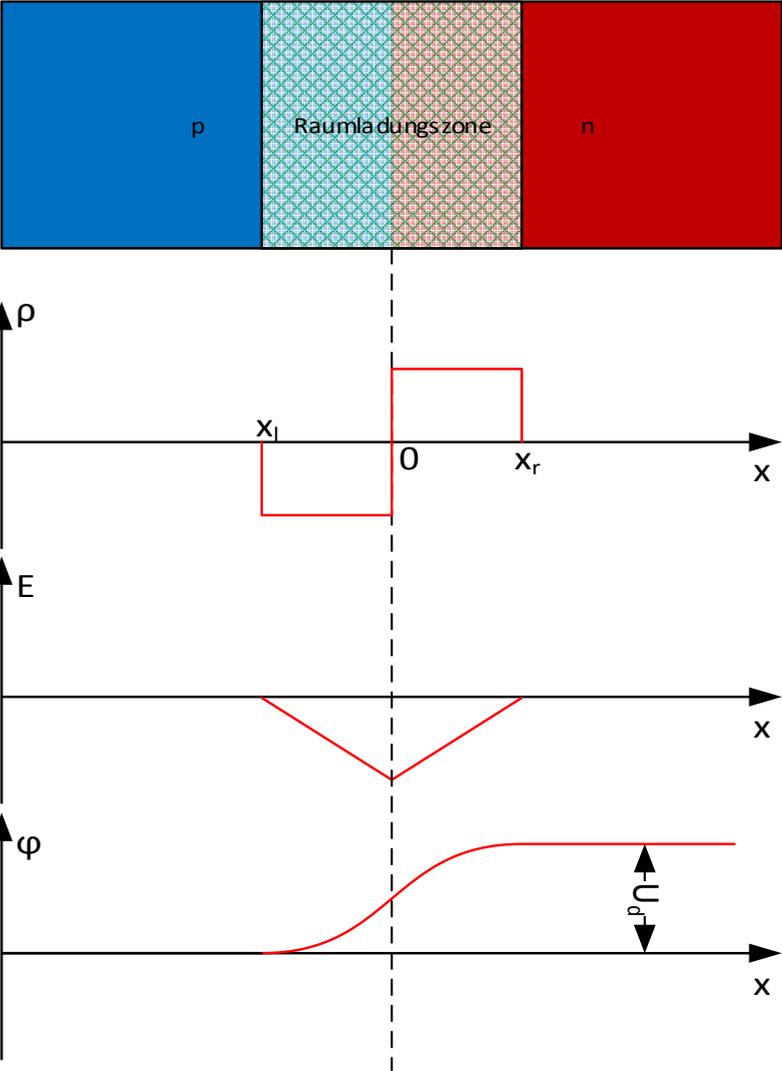


Abbildung 3: Verläufe pn-Übergang

Durch Anschluss einer Spannungsquelle entgegengesetzt der Diffusionsspannung, kann das elektrische Feld und damit die Raumladungszone verringert werden. Erreicht die Spannungsquelle den Wert der Diffusionsspannung, ist die Raumladungszone abgebaut und die isolierende Schicht am pn-Übergang aufgehoben. Wird die Spannungsquelle verstärkend zur Diffusionsspannung angelegt, so wird die Raumladungszone und somit die isolierende Schicht verbreitert. Da das elektrische Feld die Ableitung der Spannung über die Raumladungszone ist, ergibt sich für diesen Fall ein erhöhtes Maximum eben dieses Feldes.

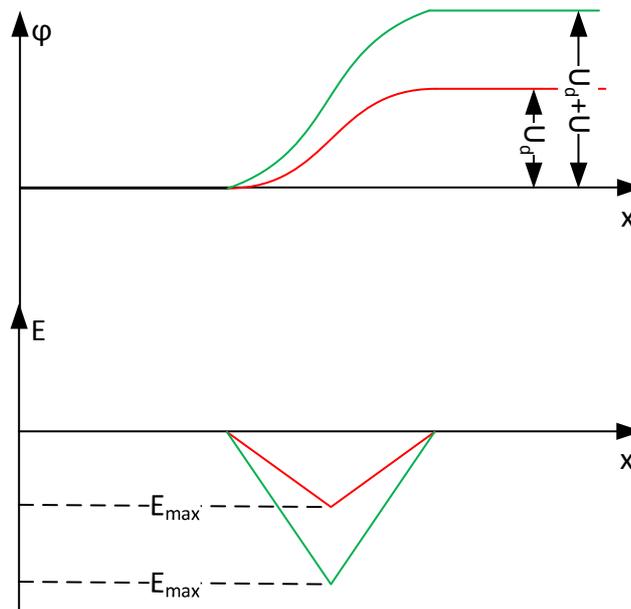


Abbildung 4: Spannung und Feldverlauf

Durch dieses verstärkte elektrische Feld, können verbleibende freie Ladungsträger so stark beschleunigt werden, dass ortsfeste Ladungsträger im Falle einer Kollision aus der Bindung herausgelöst werden können. Auch diese werden nun vom elektrischen Feld beschleunigt, sodass sie im Kollisionsfall ihrerseits weitere Elektronen herauslösen können und damit die sperrende Wirkung des Halbleiters aufheben. Dieser Lawineneffekt beschränkt die Spannungsfestigkeit der Bauelemente. Zur Erhöhung der Spannungsfestigkeit kann das Material geringer dotiert werden, da sich daraus eine geringe Ladungsträgerdichte und somit ein geringeres maximales elektrisches Feld ergibt.

Diese schwächere Dotierung hat jedoch aufgrund der reduzierten Ladungsträger, einen höheren Durchlasswiderstand zur Folge, was insbesondere in Leistungsbaulementen

unerwünscht ist. Zur Erhöhung der Spannungsfestigkeit bei weitgehend niedrigem Durchlasswiderstand wird eine unsymmetrische Dotierung des pn-Übergangs vorgenommen. Zwischen dem n-Material und p-Material wird eine selbstleitende, oder nur schwach dotierte Schicht gebracht. Dies führt zu einer höheren Ausdehnung der Raumladungszone. Da die Ladungsträgerdichte in der zusätzlichen Schicht nur sehr gering ist, hat sie keine verstärkende Wirkung auf das elektrische Feld.

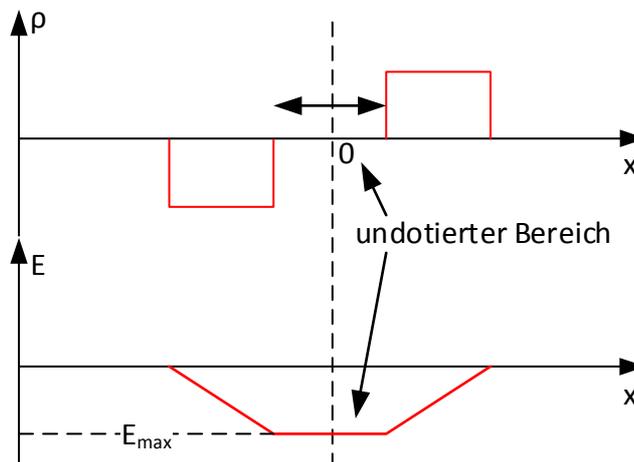


Abbildung 5: Felderverlauf undotiertes Material

4.1.2 Feldeffekttransistor

Der Feldeffekttransistor nutzt ein elektrisches Feld zur Beeinflussung der Leitfähigkeit des Substrates. Es liegt also eine isolierende Schicht zwischen dem Steuerstromkreis und dem Laststromkreis vor. Dieses Bauelement besitzt im Wesentlichen die Anschlüsse Gate, Drain und Source. Der Vollständigkeit halber sei hier noch der Bulk-Anschluss erwähnt, welcher jedoch meist intern mit dem Source-Anschluss verbunden ist. Hierbei dient der Gate-Anschluss als Steuereingang und die Drain-Source-Strecke als Steuerstrecke. Über eine Potentialdifferenz zwischen Gate und Source, wird der Widerstand der Drain-Source-Strecke beeinflusst. Der große Vorteil gegenüber dem Bipolar Transistor liegt in der leistungslosen Ansteuerung. Der Aufbau und die Funktionsweise eines FET's soll hier anhand eines MOSFET's erläutert werden.

4.1.2.1 MOSFET: Aufbau und Funktion

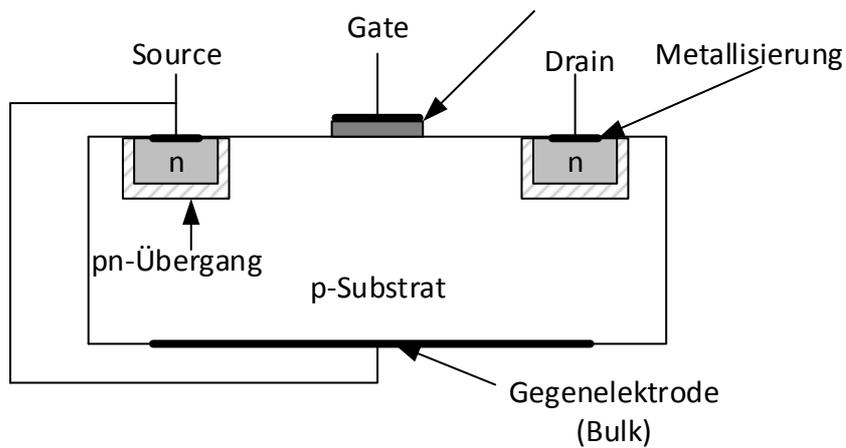


Abbildung 6: Aufbau MOSFET

In das p-Substrat werden zwei n-dotierte Gebiete eingebracht. Um diese beiden Gebiete bildet sich eine Raumladungszone aus. Über eine Metallisierung werden aus diesen Gebieten der Source- und der Drain-Anschluss herausgeführt. Der Gate-Anschluss wird auf eine isolierende Metall-Oxidschicht aufgebracht.

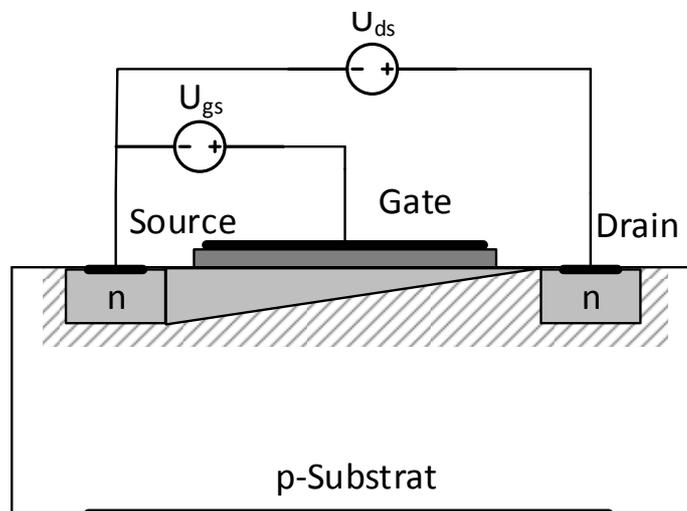


Abbildung 7: Inversionskanal MOSFET

Durch Erhöhung des Potentials am Gate gegenüber Source, werden die Fehlstellen im p-Substrat unter dem Gate abgestoßen. Ab einer gewissen Gate-Source-Spannung U_{gs} ,

der Threshold-Spannung U_{th} , bildet sich vom Source zum Drain direkt unter dem Gate ein leitender Kanal im p-Substrat. Dieser Kanal wird Inversionskanal genannt, da er freie Elektronen in einem p-Substrat enthält. Durch U_{gs} kann die Breite und somit der Widerstand des Kanals beeinflusst werden. Legt man zusätzlich eine Drain-Source-Spannung U_{ds} an, können die Elektronen durch den Inversionskanal fließen. Durch die Spannung U_{ds} wird die Potentialdifferenz zwischen Gate und p-Substrat in der Nähe des Drain-Anschlusses geschwächt. Dies hat zur Folge, dass der Kanal ab einer gewissen Drain-Source-Spannung nicht mehr aufrechterhalten werden kann und abgeschnürt wird. Ab dieser Spannung befindet sich der FET im Sättigungsbereich. Eine weitere Erhöhung von U_{ds} hat nur einen geringen Anstieg des Stromes zur Folge.

Die FET ist gesättigt, wenn gilt:

$$U_{ds} > U_{gs} - U_{th} \quad 4.7$$

Die Threshold-Spannung liegt bei Leistungs-MOSFETs typischerweise zwischen 2 V und 4 V [2].

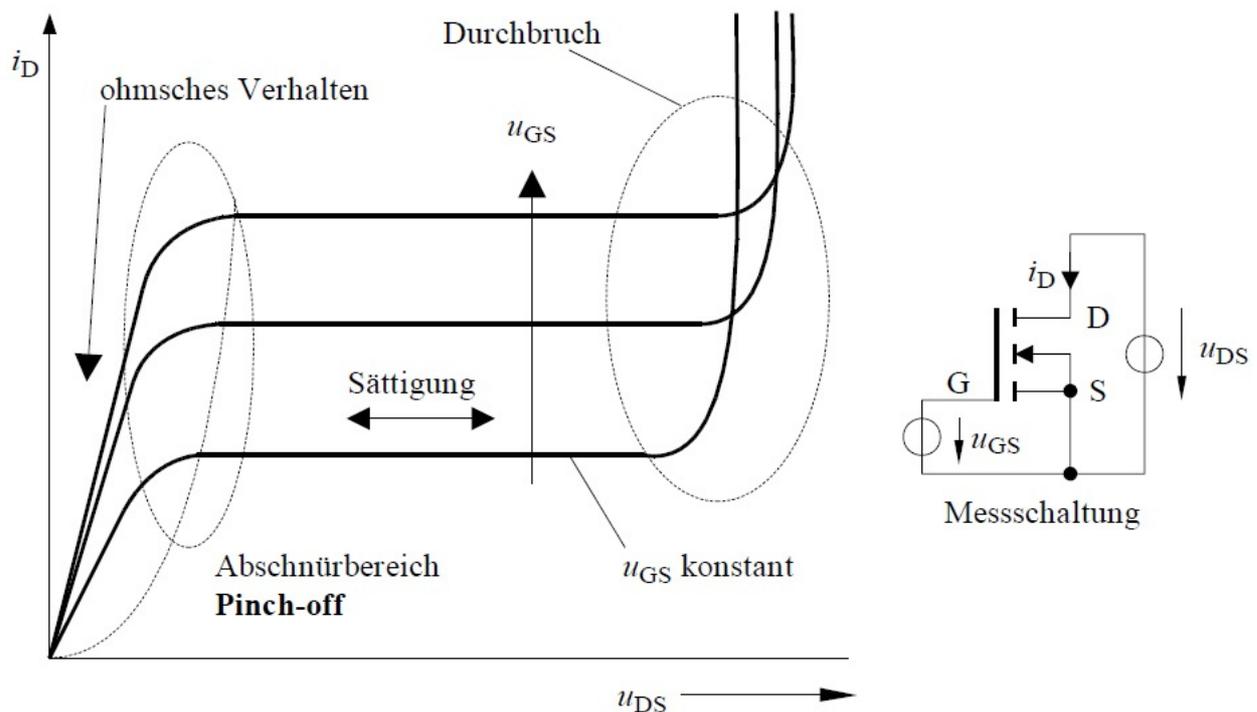


Abbildung 8: Betriebsbereiche MOSFET

4.1.2.2 MOSFET Gate-Charakteristik

Durch die Überlappung des Source und dem Kanal besitzt der MOSFET eine Kapazität am Steuereingang [3]. Zum vollständigen Durchschalten des Schalters muss diese Kapazität zunächst aufgeladen werden. Durch das Aufladen wird der lineare Bereich der Drain-Source-Strecke durchlaufen und es tritt eine hohe Verlustleistung im Leistungs-

schalter auf. Um diese Verlustleistung gering zu halten, ist ein möglichst rasches Laden der Gate-Kapazität wünschenswert. Die Ladekurve der Gate-Kapazität lässt sich in drei Teile gliedern.

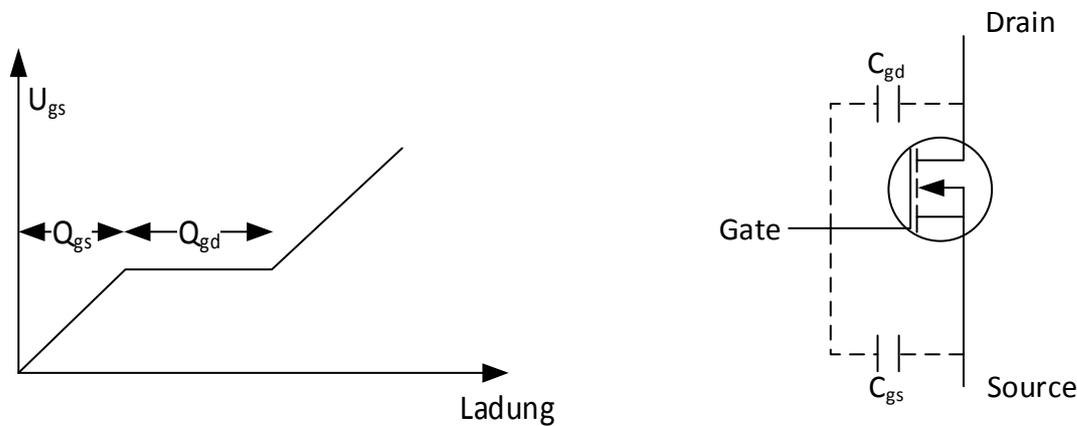


Abbildung 9: Ladekurve Gate

Im ersten Bereich wird die Kapazität zwischen Gate-Source geladen. Nach dem Erreichen der Threshold-Spannung beginnt der MOSFET zu leiten. Dies führt dazu, dass die Gate-Drain-Kapazität geladen wird und die Gate-Source-Spannung nicht weiter zunimmt. Dieser Verlauf ist in dem zweiten Abschnitt der Ladekurve zu erkennen. Dieser Bereich wird Miller-Plateau genannt. Ist C_{gd} vollständig geladen, wird C_{gs} weiter geladen und die Gate-Source-Spannung nimmt weiter zu und die Drain-Source-Strecke wird leitfähiger. Typischerweise werden in Datenblättern der MOSFETs nicht die Kapazitäten, sondern die Gesamtladung Q_{total} , bei einer Gate-Spannung von 10 V angegeben. Durch den Zusammenhang

$$Q_{total} = C_{gate} * U_{gate} \quad 4.8$$

lässt sich die Eingangskapazität für eine bestimmte Gate-Spannung bestimmen. Der MOSFET CSD19536KCS besitzt typischerweise eine Gesamtladung von 118 nC. Für eine Gate-Spannung von 10 V folgt daraus:

$$C_{gate} = \frac{Q_{total}}{U_{gate}} = \frac{118nC}{10V} = 11,8nF \quad 4.9$$

4.1.2.3 Verlustleistung im MOSFET

Im Wesentlichen setzt sich die im MOSFET auftretende Verlustleistung durch zwei Komponenten zusammen. Zum einen die Leitverluste, welche von dem Leitwiderstand und dem fließendem Strom abhängen. Zum anderen die Schaltverluste, welche in den Transitionen vom leitenden in den gesperrten, beziehungsweise von dem gesperrten in den leitenden Zustand auftreten.

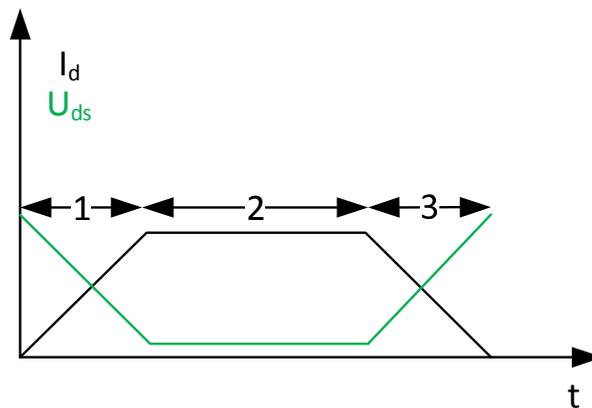


Abbildung 10: Spannungs- und Stromverlauf

Die Leitverluste P_{leit} werden Abschnittsweise als statisch angenommen und lassen sich berechnen durch:

$$P_{leit} = I_d^2 * R_{ds,on} \quad 4.10$$

Zur Berechnung der dynamischen Schaltverluste P_{sw} müssen Schaltfrequenz f_s , Drain-Source-Spannung, sowie Anstiegs- und Abfallzeit ($t_{on} + t_{off}$) berücksichtigt werden. Die Schaltverluste lassen sich annähernd bestimmen durch:

$$P_{sw} = 0.5 * U_{ds} * I_d * (t_{on} + t_{off}) * f_s \quad 4.11$$

Addiert man die beiden Leistungen erhält man eine Näherung für die auftretende Verlustleistung im MOSFET.

$$P_{total} = P_{leit} + P_{sw} = I_d^2 * R_{ds,on} + 0.5 * U_{ds} * I_d * (t_{on} + t_{off}) * f_s \quad 4.12$$

Werden Strom und Spannung konstant gehalten, lässt sich an der Gleichung leicht erkennen, dass die Schaltverluste linear zu der Schaltfrequenz steigen und schnell die Leitverluste übersteigen können. Außerdem ist ein linearer Zusammenhang zwischen den Schaltverlusten und der Steilheit der Schaltflanken zu erkennen. Die Steilheit der Schaltflanken ist davon abhängig, wie schnell die Gate-Kapazität geladen werden kann

und ist somit von der Gate-Treiberschaltung abhängig. Bei einer gegebenen Gesamtkapazität und einer gewünschten Schaltzeit, lässt sich der notwendige Ladestrom bestimmen aus:

$$I = \frac{Q_{total}}{t} \quad 4.13$$

Dieser Strom wird als konstant angenommen um die gewünschte Schaltzeit zu erreichen. Typischerweise werden Gate-Treiber aber als Spannungsquellen unter Angabe des Spitzenstromes ausgeführt, sodass der Strom mit steigender Gate-Spannung sinkt und der errechnete Wert nur als Richtwert zur Auswahl eines geeigneten Treibers genommen werden kann. Der Gate-Treiber sollte so ausgewählt werden, dass der angegebene Spitzenstrom in etwa dem doppelten des errechneten Stromes entspricht [2].

4.1.2.4 Kühlung

Die Verlustleistung des MOSFETs wird in Wärme umgesetzt, welche zu einer unzulässigen Temperaturerhöhung des Halbleiters und damit zu dessen Zerstörung führen kann. Zur Vermeidung muss die Verlustleistung und die daraus resultierende Temperaturerhöhung berechnet werden. Zur Berechnung der Temperaturerhöhung kann das vereinfachte thermische Ersatzbild herangezogen werden. Die geringen Wärmekapazitäten der Komponenten spielen in der Berechnung nur eine untergeordnete Rolle und werden daher vernachlässigt. Bei der Berechnung können Analogien zwischen elektrischen Schaltkreisen und thermischen Kreisen zu Nutze gemacht werden.

<u>Thermisch</u>	<u>Elektrisch</u>
Leistung	Strom
Thermischer Widerstand	Elektrischer Widerstand
Temperaturdifferenz	Spannung
Wärmekapazität	Kondensator

Die Berechnung der Temperaturerhöhung soll hier exemplarisch, anhand des CSD19536KCS im TO-220 Gehäuse, unter folgenden Annahmen durchgeführt werden:

5.2 Thermal Information

($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise stated)

THERMAL METRIC		MIN	TYP	MAX	UNIT
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case Thermal Resistance			0.4	$^\circ\text{C/W}$
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient Thermal Resistance			62	

Abbildung 11: Thermische Informationen aus dem Datenblatt

- Verlustleistung: 2,5 W
- R_{jc} (lt. Datenblatt) 0.4°C/W
- R_{ja} (lt. Datenblatt) 62°C/W
- Umgebungstemperatur 25°C

Weiterhin werden thermische Kapazitäten, welche sich aus den Massen der einzelnen Komponenten ergeben, sowie thermische Konvektion nicht berücksichtigt. Aus diesen Annahmen ergibt sich folgendes Ersatzschaltbild:

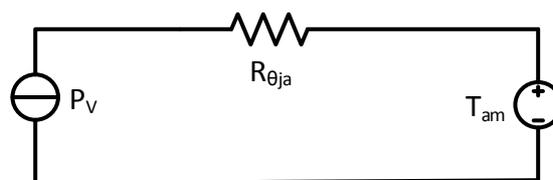


Abbildung 12: vereinfachtes thermisches Ersatzschaltbild

Aus den Analogien ergibt sich für die Chiptemperatur:

$$T_{r,jc} = P_v * R_{\theta ja} + T_{am} \quad 4.14$$

Durch Einsetzen der Werte ergibt sich eine Temperatur von 180°C . Diese Temperatur liegt über der maximal zulässigen Temperatur von 175°C . Durch Hinzufügen eines Kühlkörpers lässt sich die Chiptemperatur senken. Der Kühlkörper soll einen thermischen Widerstand von 20°C/W besitzen. Zur Isolierung wird eine Glimmerscheibe mit einem thermischen Widerstand von 0.5°C/W eingesetzt. Weiterhin wird angenommen, dass sonst keine weiteren thermischen Widerstände vorhanden sind. Der Einsatz dieser Kombination reduziert die Chiptemperatur auf:

$$T_j = 2,5\text{W} * (0,4 + 0.5 + 20) \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} + 25^\circ\text{C} = 77,25^\circ\text{C} \quad 4.15$$

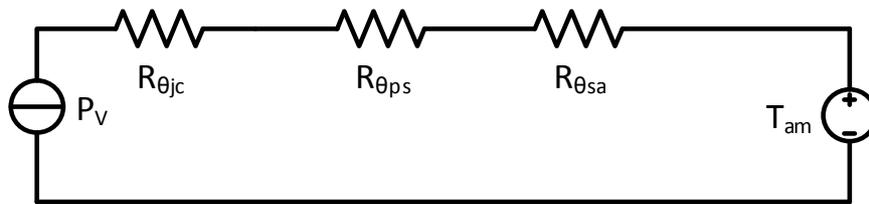


Abbildung 13: Vereinfachtes thermisches Ersatzschaltbild mit Kühlkörper

4.2 Spannungsversorgung

Zur Versorgung der einzelnen Komponenten einer elektronischen Schaltung werden meist unterschiedliche Spannungen benötigt. Häufig steht jedoch nur ein Potential zur Verfügung, aus dem niedrigere Spannungen erzeugt werden müssen. Diese Spannungen können durch lineare Regler erzeugt werden. Linearregler besitzen meist eine saubere Ausgangsspannung mit einer nur geringen Welligkeit, haben jedoch insbesondere bei hohen Spannungsdifferenzen oder hohen Ausgangsströmen einen geringen Wirkungsgrad. Ist eine höhere Effizienz gewünscht und kann eine etwas größere Welligkeit der Ausgangsspannung in Kauf genommen werden, kommen Schaltregler zum Einsatz.

4.2.1 Abwärtsregler ohne Potentialtrennung

Im Wesentlichen besteht jeder Abwärtswandler aus vier Komponenten:

- Zwei komplementär getakteten Schaltern zur Steuerung des Energieflusses
- Eine Speicherdrossel zur Aufrechterhaltung des Laststromes
- Einem Kondensator zur Glättung der Ausgangsspannung

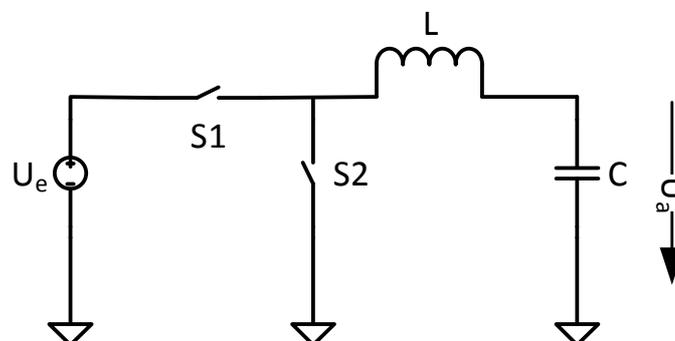


Abbildung 14: Prinzipschaltung Abwärtswandler

Durch das Tastverhältnis der beiden Schalter wird eine Wechselspannung erzeugt, deren Mittelwert zwischen der Eingangsspannung U_e und 0 V liegt. Die nachgeschaltete LC-Kombination glättet diese Wechselspannung zu einer Gleichspannung. Bei geschlossenem Schalter S1 wird ein Stromfluss von der Eingangsspannung, über die Induktivität L , zum Ausgangskondensator ermöglicht. In der Realität wird S1 durch einen Leistungsschalter, wie zum Beispiel einem MOSFET, und S2 durch eine Diode ersetzt. Ausgehend von idealen Bauteilen ergibt sich aus dem Induktionsgesetz

$$U_l = L \frac{dI_l}{dt} \quad 4.16$$

der Verlauf des Spulenstroms I_l

$$I_l = \frac{1}{L} \int U_l dt \quad 4.17$$

Über die Einschaltdauer, ergibt sich für die Spannung U_l über die Induktivität

$$U_l = U_e - U_a \quad 4.18$$

Für die Ausschaltdauer, S1 ist geöffnet und die Diode leitet, ergibt die Spulenspannung durch

$$U_l = -U_a \quad 4.19$$

Mit dem Induktionsgesetz ergibt sich

$$\Delta I = \frac{1}{L} * (U_e - U_a) * t_{ein} = \frac{1}{L} * U_a * t_{aus} \quad 4.20$$

Mithilfe dieser Bilanz kann nun die Ausgangsspannung U_a berechnet werden durch

$$U_a = \frac{t_{ein}}{t_{ein} + t_{aus}} * U_e = \frac{t_{ein}}{T} * U_e = p * U_e \quad 4.21$$

Diese Annahmen gelten unter der Bedingung, dass Laststrom I_a größer ist als

$$I_a > \frac{U_a * (t_{ein} + t_{aus})}{2L} - \frac{U_a * t_{ein}}{2L} \quad 4.22$$

Wird der Ausgangsstrom geringer, sinkt der Drosselstrom während der Sperrphase auf null ab. Dies hat ein Sperren der Diode zur Folge und damit einen unterbrochenen Ausgangsstrom. Dieser Betrieb wird als „lückender Betrieb“ bezeichnet.

5. Spannungsversorgung

Die zum Antrieb des Skateboards vorgesehenen Motoren besitzen eine Nennspannung von 24 V. Typischerweise beträgt die Nennspannung einer Lithium-Zelle in etwa 3,7 Volt. Im Akkumulator des Skateboards werden sieben solcher Lithium-Zellen in Reihe geschaltet, wodurch sich die Nennspannung des Akkumulators zu 25,2 V ergibt. Vollständig geladen, beträgt die Spannung des Akkus ca. 31 V und vollständig entladen ca. 23 V. Aus diesem Akku werden alle Subsysteme, gespeist. Da die Subsysteme unterschiedliche Spannungen benötigen, müssen diese aus der Akkuspannung generiert werden. Daraus folgt, dass die Spannungsversorgungen der Subsysteme über den gesamten Entladezyklus des Akkus, eine definierte Ausgangsspannung gewährleisten müssen.

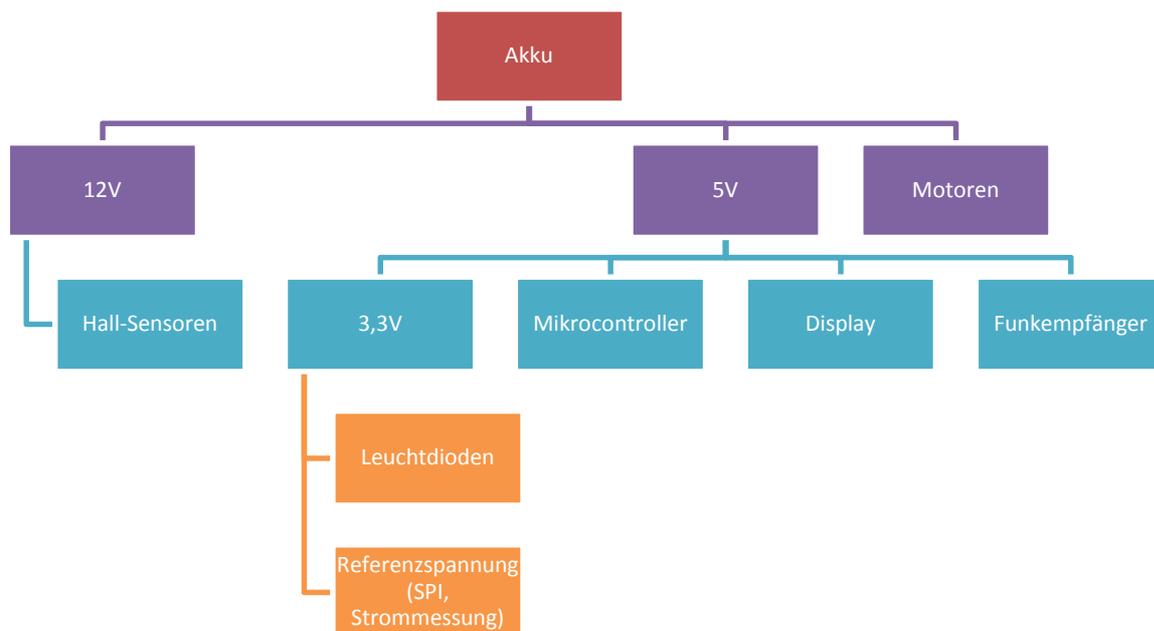


Abbildung 15: Abhängigkeiten Spannungsversorgungen

5.1 Akkumulator

Der Akkumulator ist aus insgesamt 35 Lithium-Ionen-Zellen vom Typ IHR-18650C aufgebaut.

Parameter	Wert	Einheit
Kapazität	2000	mAh

Nennspannung	3,6	V
Ladestrom (max.)	2 (6)	A
Max. Entladestrom	20	A
Innenwiderstand (f=1kHz)	20	mOhm

Durch die Reihenschaltung sieben solcher Zellen, wird die Nennspannung von 25,2 V des Akkumulators erreicht. Zur Erhöhung der Kapazität des Akkus auf 10 Ah werden fünf dieser Serienschaltungen parallel geschaltet. Weiterhin erhöhen sich der maximale Ladestrom, sowie der maximale Entladestrom um das Fünffache.

5.1.1 Schutzbeschaltung Akkumulator

Aufgrund des hohen Gefährdungspotentials der Lithium-Ionen-Zellen, verfügt der Akkumulator über eine integrierte Schutzbeschaltung. Diese Schutzbeschaltung verhindert ein Überladen, sowie eine Tiefenentladung der Zellen. Die Abschaltung erfolgt bei 30,45 V und bei 19,6 V. Weiterhin wird der Akkumulator bei Übertemperatur abgeschaltet. Die Übertemperaturabschaltung erfolgt bei 60°C. Zusätzlich zu diesen Sicherheitsfunktionen, wird die Spannung der einzelnen Zellen untereinander ausgeglichen. Streuungs- und Alterungsbedingt weisen die Zellen unterschiedliche Kapazitäten auf und die Zellspannungen sinken unterschiedlich schnell. Erreicht eine Zelle ihre Entladeschlussspannung, muss aus Sicherheitsgründen der gesamte Akku abgeschaltet werden, obwohl die verbleibenden Zellen möglicherweise noch ausreichend Kapazität aufweisen. Um die Kapazität der verbleibenden Zellen weiter nutzen können, muss also die leere Zelle nachgeladen werden. Diese Ladung erfolgt durch die verbleibenden Zellen. Man spricht vom Cell-Balancing. Der verwendete Akkumulator besitzt zur effektiven Kapazitätsnutzung ein Balancing-System.

5.2 Anforderungen an die Spannungsversorgungen

Zur Gewährleistung der Funktion aller Komponenten, muss die Versorgungsspannung der Komponenten eine ausreichende Güte aufweisen. Daher werden in diesem Kapitel die Anforderungen an die verschiedenen Spannungsversorgungen des Systems definiert.

5.2.1 Anforderungen 5 V Spannungsversorgung

Design Parameter	Wert
Ausgangsspannung	5 V \pm 1%
Sprungantwort Lastsprung 0 A - 1.5 A	$\Delta V_{out}=5\%$
Max. Ausgangsstrom	1,5 A
Eingangsspannung	25,2 V nominal (23 V bis 31 V)

Tabelle 3: Anforderung 5 V

5.2.2 Anforderungen 12 V Spannungsversorgung

Design Parameter	Wert
Ausgangsspannung	12 V \pm 5%
Sprungantwort Lastsprung 0 A - 1.5 A	$\Delta V_{out}=5\%$
Max. Ausgangsstrom	1,5 A
Eingangsspannung	25,2 V nominal (23 V bis 31 V)

Tabelle 4: Anforderungen 12 V

5.2.3 Anforderungen 3,3 V Spannungsversorgung

Design Parameter	Wert
Ausgangsspannung	3,3 V \pm 1%
Sprungantwort Lastsprung 0 A - 1.5 A	$\Delta V_{out}=5\%$
Max. Ausgangsstrom	0,5 A
Eingangsspannung	5 V (\pm 1%)

Tabelle 5: Anforderungen 3,3 V**5.3 Abwärtswandler TPS54160**

Der DRV8301 Brückentreiber, welcher später zur Ansteuerung des Leistungsschalters eingesetzt wird, besitzt einen integrierten unabhängig arbeitenden Abwärtswandler. Im Fehlerfall des Brückentreibers wird durch das unabhängige Arbeiten des Wandlers eine weitergehende Spannungsversorgung des Mikrocontrollers sichergestellt. Der im

DRV8301 enthaltene Abwärtsrichter ist ein TPS54160 der Firma Texas Instruments mit folgenden Kenndaten:

Bezeichnung	Wert	Einheit
Spannungsversorgung (min., max.)	3.5 - 60	V
Strom, max.	1,5	A
Schaltfrequenz (min., max.)	100 - 2500	kHz

Da zwei der Brückentreiber zur Ansteuerung der Motoren genutzt werden, werden mit Hilfe der integrierten Abwärtsrichter die 5 V und die 12 V Spannung erzeugt. Die Komponenten, die zur Erzeugung der Spannungen notwendig sind, können mit Hilfe des Datenblattes ermittelt werden. Hier sollen exemplarisch die Berechnungen zur Erzeugung der 5 V Versorgung erfolgen. Die Anforderungen an die Spannungsversorgung sind in Tabelle 3 abzulesen.

5.3.1 Auswahl der Schaltfrequenz

Die Schaltfrequenz ist insbesondere bei hoch verdichteten Platinen möglichst hoch zu wählen. Durch eine hohe Schaltfrequenz kann zum einen eine kleinere Induktivität und zum anderen eine geringere Ausgangskapazität gewählt werden. Dadurch können Bauteile mit geringen Maßen verwendet werden. Die maximale Schaltfrequenz $f_{SW(max\ skip)}$ wird berechnet durch

$$f_{SW(max\ skip)} = \frac{1}{t_{on}} * \frac{I_L * R_{DC} + V_{Out} + V_d}{V_{IN} - I_L * R_{DS(on)} + V_d} \quad \mathbf{5.1}$$

Für die Berechnung werden folgende Werte eingesetzt:

Parameter	Beschreibung	Wert
I_L	Strom durch die Induktivität	1,5 A
R_{DC}	Wicklungswiderstand	64 mΩ
V_{IN}	maximale Eingangsspannung	32 V
V_{Out}	Ausgangsspannung	5 V
V_d	Vorwärtsspannung der Diode	0,5 V
t_{on}	Einschaltzeit	150 ns
$R_{DS(on)}$	Einschaltwiderstand MOSFET	200 mΩ

Dadurch ergibt sich aus Formel 5.1 eine maximale Schaltfrequenz von ungefähr 1159 kHz. Aufgrund der untergeordneten Rolle der Platinengröße, kann eine großzügige Sicherheit eingeplant werden und die Schaltfrequenz wird auf 600 kHz festgelegt. Durch

$$R_{RT}(k\Omega) = \frac{206033}{f_{SW}(kHz)^{1.0888}} \quad 5.2$$

wird der Widerstand R_{RT} zur Festlegung der Schaltfrequenz berechnet. Bei einer Schaltfrequenz von 600 kHz ergibt sich ein Widerstand von 195 kOhm. In der Schaltung wird ein 180 kOhm Widerstand eingesetzt, wodurch sich eine Frequenz von 644 kHz ergibt.

5.3.2 Auswahl der Induktivität

Nachdem im Abschnitt 5.3.1 die Schaltfrequenz festgelegt wurde, kann nun die notwendige Speicherdrossel $L_{O(\min)}$ berechnet werden. Hierzu wird zunächst der Faktor K_{Ind} festgelegt. Dieser Faktor beschreibt das Verhältnis vom Ripplestrom durch die Induktivität zum maximalen Ausgangsstrom $I_{O(max)}$. Je höher K_{Ind} gewählt wird, desto kleiner wird die Spule. Jedoch steigen bei größerem K_{Ind} die Anforderungen an die Kondensatoren, da die Verlustleistung durch den erhöhten Ripplestrom steigt. In dieser Berechnung wird K_{Ind} als 0,2 angenommen.

$$L_{O(\min)} = \frac{V_{IN(max)} - V_{OUT}}{I_{O(max)} * K_{Ind}} * \frac{V_{OUT}}{V_{IN(max)} * f_{SW}} \quad 5.3$$

Mit der zuvor berechneten Schaltfrequenz ergibt sich durch Formel 5.3 die notwendige Induktivität zu ca. 22 uH. In der Schaltung wird eine 33 uH Drossel eingesetzt. Zur Auswahl einer geeigneten Induktivität, muss im Anschluss der Effektivstrom berechnet werden. Dieser setzt sich durch den Gleichstromanteil und dem Ripplestrom zusammen und wird berechnet durch

$$I_{L(rms)} = \sqrt{I_{O(max)}^2 + \frac{1}{12} * I_{Ripple}^2} = \sqrt{I_{O(max)}^2 + \frac{1}{12} * \frac{V_{OUT} * (V_{IN(max)} - V_{OUT})}{V_{IN(max)} * L_O * f_{sw}}} \quad 5.4$$

Der Effektivstrom beträgt laut Berechnung 1,51 A. Neben dem Effektivstrom muss zuletzt der Spitzenstrom berechnet werden. Dieser ergibt mit Formel 5.5 zu 1,6 A.

$$I_{L(peak)} = I_{O(max)} + \frac{I_{Ripple}}{2} \quad 5.5$$

In der Schaltung wird eine Induktivität mit 33 uH und einem Nennstrom von 3 A eingesetzt, sodass eine Sättigung der Drossel ausgeschlossen wird.

5.3.3 Glättungskapazität

Zur Glättung der Ausgangsspannung wird eine Kapazität C_{OUT} benötigt. Je größer diese Kapazität dimensioniert wird, desto geringer ist die Restwelligkeit der Ausgangsspannung. Da weder in dem 5 V noch in dem 12 V Kreis größere Sprünge im Ausgangsstrom zu erwarten sind, kann die notwendige Ausgangskapazität zur Einhaltung der zulässigen Restwelligkeit berechnet werden durch

$$C_{OUT} = \frac{1}{8 * f_{SW}} * \frac{1}{\left(\frac{V_{OUT(ripple)}}{I_{RIPPLE}}\right)} = \frac{0,2A}{8 * 644 kHz * 0,01 * 5V} = 0,78uH \quad 5.6$$

Die Ausgangskapazität des Schaltreglers beträgt in der Schaltung 10 uH.

5.3.4 Messung

Die Schaltung wurde mit den berechneten Komponenten aufgebaut und die Ergebnisse mit Hilfe eines Oszilloskops verifiziert.

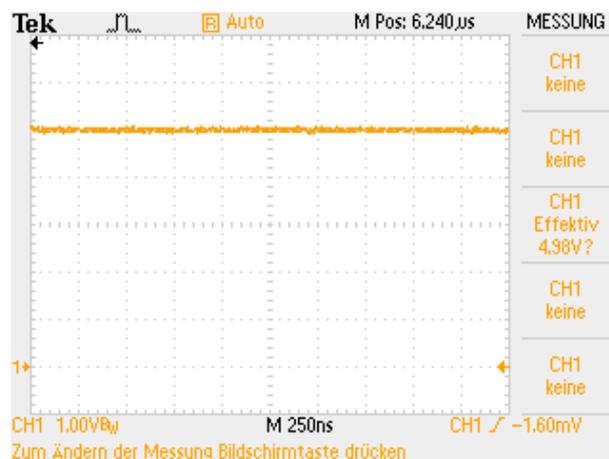


Abbildung 16: Messung 5 V (DC Kopplung)

Wie in **Fehler! Verweisquelle konnte nicht gefunden werden.** zu erkennen, liegt der Effektivwert der Spannung bei 4,98 V. Die maximale Abweichung beträgt 1% der 5 V Nennspannung, also 0,05 V. Die tatsächliche Abweichung beträgt nur 0,4% und erfüllt

somit die Anforderung. Zur Messung der Restwelligkeit, wurde das Oszilloskop mit Wechselspannungskopplung betrieben und erneut die Ausgangsspannung erfasst.

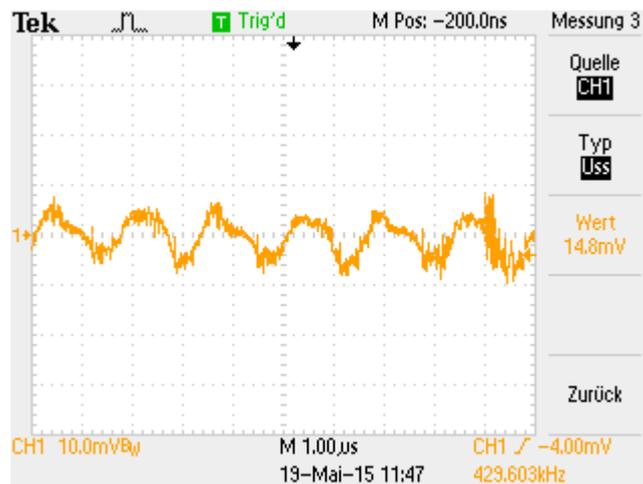


Abbildung 17: Messung 5 V (AC Kopplung)

Die Restwelligkeit der Ausgangsspannung beträgt in etwa 15 mV. Die Periodendauer beträgt in etwa 1,55 Mikrosekunden, was einer Schaltfrequenz von 645 kHz entspricht. Dies entspricht einer Abweichung um 0,15% von der errechneten Schaltfrequenz.

6. Schaltplan

In diesem Kapitel wird der Schaltplan des aktuellen Zustandes vorgestellt und einige Funktionen erläutert. Vor Beginn der eigentlichen Erstellung des Schaltplanes wurden die elektrischen Funktionen des Skateboards in einzelne Systeme gegliedert und in ein Blockschaltbild eingefügt. Dieses Blockschaltbild verschafft einen schnellen Überblick über die Komponenten und erleichtert ein strukturiertes Arbeiten, da sich Abhängigkeiten schneller erfassen lassen.

6.1 Blockschaltbild

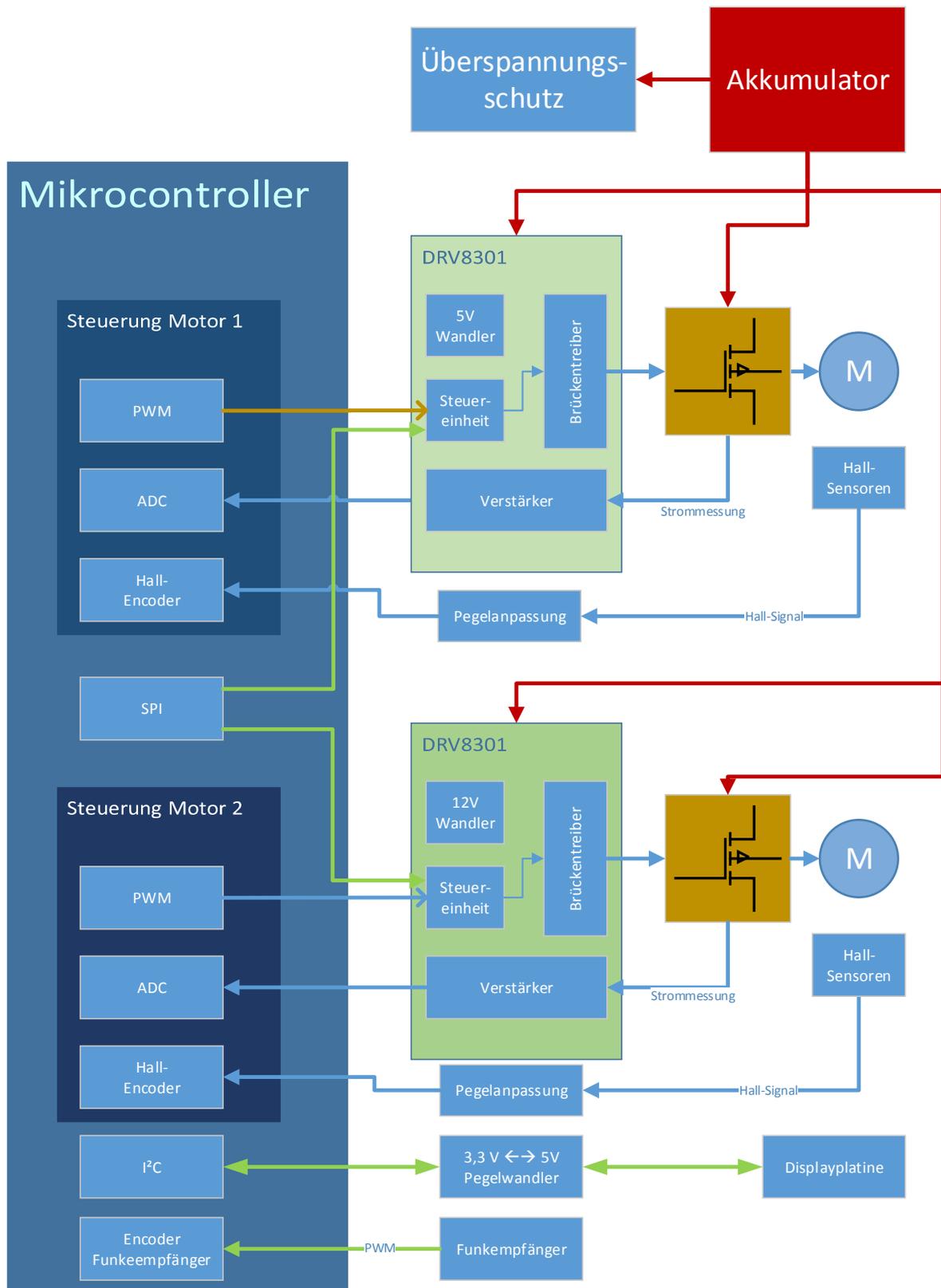


Abbildung 18: Blockschaltbild Elektronik

6.2 Überspannungsschutz

Während des getakteten Bremsvorgangs werden durch die Motoren hohe Ströme in die Leistungselektronik zurückgespeist. Diese Ströme laden die Zwischenkreiskapazitäten und haben eine Erhöhung der Zwischenkreisspannung zur Folge. Zum Schutz des Akkus wurde ein Bremswiderstand vorgesehen, welcher ab einer Spannung von 30 V zugeschaltet wird. Dieser Widerstand wandelt die überschüssige elektrische Energie in thermische Energie um, sodass die Zwischenkreisspannung im unkritischen Bereich bleibt.

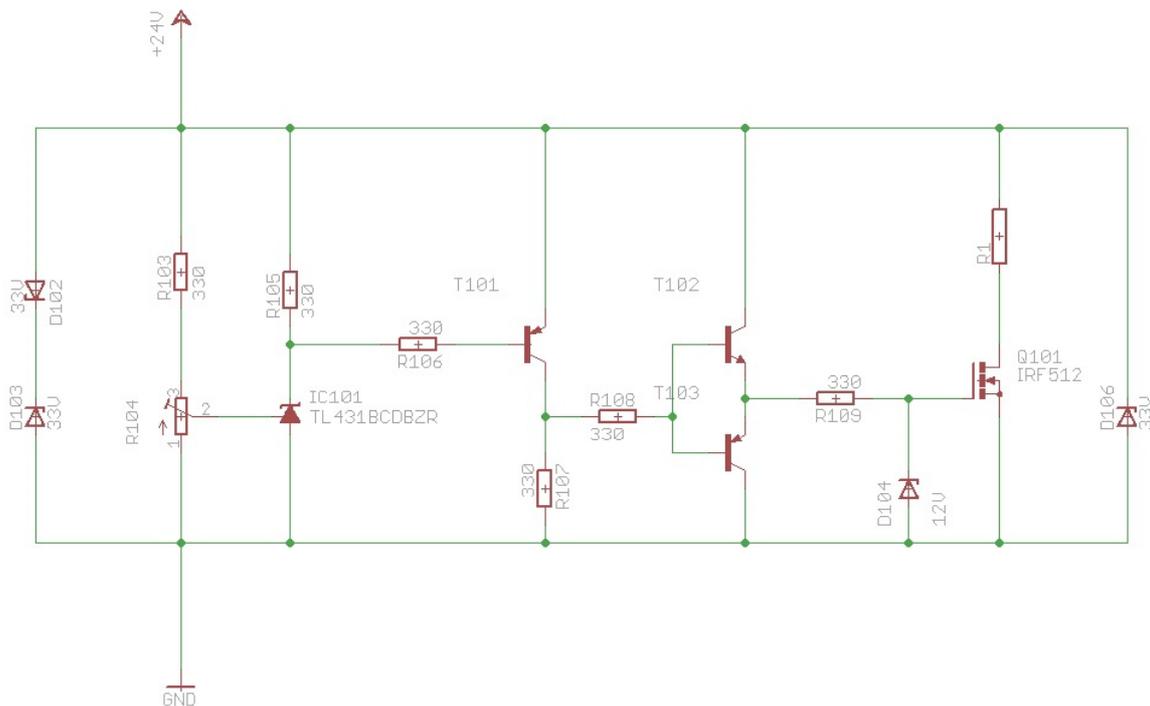


Abbildung 19: Schaltplan Überspannungsschutz

Über den Spannungsteiler aus R103 und R104 lässt sich die Schaltschwelle der Referenzspannung TL431 einstellen. Steigt die Zwischenkreisspannung soweit an, dass die Ausgangsspannung des Spannungsteilers 2,495 V überschreitet, wird IC101 leitend. Dies hat eine Potentialabsenkung an der Basis des PNP-Transistors T101 zur Folge. Diese Absenkung sorgt dafür, dass der Transistor leitend wird und Stromfluss über den Widerstand R107 erfolgt. Erreicht die Spannung über dem Widerstand ca. 0,7 V wird der Transistor T102 leitend und das Gate des Leistungs-MOSFET Q101 über den Widerstand R108 geladen. Durch die Ladung des Gates wird die Drain-Source-Strecke niederohmig. Parallel zum Gate befindet sich eine Zenerdiode, welche in Verbindung mit dem Widerstand R109 die Spannung am Gate auf 12 V begrenzt. Über den

Leistungsschalter Q101 und den Leistungswiderstand R1 wird nun die überschüssige elektrische Energie abgeführt. Normalisiert sich die Zwischenkreisspannung wieder, sperrt der IC101 wieder. Über den PNP-Transistor T103 wird die Gate-Ladung aus Q101 ausgeräumt und der Stromfluss über R1 unterbrochen.

6.3 Brückenumrichter

Das E-Skateboard wird durch den Akkumulator mit einer Gleichspannung versorgt. Die bürstenlosen Gleichstrommotoren, oder BLDC Motoren, benötigen jedoch ein Drehfeld. Zur Erzeugung eines solchen Drehfeldes werden Brückenumrichter eingesetzt.

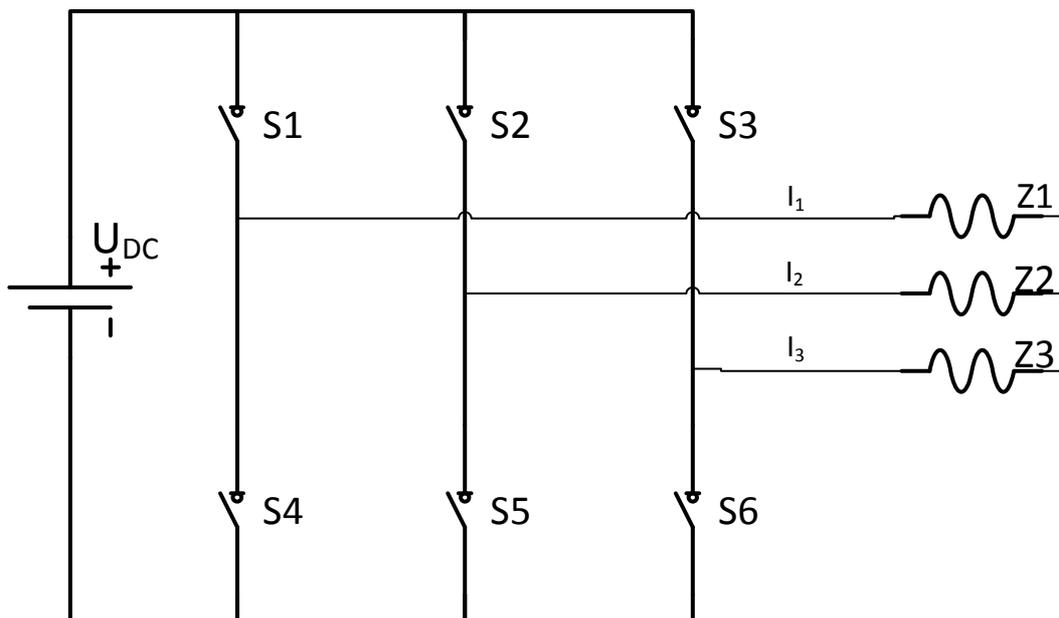


Abbildung 20: Prinzipschaltung 3-Phasen Brückenumrichter

Ein 3-Phasen Brückenumrichter besteht im Wesentlichen aus sechs Leistungsschaltern. Diese sind in Abbildung 20 durch die Schalter S1 bis S6 dargestellt. Die oberen Schalter (S1 bis S3) werden High-Side-Switch genannt, da sie direkt mit dem positiven Potential der Zwischenkreisspannung verbunden sind. Die unteren drei Schalter werden analog dazu, Low-Side-Switch genannt, da sie mit dem Bezugspotential verbunden sind. Eindeutig zu erkennen ist, dass zu keinem Zeitpunkt High- und Low-Side-Switch gleichzeitig geschlossen werden dürfen, da dies zu einem Kurzschluss führen würde.

Die einzelnen Phasen der Last werden jeweils zwischen einem High- und einem Low-Side-Switch angeschlossen. Die Richtungen der Ströme I_1 bis I_3 seien als Positiv definiert, wenn sie in die Last fließen.

Durch eine bestimmte Schaltreihenfolge der Schalter lässt sich eine Wechselspannung an der Last erzeugen.

Werden die Schalter S1, S5 und S6 geschlossen, so ergibt sich folgendes Ersatzschaltbild:

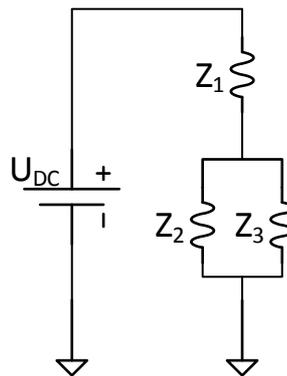


Abbildung 21: ESB Brückenumrichter

Unter der Beachtung der zuvor definierten Stromrichtung, ergibt sich für die Impedanz Z_1 eine positive Spannung. Für die Impedanzen Z_2 und Z_3 hingegen eine negative Spannung.

Im Allgemeinen werden symmetrische Lasten durch einen solchen Brückenumrichter betrieben, sodass die Formel gilt:

$$Z_1 = Z_2 = Z_3 \quad 6.1$$

Aus dem Ersatzschaltbild ergibt sich dann die Ersatzimpedanz nach Formel 6.9.

$$Z_{Ersatz} = Z_1 + \frac{Z_2 * Z_3}{Z_2 + Z_3} = Z_1 + \frac{Z_1 * Z_1}{Z_1 + Z_1} = \frac{3 * Z_1}{2} \quad 6.2$$

Mit Hilfe der Ersatzimpedanz lassen sich leicht die Spannungen über die Einzelimpedanzen berechnen. Die Spannung über Z_1 ergibt sich durch:

$$U_{Z_1} = \frac{U_{DC} * Z_1}{Z_{Ersatz}} = \frac{2}{3} * U_{DC} \quad 6.3$$

Unter Berücksichtigung der Stromrichtung ergeben sich für die Impedanzen Z_2 und Z_3

$$U_{Z_2} = U_{Z_3} = -\frac{U_{DC}}{Z_{Ersatz}} * \frac{Z_1}{2} = -\frac{1}{3} * U_{DC} \quad 6.4$$

Werden als nächste Schaltkombination die Schalter S1, S2 und S6 geschlossen, ändert sich das Ersatzschaltbild, die Ersatzimpedanz bleibt jedoch erhalten. Die Spannung über die Impedanzen ergeben sich aus den Formeln 6.5 und 6.6.

$$U_{Z_2} = U_{Z_2} = \frac{U_{DC}}{Z_{Ersatz}} * \frac{Z_1}{2} = \frac{1}{3} * U_{DC} \quad 6.5$$

$$U_{Z_3} = -\frac{U_{DC} * Z_1}{Z_{Ersatz}} = -\frac{2}{3} * U_{DC}$$

Die Tabelle 6 enthält eine Zuordnung der Impedanzspannungen zu den Schalterstellungen. Eine „1“ entspricht einem geschlossenen, eine „0“ einem geöffneten Schalter.

Schritt	S1	S2	S3	S4	S5	S6	U_{Z_1}	U_{Z_2}	U_{Z_3}
1	1	0	0	0	1	1	$\frac{2}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$
2	1	1	0	0	0	1	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{2}{3}U_{DC}$
3	0	1	0	1	0	1	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$
4	0	1	1	1	0	0	$-\frac{2}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$
5	0	0	1	1	1	0	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$
6	1	0	1	0	1	0	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{2}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$

Tabelle 6: Zuordnung Impedanzspannung – Schaltvorgang

Wird die Schaltreihenfolge aus Tabelle 6 zyklisch durchlaufen, so ergibt sich eine Wechselfrequenz entsprechend Abbildung 22 über den Impedanzen. Weiterhin sind in dieser Abbildung deutliche Ähnlichkeiten der Spannungen zu einem Sinus, dessen Periodendauer der Zykluszeit der Schaltdurchläufe entspricht, zu erkennen. Unter Einhaltung der Schaltreihenfolge, ergibt sich eine Phasenverschiebung der Impedanzspannung um 120° .

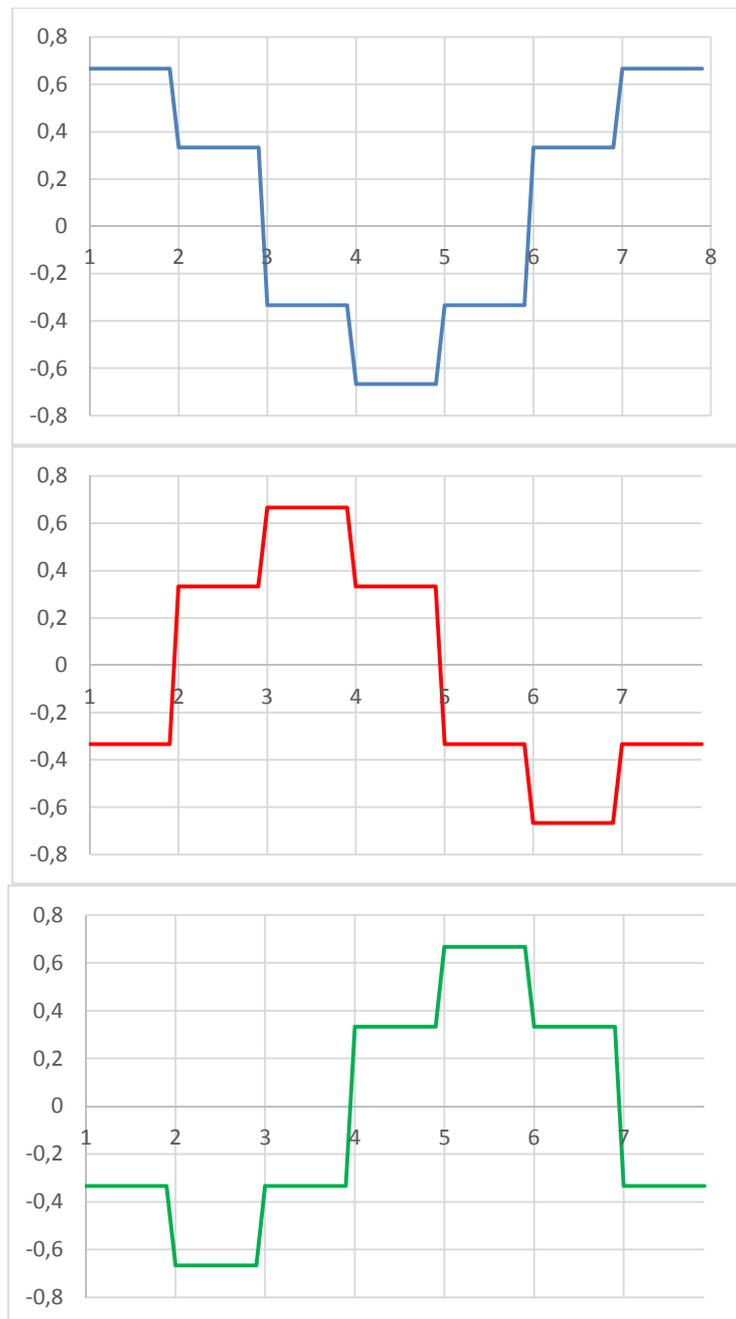


Abbildung 22: Impedanzspannungen Z_1 , Z_2 , Z_3

Eine stromdurchflossene Spule ruft einen magnetischen Fluss proportional zur Stromstärke hervor.

$$\phi \sim I$$

6.7

Der zeitliche Verlauf des magnetischen Flusses der Impedanz Z_1 ist in Abbildung 23 dargestellt.

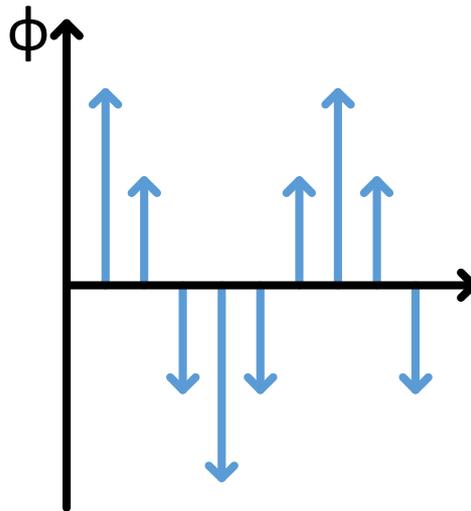


Abbildung 23: Magnetischer Fluss Z1

Entsprechend ergeben sich die magnetischen Flüsse der Impedanzen Z_2 und Z_3 mit einer zeitlichen Verschiebung um 120° .

Typischerweise werden Motorwicklungen in einer Drehfeldmaschine räumlich um 120° um den Rotor versetzt angeordnet. Die durch die Wicklungsströme hervorgerufenen magnetischen Flüsse treffen im Rotor aufeinander und ergeben durch vektorielle Addition den resultierenden Fluss.

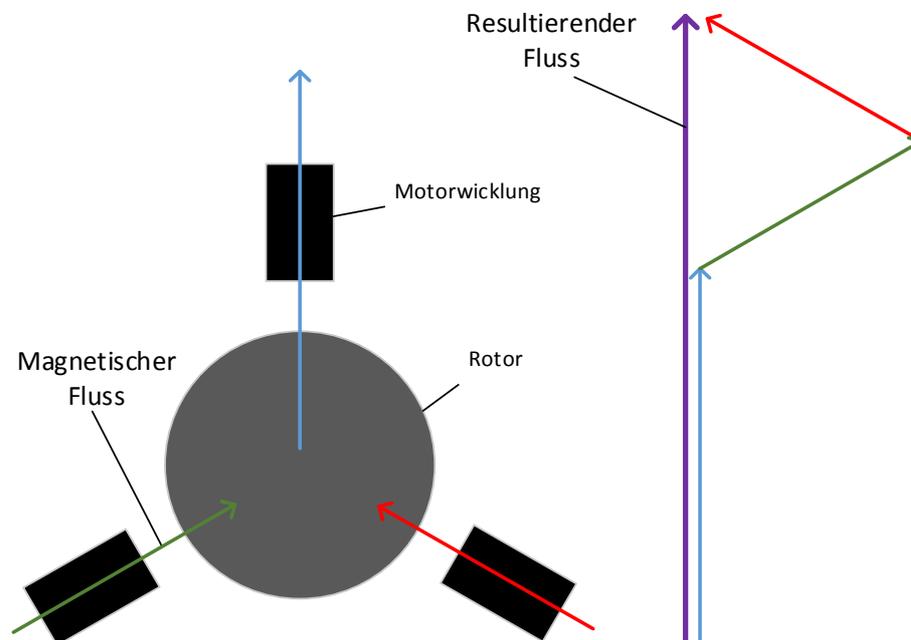


Abbildung 24: Resultierender Fluss

Entsprechend den Schaltkombinationen in Tabelle 6 gelangt man zu sechs unterschiedlichen resultierenden magnetischen Flüssen, welche jeweils um 60° zueinander versetzt

sind. Durch das zyklische Schalten wird der resultierende Fluss in Rotation versetzt. Dieser Rotation des Flusses folgt der Rotor der Maschine.

Die Problematik dieses einfachen Umrichters liegt in dem großen Winkel zwischen resultierenden Flüssen. Dieses Problem wird durch die Raumzeigermodulation, mit der Winkel und Amplitude des resultierenden Flusses eingestellt werden können, behoben. Dieses Verfahren wird in dieser Arbeit jedoch nicht weiter erläutert.

6.3.1 Leistungsschalter

Die Steuerung großer Lasten erfolgt in der Leistungselektronik meist durch MOSFET's oder IGBT's. Die Auswahl des Leistungsventils hängt stark von den Einsatzparametern des Systems ab, sodass keinem Typ grundsätzlich bevorzugt werden kann. Im Folgenden werden die Auswahlkriterien des verwendeten Leistungsschalters erläutert.

6.3.1.1 Vergleich MOSFET und IGBT

Dieser Abschnitt soll den Startpunkt zur Entscheidung zwischen MOSFET und IGBT aufzeigen und erläutern, warum in diesem Projekt auf die MOSFET-Technologie gesetzt wird.

Abbildung 25 zeigt in welchem Gebiet der jeweilige Leistungsschalter bevorzugt eingesetzt wird. Grundsätzlich werden IGBT's in Spannungsbereichen >1000 V bevorzugt, da nur wenige MOSFET's diese Spannungsfestigkeit aufweisen und diese teuer und nur schwer verfügbar sind. Im Spannungsbereich bis etwa 250 V werden meist MOSFET's eingesetzt. Die Auswahl im Bereich zwischen 250 V und 1000 V ist von der Schaltfrequenz und den damit zusammenhängenden Schaltverlusten abhängig. Der untere Frequenzbereich wird von IGBT's, der obere von MOSFET's dominiert.

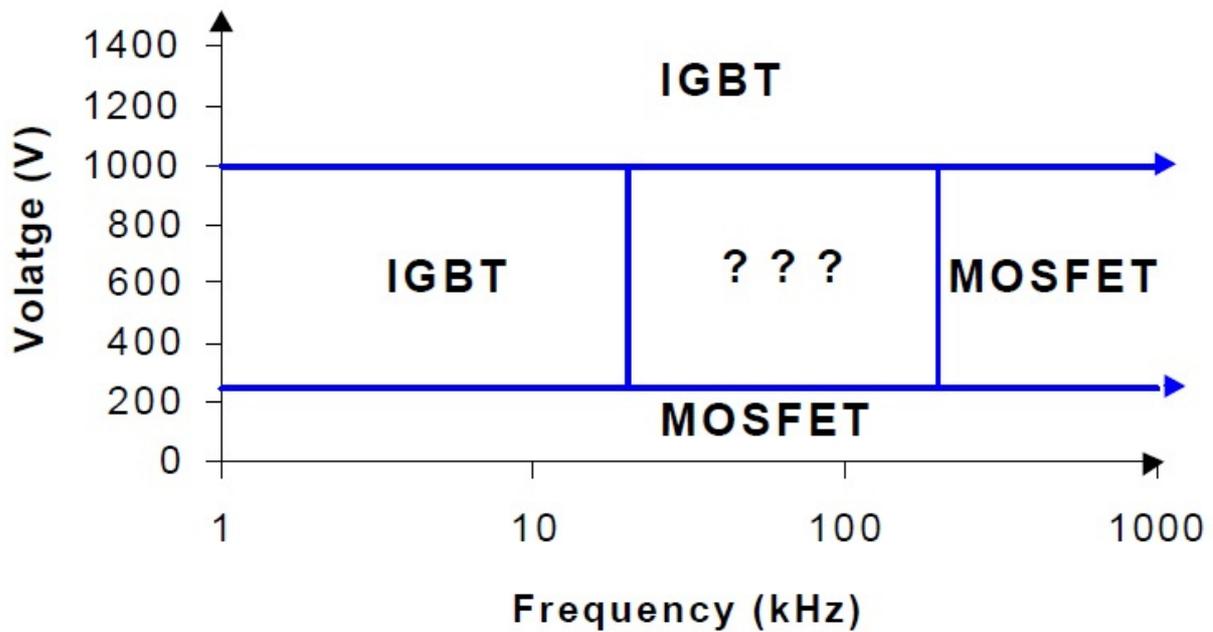


Abbildung 25: Einsatzgebiete MOSFET, IGBT [4]

Tabelle 7 stellt die typischen Einsatzgebiete der Leistungsschalter dar und bietet einen Anhaltspunkt zur Auswahl eines geeigneten Typs. [4]

IGBT	MOSFET
Geringer Duty-Cycle	Hoher Duty-Cycle
Schaltfrequenzen <20 kHz	Schaltfrequenzen >200 kHz
Geringe Laständerungen	Große Laständerungen
Spannungsbereich >1000 V	Spannungsbereich <250 V
Temperaturbereich >100 °C	Leistungen <500 W
Leistungen >5 kW	

Tabelle 7: Typische Einsatzbereiche IGBT, MOSFET

Die Motoren des Skateboards besitzen eine Nennleistung von jeweils 280 W bei 24 V Nennspannung. Die Belastung des Skateboards und damit die Belastung der Leistungsschalter variiert aufgrund unterschiedlicher Faktoren, wie zum Beispiel der Fahrbahnbeschaffenheit, stark. Entsprechend der Belastung ändert sich der Duty-Cycle, also dem Verhältnis von Einschaltdauer der Ventile zur Periodendauer, über einen

großen Bereich. Aus diesen Gründen werden MOSFET's zur Ansteuerung der Motoren eingesetzt.

6.3.1.2 MOSFET CSD19536KCS

Entsprechend der zuvor erwähnten Kriterien, werden zur Ansteuerung der Motoren MOSFET's eingesetzt. Insbesondere sollen N-Kanal MOSFET's eingesetzt werden. Elektronen stellen die Majoritätsladungsträger eines N-Kanal MOSFET's dar. Die Majoritätsladungsträger eines P-Kanal MOSFET's werden durch Löcher dargestellt. Elektronen weisen eine höhere Mobilität verglichen mit Löchern auf. Daraus resultiert für den N-Kanal MOSFET ein geringerer Widerstand im eingeschalteten Zustand, wodurch die Leitverluste geringer ausfallen. Weiterhin weisen diese MOSFET's durch die höhere Mobilität eine geringe Kapazität am Steuereingang auf [5]. Diese geringere Kapazität ermöglicht ein schnelles Erreichen der Sättigungsspannung und das damit verbundene schnelle Ein- bzw. Ausschalten der Last.

In diesem Projekt wird der N-Kanal MOSFET CSD19536KCS in den Brückenumrichter eingesetzt. Dieser von der Firma Texas Instruments vertriebene MOSFET besitzt eine Sperrspannung von 100 V. Durch den Betrieb am Akkumulator wird diese hohe Sperrspannung im Normalfall nicht benötigt, jedoch sollten unerwartete Spannungsspitzen nicht zu einer Zerstörung des Brückenumrichters führen. Dieser MOSFET zeichnet sich durch einen geringen Einschaltwiderstand von nur 2,3 mOhm, sowie einer Eingangskapazität von 118 nC aus. Diese beiden Eigenschaften führen zu geringen Schalt- und Leitverlusten im MOSFET.

6.3.2 Brückentreiber DRV8301

Zur Ansteuerung der Leistungsschalter wird der Brückentreiber DRV8301 von Texas Instruments eingesetzt. Dieser Brückentreiber ist eine System-On-Chip-Lösung. Dies bedeutet eine hohe Integration zur Ansteuerung benötigter Komponenten und Funktionen in den Chip.

In diesem Chip sind drei Halbbrückentreiber zur Ansteuerung von jeweils zwei N-Kanal MOSFET's integriert. Jeder Treiberausgang liefert einen Spitzenstrom von bis zu 1,7 A. Eine interne Schaltung befähigt den DRV8301 einen 100% Duty Cycle aufrecht zu erhalten. Der Versorgungsspannungsbereich reicht von 6 V bis hin zu 60 V. Durch diesen weiten Eingangsspannungsbereich, kann der Brückentreiber direkt aus dem Akkumulator versorgt werden. Weiterhin verfügt er über eine Anti-Shoot-Through-Schaltung, wodurch Kurschlüsse während der Umladevorgänge in der Brückenschaltung vermie-

den werden. Zusätzlich kann ein Überstrom definiert werden, dessen Überschreitung zur Abschaltung des betroffenen Leistungsschalters führt. Neben diesen Aspekten besitzt der DRV8301 einen integrierten Abwärtswandler, eine SPI-Schnittstelle, sowie zwei Messverstärker zur Strommessung.

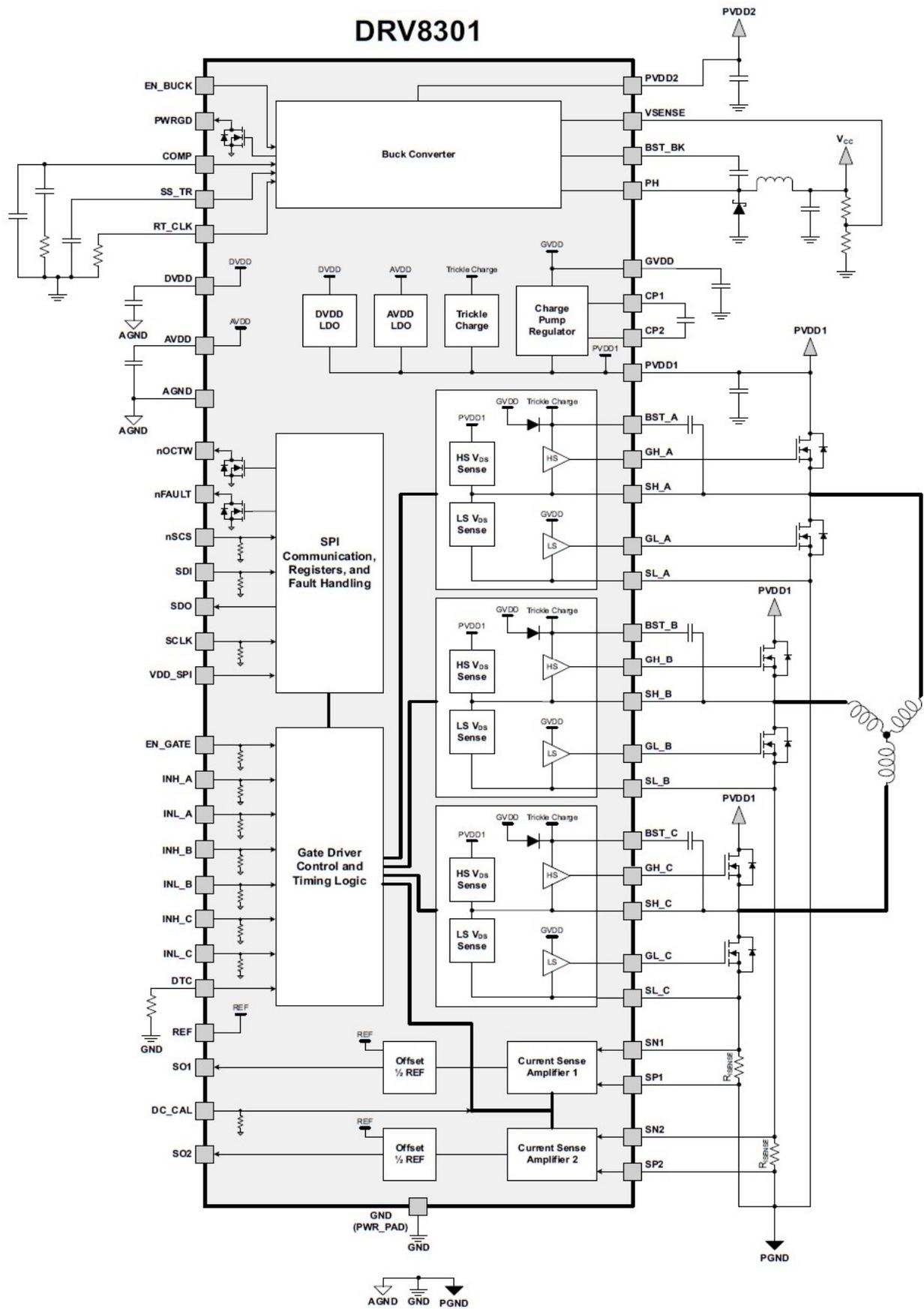


Abbildung 26: Blockschaltbild DRV8301

Dieser Chip bietet eine hochintegrierte, flexible Lösung für einen großen Teil der Anforderungen. Vor dem Einsatz des Chips müssen jedoch noch weitere Randbedingung geklärt werden.

Wie in Abschnitt 4.1.2.3 erläutert muss zunächst der zum Erreichen der Flankensteilheit notwendige Strom errechnet werden. Die Gate-Ladung des CSD19536KCS MOSFET beträgt 118 nC. Die Schaltzeit des MOSFET's soll 150 ns betragen. Durch Einsetzen dieser Parameter in Formel 4.13 ergibt sich der Strom zu

$$I = \frac{Q_{total}}{t} = \frac{118 \text{ nC}}{150 \text{ ns}} \sim 0,79 \text{ A} \quad 6.8$$

Dieser Wert gilt jedoch nur unter der Annahme, dass dieser Strom bis zur vollständigen Ladung des Gates fließt. Da Gate-Treiber jedoch nicht als Konstantstromquellen ausgeführt werden, sollte der im Datenblatt des Brückentreibers in etwa dem doppelten des errechneten Stromes entsprechen. Der DRV8301 liefert einen Spitzenstrom von 1,7 A und liegt damit deutlich über den mindestens geforderten 1,58 A.

Laut Anforderung sollen die Halbbrücken mit einem pulsweitenmodulierten Signal angesteuert werden. Dieses Signal hat eine maximale Frequenz von 30 kHz. Die maximale Frequenz des DRV8301 liegt 200 kHz und damit deutlich über der Anforderung.

Allerdings darf der Effektivwert des Treiberstroms I_{rms} aller drei Phasen 30 mA nicht überschreiten, wodurch die zulässige Schaltfrequenz eingeschränkt wird. Die Formel zur Berechnung der zulässigen Schaltfrequenz $f_{zul.}$ kann aus dem Datenblatt des Treibers entnommen werden und ergibt nach Formel 6.11 für die eingesetzten MOSFETs vom Typ CSD19536KCS eine Frequenz von 42 kHz.

$$f_{zul.} = \frac{I_{rms}}{Q_{g,total} * 6} = \frac{30 \text{ mA}}{118 \text{ nC} * 6} \sim 42 \text{ kHz} \quad 6.9$$

Zur Verifikation der Berechnung wurden die Schaltzeiten der MOSFET's messtechnisch ermittelt.

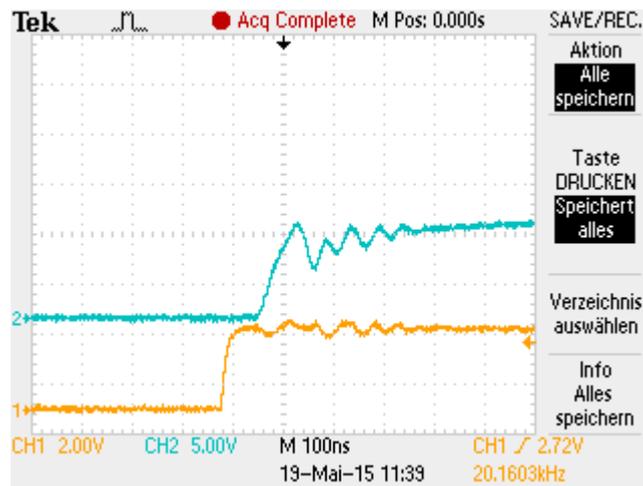


Abbildung 27: Messung PWM Mikrocontroller, Gate-Spannung

Abbildung 27 zeigt die Gate-Spannung (blau) des Low-Side-Schalters der Phase C vom zweiten Motor, sowie das entsprechende Ausgangssignal (gelb) des Mikrocontrollers. Diese Messung zeigt eine Verzögerung zwischen dem Signal des Mikrocontrollers und dem Beginn der Aufladung der Gatekapazität. Diese Verzögerung liegt bei etwa 20 ns und kann vernachlässigt werden.

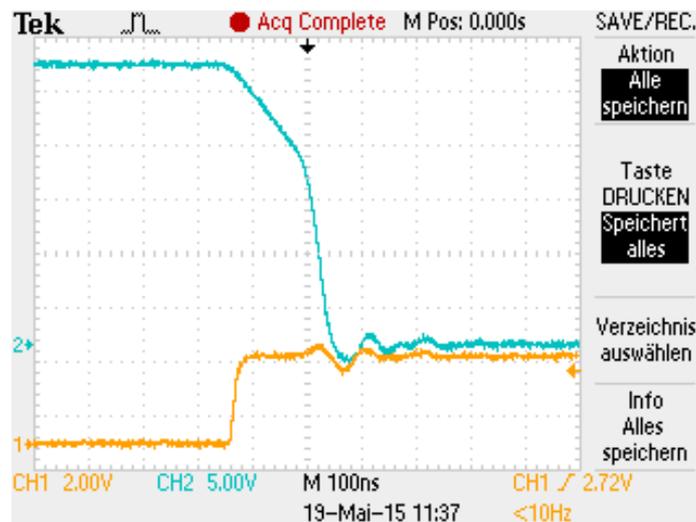


Abbildung 28: Messung Abfallszeit

Die Abfallszeit (blau) der MOSFET's wurde entsprechend der Abbildung 28 zu etwa 150 ns ermittelt.

6.3.2.1 SPI – Serial Peripheral Interface

Der DRV8301 beinhaltet SPI (Serial Peripheral Interface). Über diese Schnittstelle können vom Mikrocontroller detaillierte Fehlerinformationen aus dem Brückentreiber gelesen werden. Weiterhin können über das SPI die Verstärkung der Messschaltung, sowie die maximalen Gate-Ströme zur Einstellung der Flankensteilheit, programmiert werden.

Neben diesen Einstellungen kann über diese Schnittstelle zwischen einem 3- und 6-PWM Modus gewechselt werden.

Zur Kommunikation über das SPI werden 4 Leitungen benötigt.

- CLK – Taktleitung
Von dem Master, hier der Mikrocontroller, wird ein periodisches Taktsignal ausgehen. Durch dieses Signal wird die Geschwindigkeit der Datenübertragung vorgegeben. Weiterhin dient es den Slaves zu Synchronisation.
- MOSI – Master Out Slave In
Der Master legt bitweise die zu übertragenden Daten auf diese Leitung. Dieses Bit wird bei einer Transition der Taktleitung vom Slave übernommen.
- MISO – Master In Slave Out
Der Slave legt bitweise die zu übertragenden Daten auf diese Leitung. Dieses Bit wird bei einer Transition der Taktleitung vom Master übernommen.
- CS – Chip Select Leitung
Durch ein Low-Signal wird der Slave angesprochen und reagiert auf die Taktleitung. Führt die Chip Select Leitung ein High-Signal, werden die Taktleitung und damit die Daten ignoriert.

Alle SPI-Slaves werden mit den Leitungen CLK, MOSI und MISO verbunden. Da nicht alle Slaves gleichzeitig auf die Daten reagieren sollen, wird jeder dieser Slave mit einer eigenen Chip Select Leitung versehen. Durch diese Konfiguration reagiert ein Chip durch ein Low-Signal auf der entsprechenden Chip Select Leitung auf die Taktleitung. Liegt ein High-Signal auf allen anderen Chip Select Leitungen, wird die Taktleitung von den anderen Chips ignoriert und eine überschneidungsfreie Kommunikation ermöglicht.

Die Elektronik des E-Skateboards verfügt über zwei SPI-fähige Brückentreiber, wodurch sich die wie zuvor beschriebene Notwendigkeit zweier Chip Select Leitungen ergibt. Bei der Aktivierung der SPI-Funktion des Mikrocontrollers durch MATLAB, werden die entsprechenden GPIO's (General Purpose Input Output) automatisch zugewiesen. Wird eine Kommunikation vom Mikrocontroller initiiert, wird automatisch ein Low-Signal auf die Chip Select Leitung gelegt. Auf diesen Mechanismus kann von der Software kein Einfluss genommen werden.

Dieser fehlende Einfluss führt dazu, dass keiner der beiden Brückentreiber direkt an die Chip Select Leitung des Mikrocontrollers angeschlossen werden kann, da dieser andernfalls auf jeden Kommunikationsversuch reagieren würde.

Eine naheliegende Lösung ist die Nichtverwendung des Chip Select Ausgangs des Mikrocontrollers. Stattdessen werden zwei andere GPIO's mit jeweils einem der beiden Chip Select Leitungen der Brückentreiber verbunden. Durch die Software wird vor Beginn der Kommunikation ein Low-Signal auf die Chip Select Leitung des entsprechenden Treibers gelegt und somit eine Überschneidung verhindert. Durch diese Lösung wird ein Ausgang des Mikrocontrollers verschwendet. Daher wird in diesem Projekt eine Logik eingesetzt, welche neben dem Chip Select nur einen weiteren Ausgang des Mikrocontrollers verwendet.

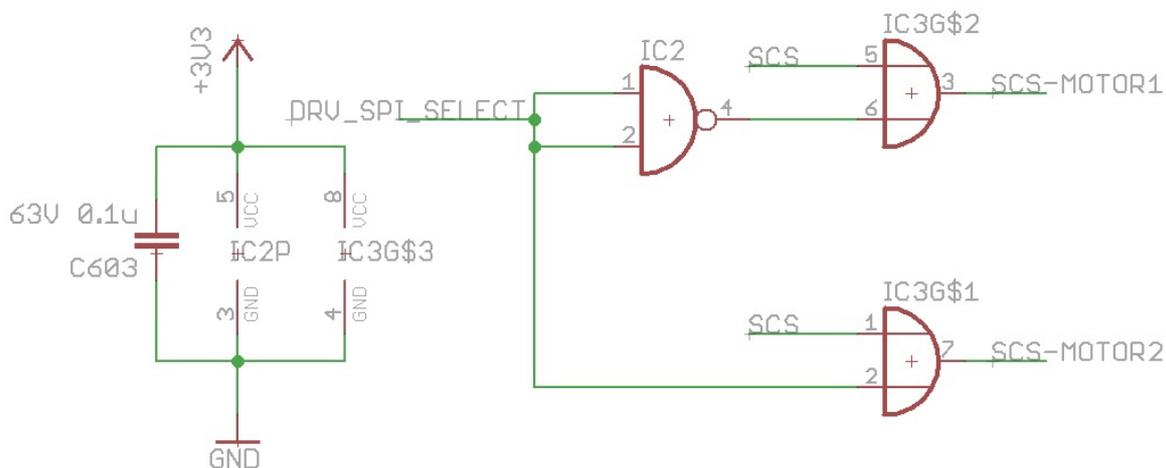


Abbildung 29: Logikschaltung Chip Select

Abbildung 29 zeigt die aus einem NAND- und zwei OR-Gattern eingesetzte Logikschaltung. Wie zuvor beschrieben, führt der Chip Select Ausgang des Mikrocontrollers (in der Abbildung „SCS“) automatisch zu Beginn einer Kommunikation ein Low-Signal aus. Die Auswahl des Brückentreibers erfolgt über den Ausgang „DRV_SPI_SELECT“. Entsprechend der Schaltung ergeben sich für die Chip Select Leitungen „SCS-MOTOR1“ und „SCS-MOTOR2“ der Brückentreiber folgende Wahrheitstabellen.

DRV_SPI_SELECT	SCS	SCS-MOTOR1	SCS-MOTOR2
0	0	1	0
0	1	1	1
1	0	0	1
1	1	1	1

Tabelle 8: Wahrheitstabelle Logikschaltung

6.3.2.2 Strommessung

Zur Regelung der Motoren ist die Messung zweier Phasenströme notwendig. Mit Hilfe der Knotenregel kann aus diesen Strömen der dritte Phasenstrom errechnet werden. Die Strommessung erfolgt über Messwiderstände, welche in jedem Brückenzweig vorgesehen sind. Da sich der Messwiderstand in Reihe zu der Motorwicklung befindet, wird er von dem Phasenstrom durchflossen. Gemäß

$$P = I^2 * R \quad \mathbf{6.10}$$

erhöht sich die Verlustleistung des Widerstands mit seinem Wert. Aus diesem Grund sollte er möglichst niederohmig ausgeführt werden. Durch das Ohm'sche Gesetz

$$I = \frac{U}{R} \quad \mathbf{6.11}$$

lässt sich bei bekanntem Widerstand und bekannter Spannung der Phasenstrom errechnen. Zur Strommessung werden 1 Milliohm Widerstände mit 3 W Maximalleistung verwendet. Unter der Annahme eines maximalen Phasenstromes von 40 A ergibt sich daraus eine Spannung von 40 mV über den Widerstand. Diese geringe Spannung führt zu einer schlechten Auswertbarkeit im Mikrocontroller.

Der Analog-Digital-Wandler des Mikrocontrollers arbeitet mit einer 3,3 V Referenzspannung und besitzt 2.048 Stufen. Daraus ergibt sich die Auflösung des Wandlers zu

$$Auflösung = \frac{\text{Referenzspannung}}{\text{Stufen}} = \frac{3,3 \text{ V}}{2048} \sim 0,016 \frac{\text{V}}{\text{Stufe}} \quad \mathbf{6.12}$$

Bezogen auf die maximal erreichbaren 40 mV könnten maximal 25 unterschiedliche Werte erfasst werden. Durch die Verwendung einer Schaltung zur Verstärkung der Spannung über den Messwiderstand, lässt sich der Arbeitsbereich des Mikrocontrollers effektiver ausnutzen.

Der Brückentreiber DRV8301 besitzt zur Verstärkung der gemessenen Spannungen, eine integrierte Verstärkerschaltung entsprechend Abbildung 30.

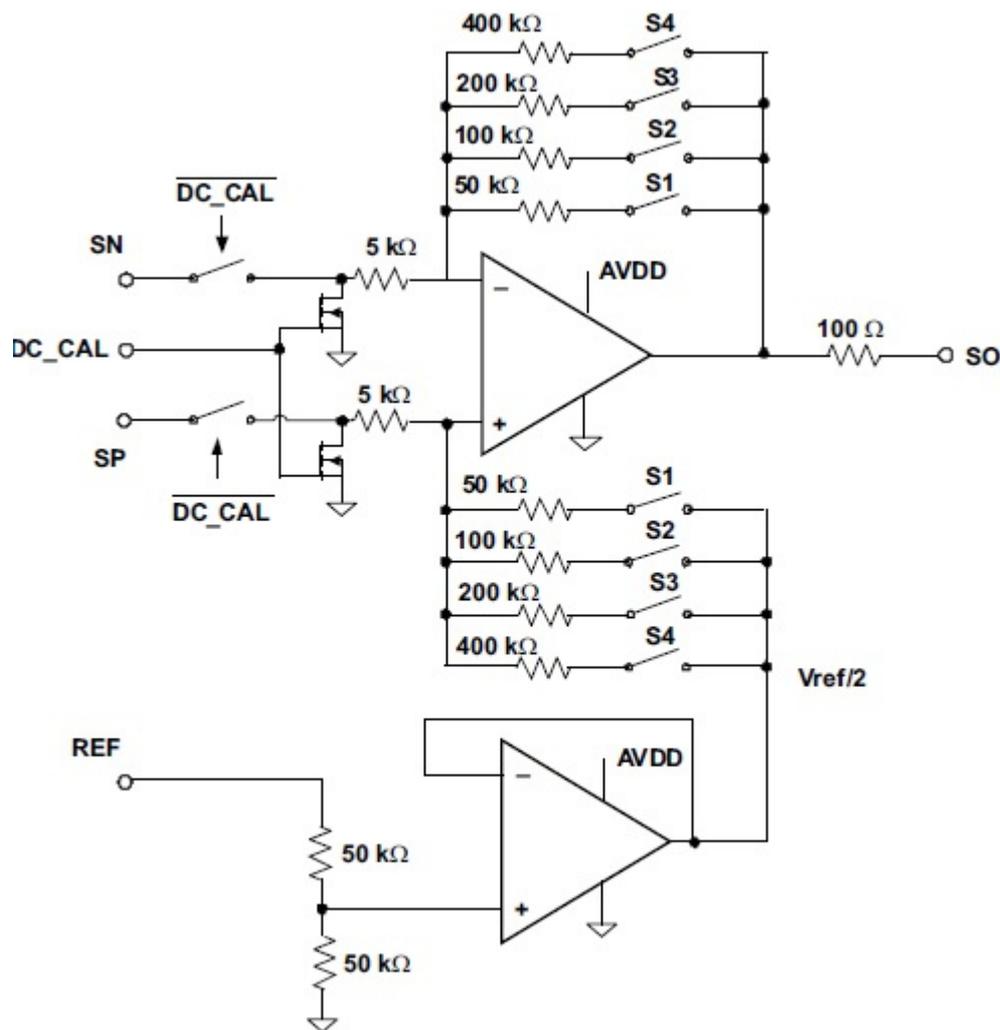


Abbildung 30: Current Shunt Amplifier DRV8301

Die Notwendigkeit der Erfassung negativer Ströme erfordert die Addition eines Offsets, da der Mikrocontroller nur positive Spannungen verarbeiten kann. Sinnvollerweise wird die Offset-Spannung so bemessen, dass ein „Nullstrom“ der Hälfte der Referenzspannung des Mikrocontrollers entspricht. Durch diese Offset-Spannung sind die Bereiche für positive und negative Ströme gleich groß. Die Halbierung der Referenzspannung erfolgt im Brückentreiber durch den unteren Spannungsfolger in Abbildung 30. Der obere Operationsverstärker arbeitet als Differenzverstärker, dessen Verstärkung durch SPI (Serial Parallel Interface) vorgegeben werden kann. Die Standardeinstellung beträgt 10 V/V.

Die Offset-Spannung unterliegt temperaturbedingten Änderungen. Durch die Definition der Offset-Spannung als Nulldurchgang des Stromes, würde eine Änderung der Offset-Spannung ohne Anpassung des Nullwertes im Mikrocontroller zu fehlerhaften Stromwerten führen. Da sich die Verstärkerschaltung während des Betriebes erwärmt, muss eine Kalibrierung des Nullwertes im Mikrocontroller erfolgen. Zu diesem Zwecke besitzt der

Brückentreiber den „DC_CAL“ (DC Calibration) Eingang. Durch ein High-Signal an diesem Eingang wird die Verstärkerschaltung vom Messwiderstand getrennt und die Messeingänge gegen Masse gezogen. Am Ausgang der Verstärkerschaltung kann nun die neue Offset-Spannung gemessen werden. Der gemessene Wert stellt den neuen Nulldurchgang des Stromes dar.

Die Grenzen der Strommessung hängen von der zulässigen Verlustleistung des Messwiderstandes, der maximalen Eingangsspannung der Verstärkerschaltung und der Kombination aus Referenzspannung und Verstärkung ab. Im Folgenden werden für die drei Kriterien die zulässigen Ströme ermittelt. Der geringste zulässige Strom beschreibt die zulässige Belastbarkeit des Systems und damit die Grenzen der Strommessung.

Die zulässige Verlustleistung der Messwiderstände beträgt 3 W. Daraus ergibt sich bei einem Widerstandswert von 1 mOhm nach Formel 6.13

$$I = \sqrt{\frac{P}{R}} = \sqrt{\frac{3 \text{ W}}{0,001 \Omega}} \sim 55 \text{ A} \quad \mathbf{6.13}$$

der Maximalstrom zu etwa 55 A.

Das Datenblatt des DRV8301 gibt Aufschluss über die Spannungen, welche höchstens an den Eingängen des Brückentreibers anliegen dürfen. Die zulässige Spannung an den Eingängen der Verstärkerschaltung beträgt 600 mV. Durch Formel 6.11 ergibt sich daraus für einen 1 mOhm Widerstand der Höchststrom zu 600 A und liegt damit deutlich über dem zuvor ermittelten Maximalstrom von 55 A.

Die Ausgangsspannung der Messverstärker sollte die Referenzspannung nicht übersteigen, da der Messwert andernfalls nicht mehr im Mikrocontroller abgebildet werden kann. Die Ausgangsspannung U_{Out} des Messverstärkers ist gegeben durch

$$U_{Out} = \frac{U_{Ref}}{2} - G * (SN_x - SP_x) \quad \mathbf{6.14}$$

Setzt man

$$U_{Out} = U_{Ref} \quad \mathbf{6.15}$$

erhält man durch Umstellen der Gleichung

$$\frac{U_{Ref}}{2G} = SP_x - SN_x \quad \mathbf{6.16}$$

Durch die beiden Messeingänge wird der Spannungsabfall über den Messwiderstand ermittelt, sodass sich die Formel umschreiben lässt zu:

$$U_{Shunt} = \frac{U_{Ref}}{2G} \quad 6.17$$

Durch dieses Ergebnis wird nun über das Ohm'sche Gesetz der Strom ermittelt, welcher noch von dem Mikrocontroller abgebildet werden kann.

$$I = \frac{U_{Shunt}}{R} = \frac{U_{Ref}}{2 * G * R} = \frac{3,3 V}{2 * 10 \frac{V}{V} * 1 m\Omega} = 165 A \quad 6.18$$

Der Vergleich der drei zuvor berechneten Ströme zeigt, dass der Strom durch die zulässige Verlustleistung Messwiderstandes auf etwa 55 A begrenzt ist.

6.4 Hall-Sensoren

Zur Bestimmung der Rotorposition besitzen die Antriebsmotoren Hall-Sensoren. Diese Sensoren nutzen den Hall-Effekt zur Erfassung magnetischer Felder, welche von dem Rotor emittiert werden.

6.4.1 Hall-Effekt

Der Hall-Effekt basiert im Wesentlichen auf der Lorentzkraft. Die Lorentzkraft ist die Kraft, die auf eine bewegte Ladung in einem Magnetfeld wirkt. Bewegt sich eine Ladung q mit der Geschwindigkeit \vec{v} durch ein Magnetfeld \vec{B} , erfährt sie die Lorentzkraft \vec{F}_L gemäß

$$\vec{F}_L = q * (\vec{v} \times \vec{B}) \quad 6.19$$

Sind Geschwindigkeit und Magnetfeld nicht parallel, wird die Ladung abgelenkt. Wirkt nun ein Magnetfeld auf einen dünnen Leiter mit definierter Stromstärke, so werden die Ladungsträger im Leiter von ihrer Bahn abgelenkt.

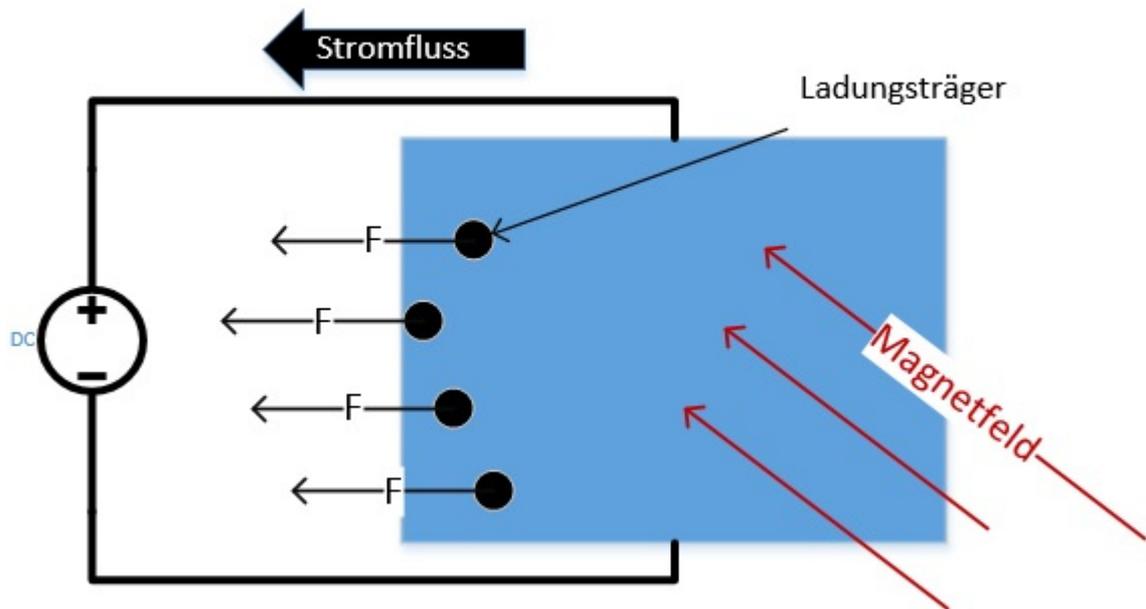


Abbildung 31: Hall-Effekt

Wie in Abbildung 31 zu erkennen, werden die Ladungsträger in eine Richtung abgelenkt. Durch die Ablenkung erhöht sich die Ladungsträgerkonzentration an der linken Platte und sie wird elektrisch negativer im Gegensatz zur rechten Plattenseite. Dieser Unterschied lässt sich als Spannungsunterschied messen und ist direkt abhängig von der Stärke des Magnetfeldes.

6.4.2 Signalerfassung

Die Motoren des Skateboards verfügen jeweils über drei Hall-Sensoren und zugehöriger Elektronik. Die Erfassung der Signale erfolgt nach Abbildung 32. Wird von dem Hall-Sensor kein Magnetfeld erfasst, sperrt die Motorelektronik den Transistor. Die Kombination aus Widerstand und Zenerdiode ermöglicht die Erfassung des 3,3 V Signals durch den Mikrocontroller.

Ändert sich die Rotorlage sodass ein Magnetfeld den Sensor durchdringt, schaltet die Sensorelektronik den Transistor ein. Durch dieses Einschalten wird das Potential über der Zenerdiode und damit am Controllereingang gegen Masse gezogen. Der Mikrocontroller erhält ein Low-Signal. Der Kondensator parallel zur Zenerdiode dient zur Dämpfung des Signals.

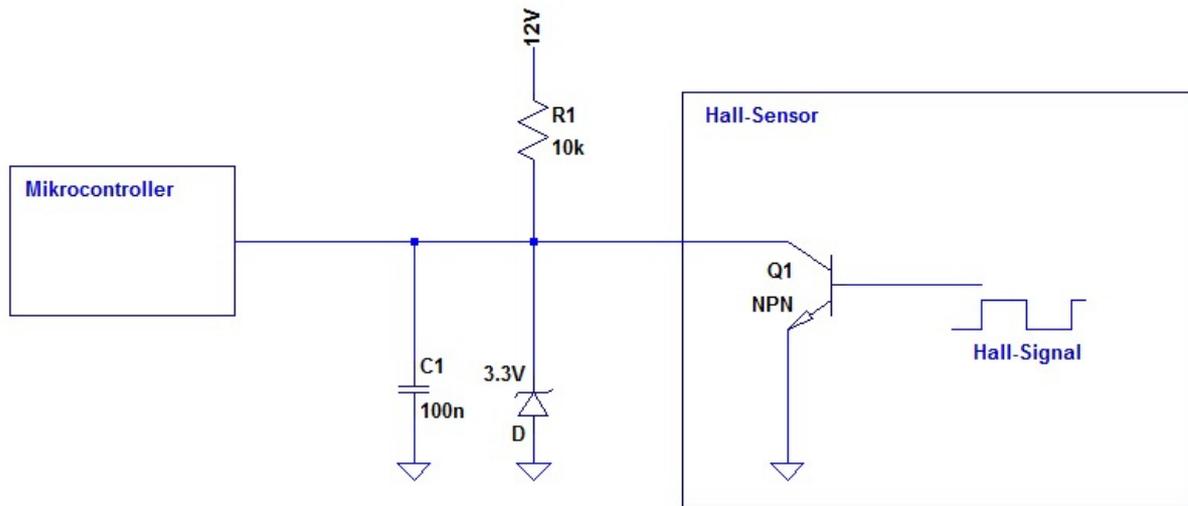


Abbildung 32: Erfassung Hall-Sensoren

6.5 Pegelwandler I²C (Inter Integrated Circuit)

Wird der Informationsfluss unterschiedlicher Komponenten eines Systems über eine elektrische Verbindung realisiert, ist ein besonderes Augenmerk auf die Kopplung dieser Komponenten zu legen. Arbeiten die verbundenen Komponenten mit unterschiedlichen Spannungspegeln, so kann dies von sporadischen Aussetzern bis hin zur Zerstörung der Komponenten führen. Aus diesem Grund erfolgt die Kopplung über Pegelwandler – oder auch Pegelumsetzer. Ein einfacher Pegelwandler wird zur Auswertung der Hall-Signale eingesetzt (Abbildung 32).

Die Schaltung wandelt ein 12 V Signal mittels Zenerdiode in ein 3,3 V Signal um. Eine solche Schaltung stellt eine einfache und ausreichende Lösung dar, wenn die Informationsquelle einen höheren Spannungspegel besitzt, als die Informationssenke. Weiterhin können keine Daten aus der Senke zurück an die Quelle geliefert werden. Es handelt sich bei dieser Schaltung um einen unidirektionalen Pegelumsetzer.

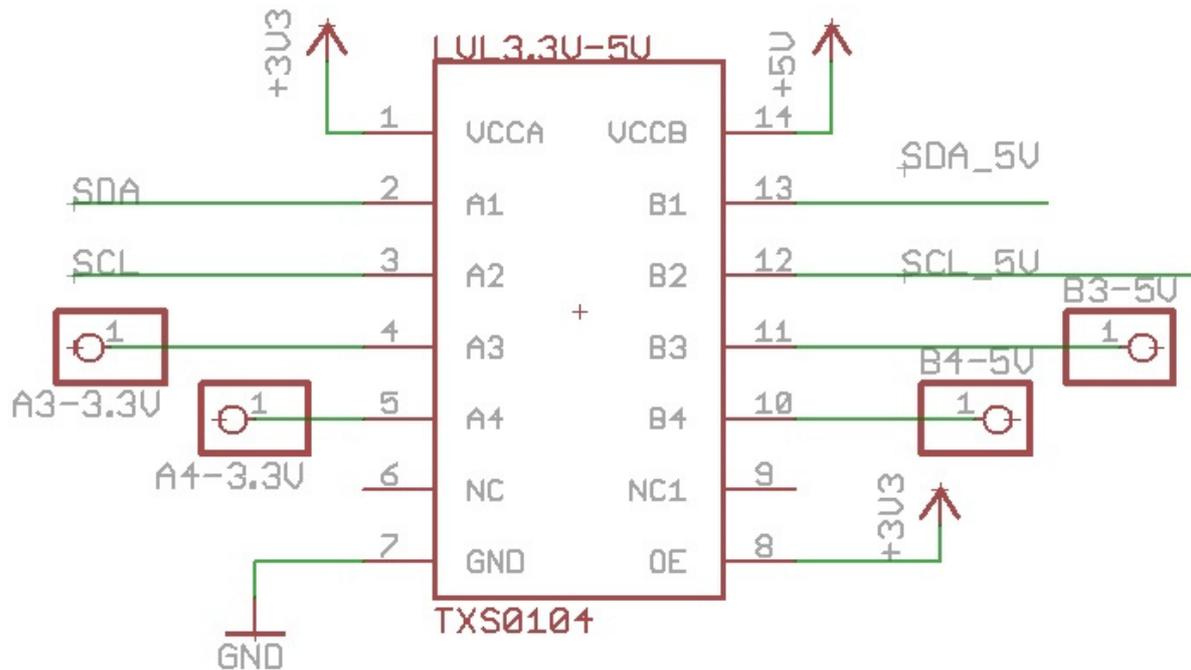


Abbildung 33: Pegelwandler

Zur Ansteuerung des Displays, sowie zum Auslesen der Mikroschalter, nutzt der Mikrocontroller den I²C-Bus (Inter-Integrated Circuit). Die Kommunikation erfolgt bidirektional, d.h. es fließen Informationen vom Mikrocontroller an den Empfänger und auch wieder zurück. Der Mikrocontroller besitzt einen Spannungspegel von 3,3 V, die Portexpander auf der Displayplatine hingegen arbeiten mit einem 5 V Pegel. Zur Lösung dieses Problems wird der Pegelwandler TXS0104E der Firma Texas Instruments eingesetzt.

7. Layout

Häufig wird eine Leitplatte lediglich als Träger- und Verbindungsmaterial elektrischer Komponenten gesehen. Diese Annahme entspricht jedoch bei weitem nicht der Realität, denn das Layout der Platine hat einen entscheidenden Einfluss auf die Funktionalität des gesamten Systems. Ein Großteil der Probleme in diesem Projekt ließ sich auf ein mangelhaftes Layout der Platine zurückführen. In diesem Kapitel wird die Entwicklung von der ersten Platine bis hin zum jetzigen Layout beschrieben.

7.1 Layout-Editor

Der Schaltplan sowie das Layout der Platinen wurden mit EAGLE von der Firma CadSoft entwickelt. EAGLE ist ein Akronym, welches für „Einfach Anzuwendender Grafischer Layout Editor“ steht [6]. Die Software beinhaltet einen Schaltplan-Editor, ein Layout-Editor sowie einen Editor zur Erstellung neuer Bauteile. Durch eine sogenannte Forward-Back-Annotation wird eine Konsistenz zwischen Schaltplan und Layout sichergestellt.

7.2 Design Richtlinien

Die Verwendung eines Layout-Editors ermöglicht die relativ schnelle Entwicklung eigener Platinen. In der Testphase stellt sich jedoch schnell Ernüchterung ein, da die Schaltung nicht die gewünschten Ergebnisse erzielt. Dieses Fehlverhalten ist häufig nicht durch eine fehlerhafte Schaltung, sondern durch ein schlechtes Layout zu begründen. Zur Gewährleistung einer funktionalen Platine sollten bestimmte Richtlinien beachtet werden. Im Folgenden werden einige dieser Richtlinien erläutert.

7.2.1 SMD – Surface Mount Devices

Die klassische Through-Hole Technologie elektronischer Bauteile, bei der die Komponenten durch entsprechende Löcher in der Platine gesteckt und verlötet werden, wird immer weiter durch oberflächenmontierte Bauteile ersetzt. Auf diese Weise montierte Bauteile werden als Surface Mount Devices oder kurz SMD's bezeichnet. Die Verwendung dieser Bauteile bringt einige Vorteile mit sich. Zum einen können die Kosten zur Herstellung der Platinen gesenkt werden, da weniger Löcher gebohrt werden müssen und dadurch die Produktionszeit verringert wird. Zum anderen kann durch SMD's eine höhere Komponentendichte im Layout erreicht werden, wodurch eine bessere Ausnutzung der Platinenfläche erreicht wird. Diese Verdichtung ist begründet durch die nun

überflüssigen großen Bohrlöcher, sowie im Allgemeinen deutlich geringeren Abmessungen der SMD's.

Insbesondere in höherfrequenten Anwendungen wird die Anschlussart der elektronischen Bauteile bedeutsam. Die Anschlüsse der Through-Hole-Komponenten besitzen vergleichsweise hohe Impedanzen und bilden eine Tiefpass-Charakteristik. In höherfrequenten Applikationen erfährt der Signalpegel dadurch eine unerwünschte Dämpfung, welche ein Fehlverhalten der Schaltung zur Folge haben kann. Durch die Surface Mount Technologie wird die Anschlusslänge minimiert und dadurch die Impedanz minimiert. Moderne SMD's besitzen zum Anschluss keine „Beinchen“ mehr. Die Anschlüsse werden durch Halbkugeln in einem Raster auf der Unterseite des Chips ausgeführt. Die Technologie wird als „Ball Grid Array“, kurz BGA, bezeichnet.

7.2.2 Leitungsimpedanzen

„Der Strom nimmt den Weg des geringsten Widerstandes.“ - Dieser nicht ganz korrekte Merksatz lässt sich jedoch, abgewandelt zu „Der Strom nimmt den Weg der geringsten Impedanz“, gut als Merksatz für ein Platinenlayout nutzen.

Bei der Erstellung des Layouts sind die Leiterbahnlängen so kurz und so breit wie möglich auszuführen, da die Impedanz eines Leiters direkt von diesen Faktoren abhängig ist. Weiterhin sollte die Zu- und Rückleitung bei einem zweilagigen-Layout direkt übereinander ausgeführt werden, damit die magnetischen Felder sich um die Leiter herum aufheben und die Impedanz reduziert wird.

7.2.3 Digitale Schaltungsteile

In der Digitaltechnik sind Signale mit steilen Flanken wünschenswert. Diese Signale beinhalten jedoch hochfrequente Anteile, welche einen Spannungsabfall an den Impedanzen der Masseleitung hervorrufen und die Funktion anderer Schaltungsteile beeinflussen können. Aus diesem Grund sollten digitale und analoge Schaltungsteile möglichst separiert werden und deren Massen nur an einem Punkt verbunden werden.

7.2.4 Bypass-Kondensator

Wie in 7.2.3 erwähnt, arbeiten digitale Schaltungen mit steilen Schaltflanken. Bei einem Pegelwechsel müssen Leitungs- und Eingangskapazitäten der Folgeschaltung schnell aufgeladen werden. Die hierzu benötigte Energie muss von der Versorgungsspannung des Chips schnell zur Verfügung gestellt werden. Sind Chip und Versorgung jedoch über eine lange Leiterbahn und damit einer hohen Impedanz verbunden, erzeugen die

hochfrequenten Anteile des Schaltvorgangs einen Spannungsabfall an der Impedanz. Dieser Spannungsabfall kann zu einem Einbruch der Versorgungsspannung am Chip führen. Um eine geringe Impedanz zwischen Chip und Versorgung zu gewährleisten, wird ein Keramikkondensator möglichst nah an den Versorgungspins des Chips angeschlossen. Dieser Kondensator puffert die Versorgungsspannung nahe dem Chip und ermöglicht eine schnelle Energieentnahme für die Schaltvorgänge. Typischerweise werden 100 nF Keramikkondensatoren eingesetzt.

7.3 Layout Version 1.0

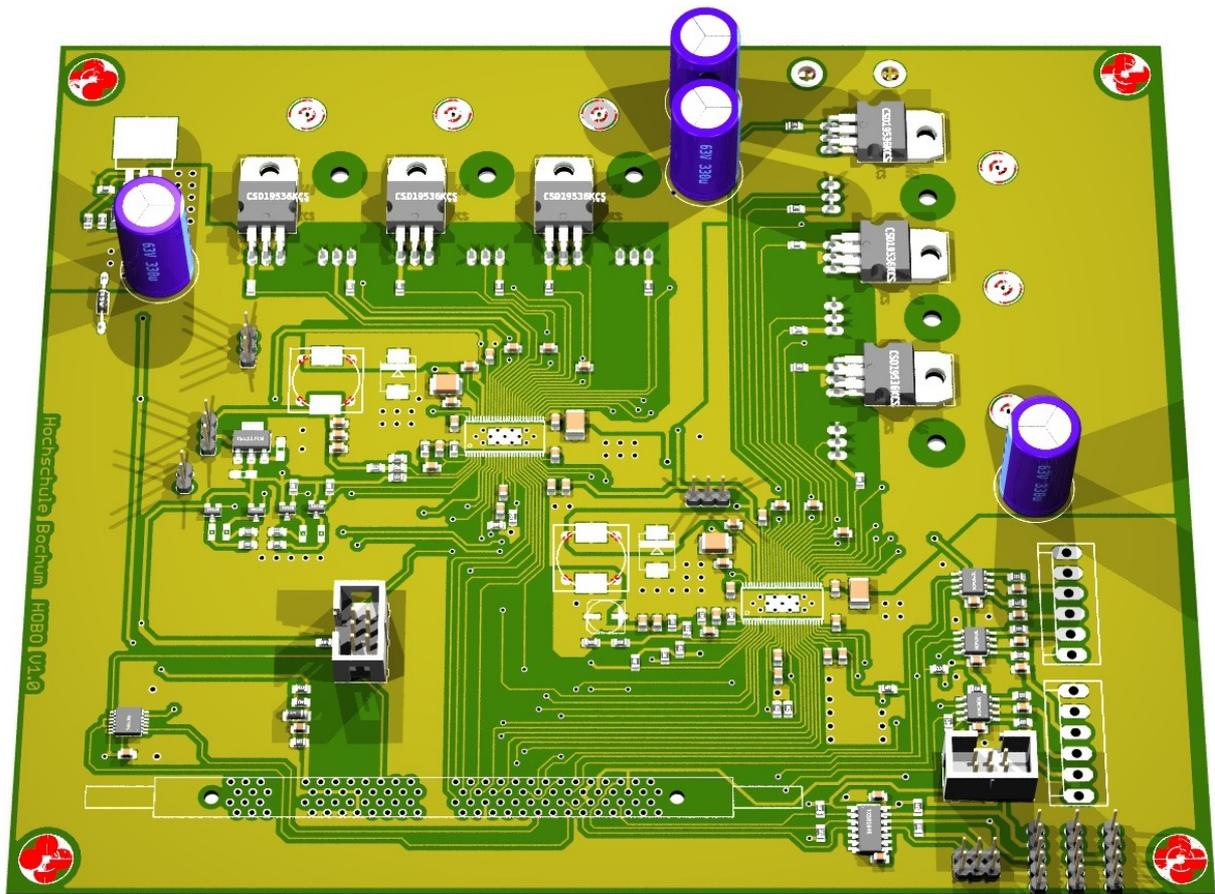


Abbildung 34: Layout Version 1.0

Abbildung 35 stellt eine Anordnungsübersicht der funktionalen Systeme dar. Die Anordnung zeigt, dass der Leistungsbedarf der einzelnen Systemkomponenten von oben nach unten immer weiter abnimmt. Der Leistungsteil des Layout, welcher die Brückenrichter für die beiden Motoren beinhaltet, befindet sich im oberen Bereich der Platine. Über dem Wechselrichter befindet sich der Anschluss des Akkumulator (Anschlüsse nicht dargestellt). Durch die örtliche Nähe der Umrichter zum Anschlusspunkt des Akkus wird eine geringe Leitungsimpedanz sichergestellt. Weiterhin fließen die hohen Motorströme nicht durch die anderen Schaltungsteile und verursachen dort Störungen.

gen. Der Anschluss der Motorleitungen erfolgt über Schrauben nahe an den entsprechenden Leistungsschaltern.

Die beiden Brückentreiber befinden sich in der Mitte der Platine. Die Treiber sollten sich möglichst nah an den jeweiligen Leistungsschaltern befinden um Störungen zu vermeiden.

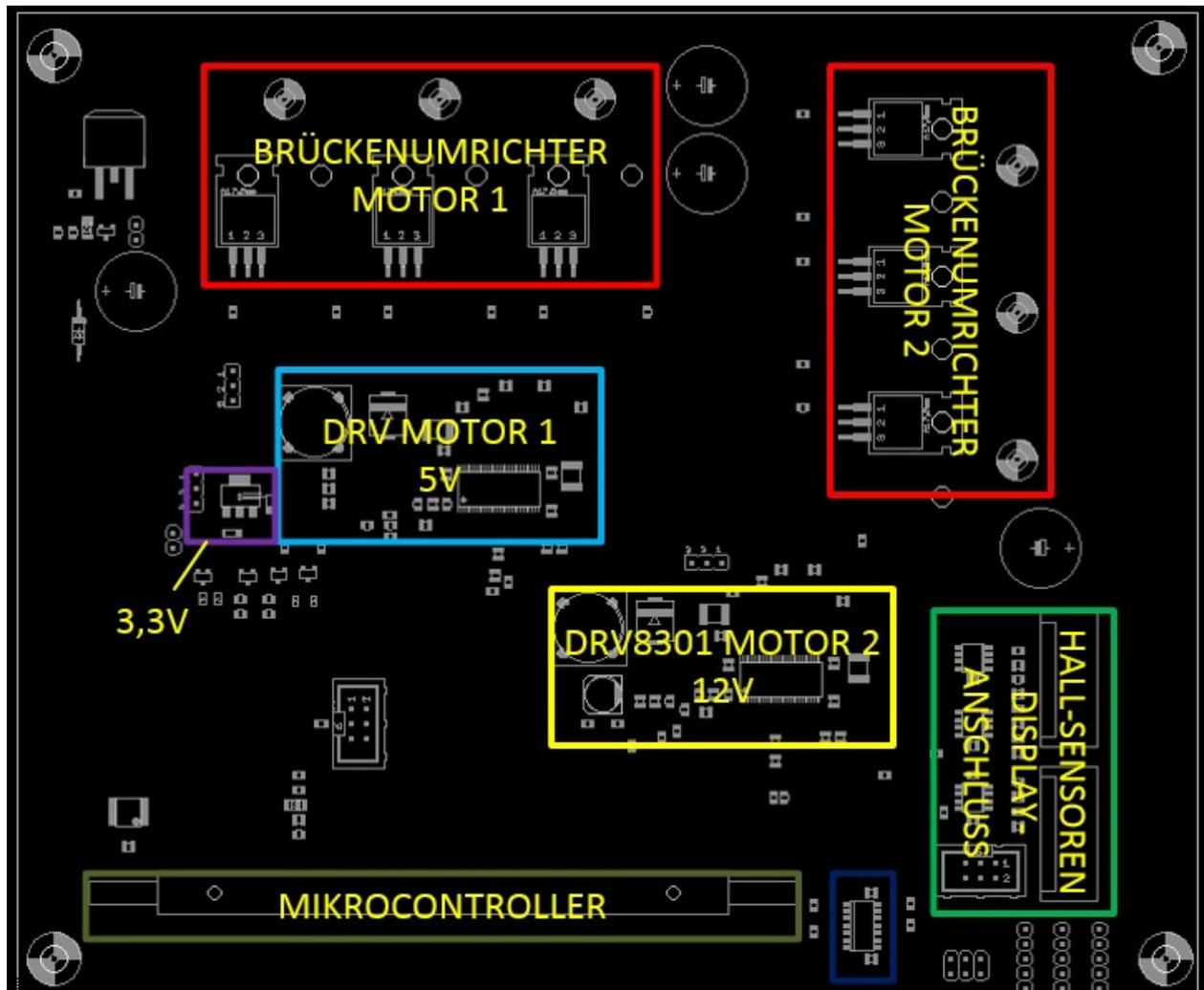


Abbildung 35: Layout Version 1.0 Anordnung

Die Komponenten der Schaltregler befinden sich direkt neben den entsprechenden Brückentreibern. Diese Anordnung reduziert Einkopplungen durch die hohe Taktfrequenz der Regler und der energiereichen Stromimpulse in das übrige System.

Der digitale Schaltungsteil, bestehend aus Pegelwandler, Anschlüsse der Hallsensoren und der Displayplatine, sowie dem Mikrocontroller, befindet sich am unteren Ende der Platine.

Erwartungsgemäß stellte sich kurz nach der anfänglichen Euphorie über die Fertigstellung der Platine, Ernüchterung durch aufgetretene Fehlfunktionen ein. Ein Großteil der

ermittelten Probleme ließ sich auf ein mangelhaftes Layout zurückführen. Die erkannten Probleme und deren Lösungen werden in beiden folgenden Abschnitten dargestellt.

7.3.1 Problematik: Massefläche

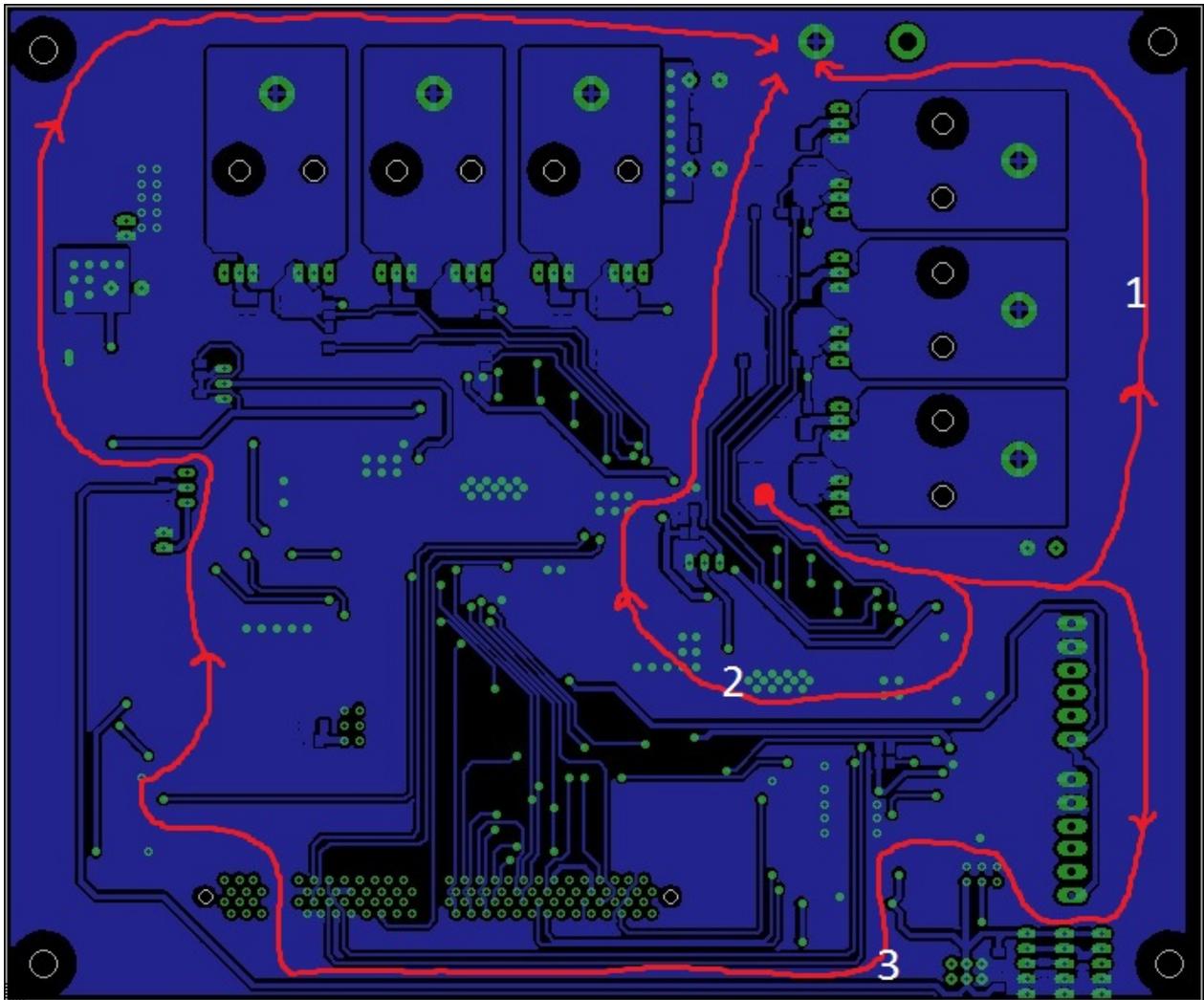


Abbildung 36: Layout Version 1.0 Bottom

In Abbildung 36 sind die Verbindungsleitungen auf der unteren Seite der Platine in Blau dargestellt.

Ein Hauptproblem dieses Layouts liegt in der Massefläche. Zum einen liegt keine Trennung der Massen zwischen dem Leistungsteil und den analogen, sowie digitalen Schaltungsteilen vor. Die drei roten Pfeile in Abbildung 36 stellen mögliche Strompfade der Phase C des Motors 2 zum Masseanschluss des Akkumulators dar.

Der Großteil des Phasenstromes wird Pfeil 1 folgen, da dieser die geringste Impedanz aufweist. Diese geringe Impedanz ist zum einen durch die Breite des Pfades begründet. Zum anderen liegt die Zuleitung der Phase direkt über diesem Pfad, sodass sich die Magnetfelder der Hin- und Rückleiter gegenseitig aufheben und die Leitungsimpedanz

dadurch verringert wird. Dieser Strompfad ist unkritisch, da keine weiteren Schaltungsteile durch ihn tangiert werden.

Strompfad 2 wird ebenfalls einen nicht unerheblichen Anteil des Stromes führen. Dieser Strompfad liegt direkt unter dem Brückentreiber des zweiten Brückenumrichters. Dies führt zu einer lokalen Anhebung des Potentials bezogen auf den Masseanschluss des Akkumulators und dadurch zu Fehlfunktionen des Brückentreibers.

Bedingt durch eine hohe Impedanz wird der geringste Anteil des Phasenstromes Pfeil 3 folgen. Jedoch stellt insbesondere dieser Strompfad ein Problem dar, da der Strom durch den digitalen Schaltungsteil fließt. Eine Anhebung des Massepotentials am Mikrocontroller führt zu einer Verschiebung der zur Strommessung benötigten Referenzspannung. Durch die Verschiebung werden die Strommessungen verfälscht und eine Regelung des Motors deutlich erschwert. Weiterhin befindet sich in diesem Strompfad der Anschlusspunkt der Hall-Sensoren. Zu diesem Zeitpunkt des Projektes wurden zur Pegelwandlung Optokoppler eingesetzt. Im Leerlauf und den damit verbundenen geringen Phasenströmen, war die Funktionalität der Optokoppler vollständig gegeben. Die Belastungen der Schaltung führten jedoch zur sporadischen Zerstörung einzelner Optokoppler.

7.3.2 Problematik: DVDD, GVDD

Die Brückentreiber DRV8301 besitzen interne Spannungsregler. Diese Spannungsregler dienen zur Versorgung der internen Schalteile, wie zum Beispiel dem Messverstärker. Die Spannungsregler benötigen externe Kondensatoren, welche möglichst nah am Anschlusspin des Treibers platziert werden müssen.

In der Erprobungsphase der Platine wurden, durch Messungen mit einem Oszilloskop, Spannungseinbrüche an den Kondensatoren DVDD und GVDD festgestellt, welche zu einer Abschaltung der Leistungsschalter führen.

Die Spannung DVDD dient der Versorgung der Digitalschaltung. Die Nennspannung beträgt 3,3 V. Fällt die Spannung DVDD unter 3 V, wird der Brückentreiber in einen Fehlermodus versetzt [7]. Durch die Messungen wurden Absenkungen dieser Spannung auf bis zu 2,8 V ermittelt.

GVDD ist die zur Ansteuerung der Gates notwendige Spannung. Aus dem Datenblatt des DRV8301 wird der Spannungsbereich für GVDD entnommen. Für eine Versorgungsspannung des Brückentreibers größer als 8 V, sollte GVDD zwischen 9,5 V und 11,5 V liegen. Die Brückentreiber werden direkt vom Akkumulator versorgt und somit

sinkt die Versorgungsspannung während des Betriebes nicht unter 23 V. Die durchgeführten Messungen ergaben eine minimale Spannung von GVDD von 7,6 V. Diese Spannung liegt deutlich unter den 8 V, welche als Schwelle zum Eintritt in den Fehlermodus im Datenblatt angegeben sind [7].

7.3.3 Lösungen

Aufgrund der benötigten Zeit und der Kosten zur Herstellung einer neuen, verbesserten Platine, sollte die vorliegende Platine zunächst weitgehend getestet werden und die Schaltung und deren Komponenten verifiziert werden. Zu diesem Zweck wurden durch zahlreiche Lötvorgänge die zuvor beschriebenen Probleme provisorisch beseitigt.

Durch Anlöten zusätzlicher Leiterbahnen in Form von Kabeln, konnten die durch die Massefläche bedingten Probleme reduziert werden.

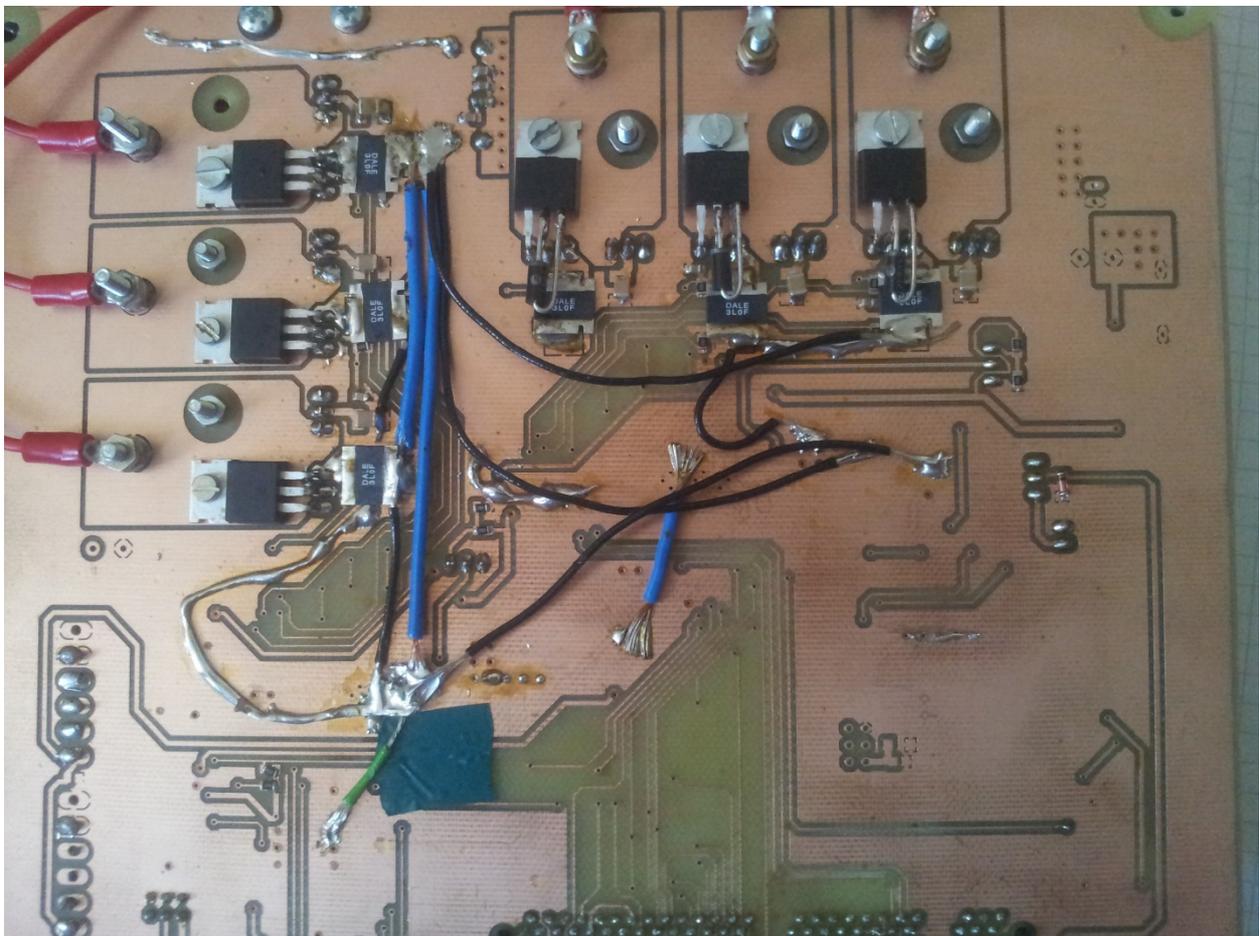


Abbildung 37: Foto Layout Version 1.0 Unterseite

Die Spannungseinbrüche der internen Spannungsversorgungen konnten durch eine schlechte Verbindung der Kondensatoren zur Masse der Brückentreiber erklärt werden. Diese durch das Layout induzierten Probleme, konnten ebenfalls durch das Anlöten weiterer Kabel behoben werden.

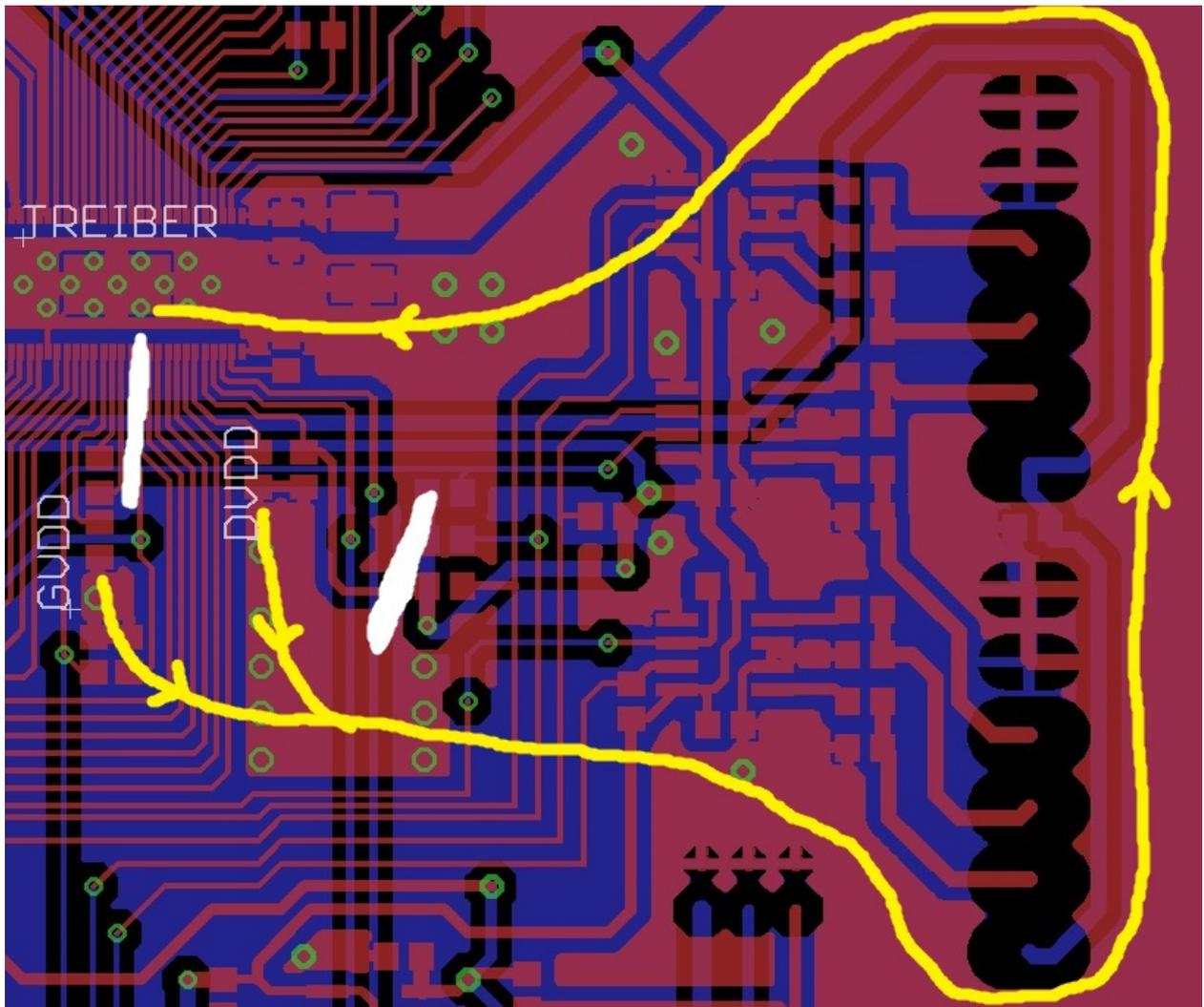


Abbildung 38: Layout Version 1.0 Strompfade DVDD, GVDD

Abbildung 38 zeigt die Verbindungspfade der DVDD- und GVDD-Kondensatoren im ersten Layout. Die gelbe Linie verdeutlicht die große Leiterschleife, welche zu den Spannungseinbrüchen der internen Spannungsregler führte. Die Kabel wurden an den weiß markierten Stellen angelötet und die Probleme dadurch behoben.

7.4 Aktuelles Layout

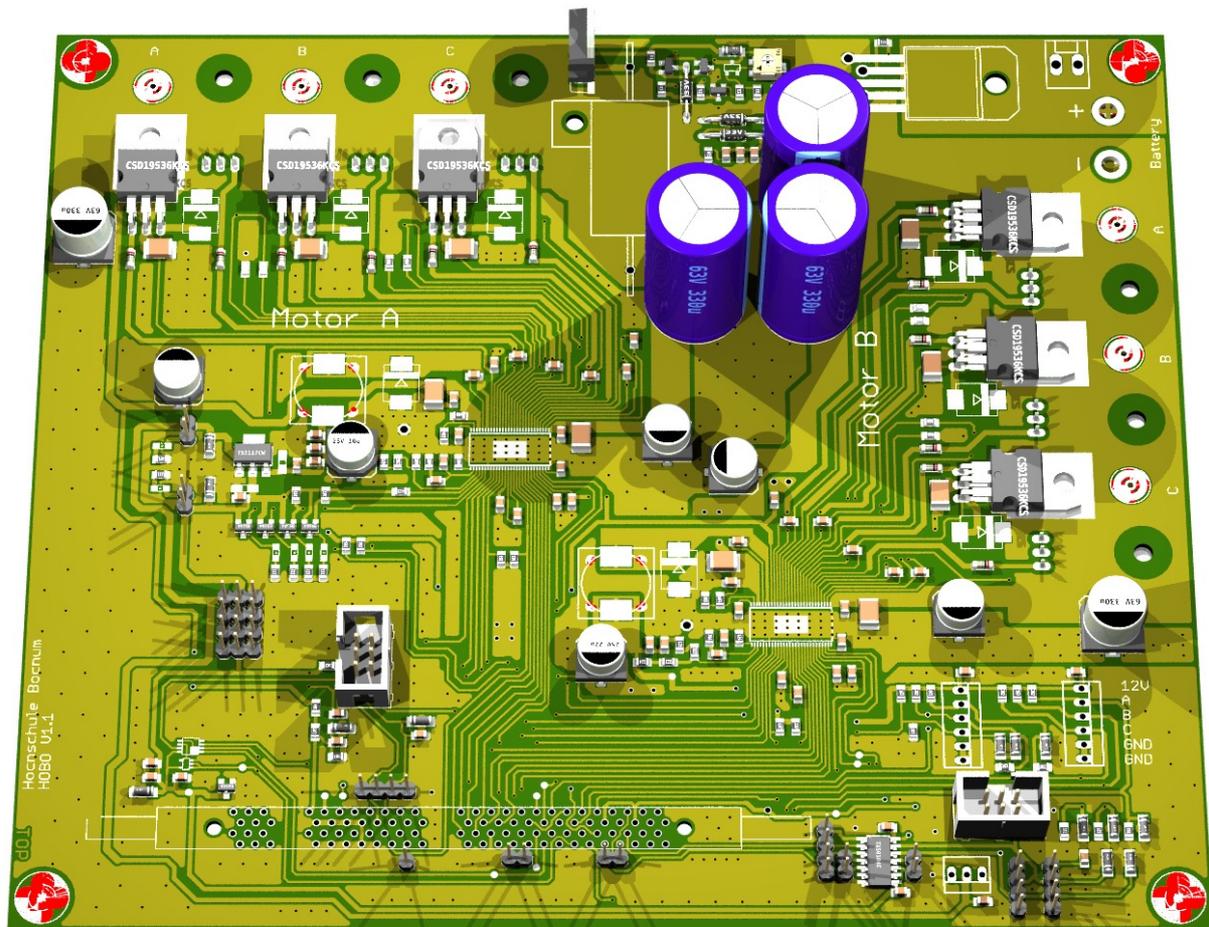


Abbildung 39: Layout Version 2.0

Das derzeitige Layout der Platine wird in Abbildung 39 abgebildet. Der Vergleich zur Abbildung 34 zeigt, dass sich die grundsätzliche Anordnung der Komponenten nur geringfügig geändert hat. Im Unterschied zu der vorherigen Version, wurde in der Version 2.0 der Überspannungsschutz in das Layout integriert. Außerdem wurde von den Optokopplern Abstand genommen, da keine galvanische Trennung der Hall-Sensoren von der übrigen Schaltung notwendig ist. Die Optokoppler wurden durch die in Abbildung 32 dargestellte Schaltung ersetzt.

Neben diesen Änderungen ist im Vergleich zur ersten Version eine deutliche Verdichtung der Leitbahnen auf der Oberseite der Platine zu erkennen. Diese Verdichtung erfolgte durch die Verlegung möglichst vieler Leitbahnen von der Unterseite der Platine auf die Oberseite. Durch diesen Wechsel konnte eine weitgehend homogene Massefläche (Abbildung 36) auf der Unterseite der Platine erzeugt werden. Durch die Homogenität der Fläche werden die langen Leiterschleifen, welche im ersten Layout zu Problemen führten, eliminiert.

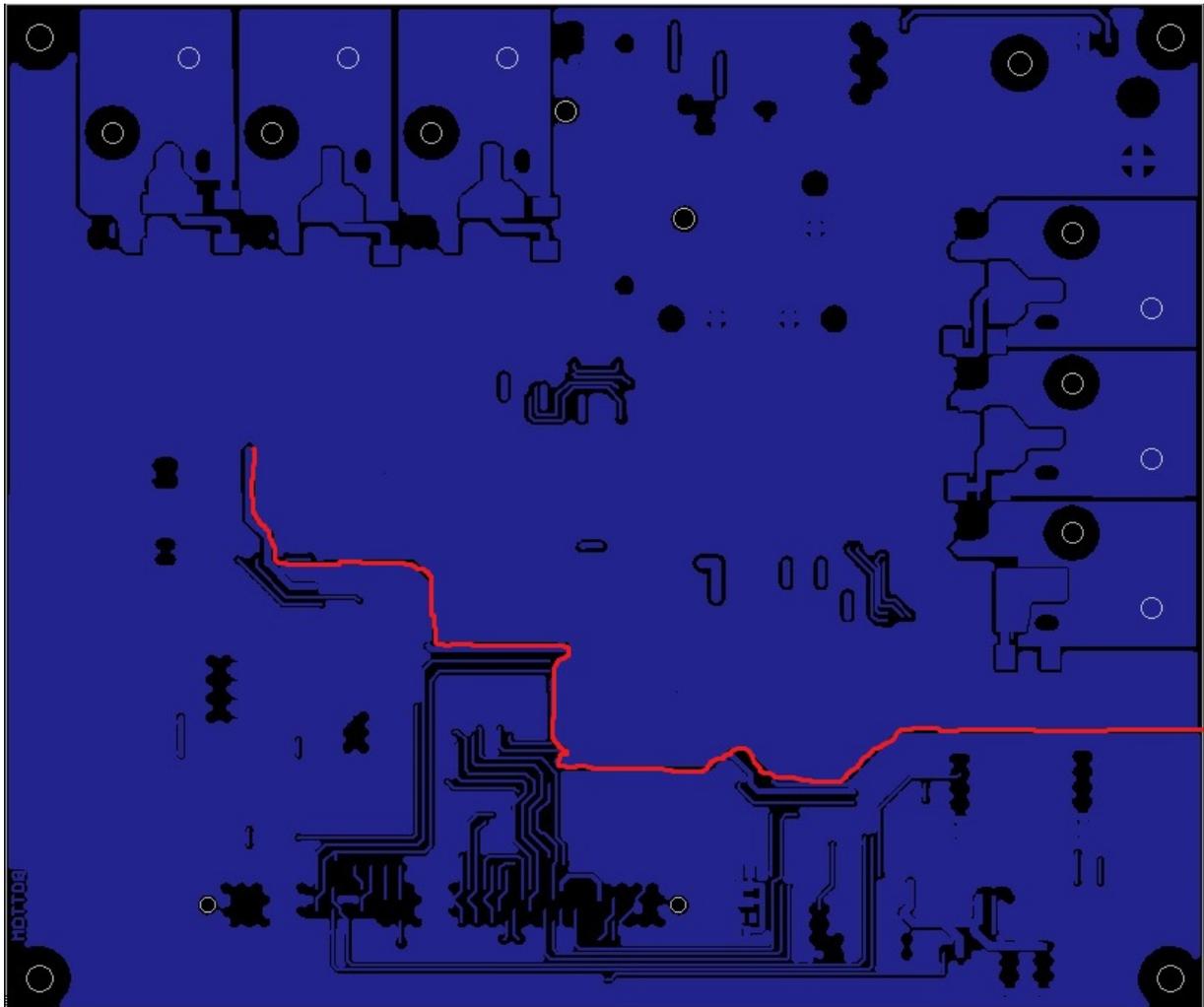


Abbildung 40: Layout Version 2.0 Bottom

Weiterhin sind die Massenflächen des Laststromkreises von den Masseanschlüssen des digitalen Schaltungsteil weitgehen getrennt. In Abbildung 40 ist diese beabsichtigte Unterbrechung rot eingezeichnet. Die Massen der beiden Schaltungsteile werden nur im linken Platinenbereich mit einander verbunden, sodass sich für die Lastströme keine geschlossenen Leiterschleifen über den digitalen Schaltungsteil ergeben und eine Störung hervorrufen können.

Ein weiteres Problem des vorherigen Layouts bestand in der unzureichenden Funktion der internen Spannungsregler der Brückentreiber. Wie in 7.3.2 beschrieben, ist diese Fehlfunktion durch die fehlerhafte Anbindung der Kondensatoren begründet. Dieser Zustand wurde in diesem Layout durch eine kurze Verbindung der Kondensatoren über Via's (Vertical interconnect access) zum Masseanschluss der Brückentreiber behoben.

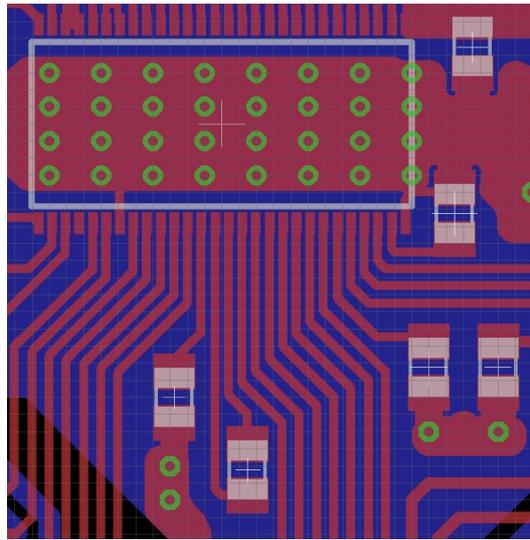


Abbildung 41: Anbindung GVDD, DVDD

Abbildung 41 zeigt die optimierte Verbindung der Kondensatoren mit der Massefläche des Brückentreibers. Die Verbindung der Oberseite (rot) mit der Unterseite (blau) erfolgt durch Via's (grün).

Durch die Weiterentwicklung des ersten Layouts zur aktuellen Version konnte ein Großteil der aufgetretenen Probleme beseitigt und eine weitgehende Funktionalität des E-Skateboards ohne weitere Änderungen hergestellt werden.

7.4.1 Probleme Layout Version 2.0

Trotz der erhöhten Aufmerksamkeit, bei der Erstellung des aktuellen Layouts, konnten nicht alle Fehler vollständig beseitigt werden.

In der Erprobungsphase wurde eine Fehlfunktion der elektrischen Bremse festgestellt. Aufgrund der Massenträgheit wird nach dem Einleiten eines Bremsvorgangs die Geschwindigkeit des Boards nicht augenblicklich zu Null. Die Bewegung des Skateboards werden die Rotoren der beiden Motoren angetrieben und es wird ein Strom in die Motorwicklungen induziert. Durch diesen Stromfluss wird ein Magnetfeld entgegen dem des Rotors aufgebaut, wodurch dieser abgebremst wird. Während des Bremsvorgangs werden die Motorwicklungen über die Low-Side-Schalter der Brückenumrichter kurzgeschlossen, um ein möglichst hohes magnetisches Gegenfeld zu ermöglichen. Durch den Kurzschluss fließen hohe Ströme durch die Leistungselektronik. Bedingt durch diese Ströme wurden Störungen in die Versorgungsspannung des Brückentreibers für Motor 1 induziert. Die Störungen verursachten ein Einknicken der 5 V Versorgung und damit einen Absturz des Mikrocontrollers. Dieser Absturz des Mikrocontrollers wiederum

führte zum Abschalten aller Leistungsschalter und der damit verbundenen Unterbrechung des Bremsvorgangs.

Zur Beseitigung dieser Störung wurde ein Kabel zwischen der Versorgung des Abwärtswandler und der Hauptversorgung des Brückentreibers angelötet. Durch diese Maßnahme sind keine weiteren Fehlfunktionen während des Bremsvorgangs aufgetreten.

8. Fazit

Bedingt durch die umfangreiche Planungsphase zu Beginn des Projekts konnte der weitere Projektverlauf erheblich vereinfacht werden. Die Erstellung eines Pflichtenheftes erleichterte deutlich die Erhebung der Anforderungen an das E-Skateboard und die Entwicklung eines ersten Gesamtkonzepts. Durch die FMEA konnte eine Risikoabschätzung der einzelnen Systemkomponenten vorgenommen werden. Anhand dieser Risikoabschätzung wurden frühzeitig Probleme ermittelt und Lösungsansätze erarbeitet.

Weiterhin half die zur Erstellung der FMEA benötigte Gliederung des E-Skateboards in Subsysteme bei der Entwicklung des Schaltungskonzepts.

Die Erarbeitung der theoretischen Hintergründe zu den einzelnen Schaltungskomponenten ermöglichte eine an die Anforderungen angepasste Auswahl der Schaltungskomponenten.

Insbesondere das Platinenlayout stellte sich als kritisches Element während der Entwicklung des E-Skateboards heraus. Ein Großteil der aufgetretenen Fehler ließ sich auf Mängel im ersten Layout zurückführen. Diese Fehler ließen sich durch die Änderung des Layouts zur derzeitigen Version beheben. Weiterhin wurden die bekannten Probleme des jetzigen Layouts beseitigt und dokumentiert, sodass nun alle Funktionen der Leistungselektronik gewährleistet sind.

Der Abschluss des Projektes wird durch ein vollständig funktionstüchtiges E-Skateboard gebildet.

8.1 Ausblick

Die aktuelle Version des E-Skateboards bietet eine solide Grundlage für weitere Optimierungen.

Die meisten Optimierungen liegen in der Überarbeitung des Layouts der Platine. Durch das derzeitige Layout kann ohne Modifikation keine zufriedenstellende Bremswirkung erzielt werden. Außerdem sollte zur Minimierung der Platinengröße das Layout weiter verdichtet werden. Hierzu sollte ein Wechsel von einer zwei- zu einer vier-lagigen Platine in Erwägung gezogen werden.

Der Mikrocontroller wird derzeit durch einen 100-poligen Sockel mit der Elektronik verbunden und stellt dadurch das höchste Bauteil dar. Zur Höhenreduktion der Elektronik sollte langfristig der Mikrocontroller in das Platinenlayout integriert werden.

Anhang

Schaltplan E-Skateboard Version 2.0

Quellenverzeichnis

- [1] J. Specovius, Grundkurs Leistungselektronik, Wiesbaden: vieweg, 2008.
- [2] J. Dunn, „Determining MOSFET Driver Needs for Motor Drive Applications,“ 2003.
- [3] V. Vrej, *Power MOSFET Basics - AN-1084*, International Rectifier.
- [4] C. Blake und C. Bull, „IGBT or MOSFET: Choose Wisely“.
- [5] ON Semiconductor, *AND9093/D - Using MOSFETs in Load Switch Applications*, 2014.
- [6] CadSoft Computer GmbH, „CadSoft Online,“ CadSoft Computer GmbH, 2011. [Online]. Available: <http://ftp.cadsoft.de/info.htm>. [Zugriff am 11 06 2015].
- [7] Texas Instruments, *DRV8301*, 2015.
- [8] U. Nuß, Hochdynamische Regelung elektrischer Antriebe, Berlin: VDE Verlag GMBH, 2010.
- [9] K. Mitzner, Complete PCB Design Using OrCAD Capture and PCB Editor, Burlington: Newnes, 2009.
- [10] Texas Instruments, „PCB Design Guidelines for Reduced EMI,“ 1999.

