



TECHNISCHE
UNIVERSITÄT
WIEN



Institut für Energiesysteme
und Elektrische Antriebe

DIPLOMARBEIT

Entwicklung eines Leistungsteils für eine elektronische Strombegrenzung im industriellen Kleinspannungsumfeld

Ausgeführt zum Zwecke der Erlangung
des akademischen Grades

Diplom-Ingenieur (Dipl.-Ing.)

verfasst von

Markus Pal BSc

11701218

eingereicht an der

Technischen Universität Wien

Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

in Energie- und Automatisierungstechnik 066 506

unter der Betreuung von Herrn

Ao.Univ.-Prof.i.R. Dipl.-Ing. Dr.techn. Johann Ertl

Wien, 2024-05-23



Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.

Abstract

Modern industrial automation and energy generation are based on machines and industrial systems that function around the clock, all year around. Machine and system failures caused by external and internal sources represent a high costly obstruction to the production process. Furthermore, the risk of life and limb increases by the event of a fault, for example due to the failure of safety-relevant protective devices. Which is one of the reasons why the protection and safeguarding of such industrial plants is made mandatory through guidelines and the associated recommended standards.

Conventional electrical switches, such as the almost 100-year-old miniature circuit breaker, are dominant today. However, the steady progress in power electronics opened up the possibility of establishing competitive electronic current limiters on the market over the last two decades. The focus of such devices is the power unit with its most important part the power switch. The numerous configuration and communication options of such electronic current limiters are increasingly outstripping conventional electrical switches during the digital revolution of the industry. Due to the high demand in the future, ongoing developments in the underlying semiconductor materials, constant cost pressure and growing industrial requirements, the development of electronic current limiters is becoming increasingly important and all those factors ask for a deeper investigation of this topic.

This thesis targets the conception, the implementation, the development and the verification of a power unit for an electronic current limiter. The main focus is thereby on the selection of a power switch, its control and its thermal protection.

For this purpose, a literature research about power switches is conducted, which is then being complemented with current information about products on today's market. Based on this knowledge, requirements are derived and then led over into the formulation of a final concept. A cost-optimized universally adaptable and future-oriented power unit is being implemented and built, which acts as the functional core of an electronic current limiter. It is a competitive option to high price alternatives on the market. The collected insights and the derived opportunities in the thesis manifest a basis for the development of further power units for electronic current limiters and for the adaptation of existing concepts.

Kurzfassung

Grundlage für die moderne industrielle Automatisierungstechnik und Energieerzeugung bilden Maschinen und industrielle Anlagen, welche rund um die Uhr, das ganze Jahr über, ihre Funktion erfüllen. Maschinen- und Anlagenausfälle durch externe oder interne Fehlerquellen stellen eine kostspielige Behinderung des Produktionsablaufes dar. Des Weiteren steigt die Gefahr für Leib und Leben im Fehlerfall, beispielsweise durch den Ausfall von sicherheitsrelevanten Schutzrichtungen. Nicht zuletzt dadurch ist der Schutz und die Absicherung solcher Industrieanlagen durch Richtlinien und die damit empfohlenen Normen obligatorisch.

Konventionelle elektrische Schaltgeräte, wie beispielsweise der fast 100 Jahre alte Leitungsschutzschalter, kommen dabei heute überwiegend zum Einsatz. Der stetige Fortschritt in der Leistungselektronik eröffnete jedoch bereits vor rund zwei Jahrzehnten die Möglichkeit konkurrenzfähige elektronische Strombegrenzungen am Markt zu etablieren. Im Mittelpunkt dabei steht der Leistungsteil, dessen wichtigste Komponente der elektronische Halbleiterschalter ist. Die zahlreichen Konfigurations- und Kommunikationsmöglichkeiten einer solchen elektronischen Strombegrenzung laufen den konventionellen elektrischen Schaltgeräten im digitalen Umbruch der Industrie zusehends den Rang ab. Aufgrund der hohen Nachfrage in der Zukunft, laufenden Veränderungen in den zugrunde liegenden Halbleitermaterialien, der ständige Kostendruck sowie wachsende industrielle Anforderungen begründen eine Auseinandersetzung mit dieser Thematik.

Die vorliegende Arbeit widmet sich der Konzeption, der Implementierung, dem Aufbau und der Verifikation eines Leistungsteils für eine solche elektronische Strombegrenzung. Das Hauptaugenmerk liegt dabei auf der Auswahl eines elektronischen Halbleiterschalters, dessen Ansteuerung und sein Schutz vor einer thermischen Überlastung. Dazu werden Literaturrecherchen zu elektronischen Halbleiterschaltern durchgeführt und mit Informationen zu heute am Markt befindlichen Produkten ergänzt. Auf Basis dieser Erkenntnisse werden Anforderungen abgeleitet und ein finales Konzept diskutiert und formuliert. Ein kostenoptimierter, universell adaptierbarer und zukunftsorientierter Leistungsteil wird implementiert und real aufgebaut und stellt einen funktionsfähigen Kern einer elektronischen Strombegrenzung dar. Der Leistungsteil ist eine konkurrenzfähige Alternative zu heute preislich höherwertigen Varianten. Mit den gesammelten Erkenntnissen, präsentierten Möglichkeiten und Prinzipien können auf Basis dieser Arbeit weitere Leistungsteile für elektronische Strombegrenzungen abgeleitet werden und bestehende Konzepte adaptiert werden.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Gebiet der Thematik	1
1.2	Relevanz der Thematik	2
1.2.1	Die Nachteile konventioneller elektrischer Schaltgeräte	3
1.2.2	Selektivität	4
1.2.3	Ein Blick in die Zukunft	6
1.3	Problematik der Thematik	7
1.4	Forschungsfrage	8
1.5	Methodik und Durchführung	8
2	Stand der Technik	9
2.1	Elektronische Strombegrenzung	9
2.1.1	Grundlegender Aufbau	9
2.1.2	Grundlegende Arbeitsweisen	11
2.2	Der Halbleiterschalter	13
2.2.1	Grundlagen und Anforderungen Halbleiterschalter	13
2.2.2	Auswahl relevanter Halbleiterschalter	17
2.2.3	Thermische Auslegung	20
2.2.4	Der Smart Power IC	26
2.3	Anforderungen aus der Praxis	27
3	Lösungsansätze und Konzeptfindung	33
3.1	Anforderungen und Spezifikationen	33
3.1.1	Arbeitsweise	34
3.1.2	Vorgehen zum finalen Konzept	35
3.2	Auswahl eines Smart Power IC	36
3.3	Auswahl eines Halbleiterschalters	37
3.3.1	Wide SOA MOSFET	40
3.3.2	Vertikaler MOSFET für schaltende Applikationen	44
3.3.3	Entscheidung MOSFET	45

3.4	Übersicht finales Konzept	46
4	Implementierung und Aufbau	49
4.1	Hardware - Implementierung	49
4.1.1	Strombegrenzung	50
4.1.2	Treiberschaltung	51
4.1.3	Hilfsversorgung	54
4.2	Worst-Case-Auslegung Thermik	55
4.2.1	Einstellungen der Simulation	56
4.2.2	Kurzschlussfall-Situation	63
4.3	Software - Implementierung	65
4.3.1	Strommessung	66
4.3.2	Spannungsmessung	67
4.3.3	Treiberansteuerung	68
4.3.4	Programmierung	69
4.4	Überblick gesamte Implementierung und Aufbau	71
5	Messungen und Verifikation	73
5.1	Einschaltvorgang	74
5.1.1	Messung 1	74
5.1.2	Messung 2	75
5.1.3	Messung 3	76
5.1.4	Messung 4	77
5.2	Kurzschlussfall-Situation	78
6	Diskussion und Analyse	81
6.1	Finales Konzept	81
6.2	Einschaltvorgang	82
6.3	Kurzschlussfall-Situation	83
6.4	Thermische Betrachtung	84
6.5	Strombegrenzung	85
6.6	Weiterer Umgang mit den Ergebnissen und Erkenntnissen in der Zukunft	86
7	Zusammenfassung	87

KAPITEL 1

Einleitung

Dieses Kapitel bildet den Einstieg durch Erläuterungen zu dem Gebiet und der Relevanz der Thematik. Darauf aufbauend ergibt sich die Problematik, welcher sich diese Arbeit widmet und daraus die Ableitung der konkreten Forschungsfrage. Abschließend erfolgt ein Abschnitt, welcher die Methodik und das Vorgehen im Rahmen dieser Arbeit darlegt.

1.1 Gebiet der Thematik

Für die im Rahmen dieser Arbeit thematisierten elektronischen Schaltgeräte sind mehrere Bezeichnungen in Verwendung. *Elektronische Sicherung*, *elektronischer Schutzschalter* oder *elektronische (Über-)Strombegrenzung* bilden dabei die gängigen Bezeichnungen. In weiterer Folge wird die Bezeichnung *elektronische Strombegrenzung* verwendet. Im englischen Sprachgebrauch ist die Bezeichnung *solid-state circuit breaker* oder *eFuse* geläufig.

Elektronische Strombegrenzungen finden eine breite Anwendung in der industriellen Automatisierungstechnik, der Energieerzeugung oder auch beispielsweise in der Verfahrenstechnik. In weiterer Folge wird für den Einsatzbereich der allgemeine Begriff *Anlage* verwendet, welcher stellvertretend für industrielle, energietechnische oder verfahrenstechnische Anlagen steht und dabei das kontrollierte Zusammenspiel von Sensorik und Aktorik zu verstehen ist.

Seit Jahrzehnten ist in solchen Anlagen die Verwendung von 12V-, 24V- und 48V-Gleichstrom Komponenten für Sensorik und Aktorik etabliert. Dieser Spannungsbereich fällt in die sogenannte *Kleinspannung*, gemäß IEC 61140, welche alle Spannungen kleiner 120V DC beinhaltet. Span-

nungen kleiner 60V DC werden in weiterer Folge als *Schutzkleinspannungen* bezeichnet, bei welchen ein Schutz vor direktem Berühren entfällt.

Die überwiegende Verwendung von Schutzkleinspannungs-Komponenten in Anlagen ermöglicht es den Aufwand für elektrische Schutzeinrichtungen, für den Schutz von Leib und Leben, gering zu halten beziehungsweise entfallen diese zur Gänze. Wenn im Gebiet der Thematik allgemein die Rede von *Sicherungen* ist, so handelt es sich dabei nicht um eine Einrichtung zum direkten Schutz von Leib und Leben. Vielmehr steht die Erhöhung der Anlagenverfügbarkeit im Vordergrund.

In der heutigen industriellen Automatisierungstechnik sind Anlagen, welche rund um die Uhr voll funktionsfähig zur Verfügung stehen, unabdingbar. Einerseits um der Notwendigkeit einer kosten deckenden Produktion gerecht zu werden. Andererseits gibt es Produktionen, bei denen der Betrieb nicht plötzlich zum Stehen kommen kann und darf, wie beispielsweise in der Energieproduktion. Fehlerfälle, wie eine Überlast- oder Kurzschlussfall-Situation, können elektrische Komponenten in ihrer Funktion behindern oder letztlich sogar zerstören. Die Folgen sind ein gestörter Produktionsablauf, welcher einen Stillstand der gesamten Produktion zur Folge haben kann.

Elektronische Strombegrenzungen haben die Aufgabe Fehlerströme zu begrenzen und/oder in letzter Konsequenz zu unterbrechen. Dadurch wird die Energiezufuhr zu den fehlerhaften Anlagenteilen begrenzt respektive unterbrochen. Nicht fehlerhafte Anlagenteile werden weiterhin mit Energie versorgt und können ihren Betrieb unbehindert weiterführen. Durch Diagnose- und Monitor-Möglichkeiten entsteht eine vereinfachte Fehlerfindung. Letztlich wird durch elektronische Strombegrenzungen die Anlagenverfügbarkeit wesentlich erhöht.

Es sei jedoch auch angemerkt, dass die Folgen von Fehlerfällen und den damit verbundenen defekten elektrischen Komponenten sehr wohl auch zu gefährlichen Anlagenzuständen führen können, Gefahren und Verletzungen für Leib und Leben sind als Folge dann nicht mehr ausgeschlossen. Beispielsweise weil Schutzeinrichtungen nicht mehr korrekt funktionieren oder es kommt zu einer derartigen Überhitzung von Leitungsisolationen in einer Überlast-Situation, dass letztlich ein Anlagenbrand die Folge ist.

Bei elektronischen Strombegrenzungen handelt es sich um Applikationen die Ströme und Spannungen in einem Leistungsbereich von wenigen hundert Watt im stationären Betrieb schalten. Im Überstromfall erreichen die Leistungen bis zu tausend Watt. Diese Anwendungen fallen in das Gebiet der sogenannten *Leistungselektronik*, weshalb im Rahmen der Forschungsfrage auch von der Entwicklung eines *Leistungsteils* die Rede ist.

1.2 Relevanz der Thematik

Nun sind elektronische Strombegrenzungen nicht die einzig verfügbaren Produkte und Technologien am Markt, welche die im Abschnitt zuvor erwähnte Funktion erfüllen. Berechtigterweise

gibt es eine andere Möglichkeit, welche im Folgenden erwähnt wird. Dabei werden die Vorteile von elektronischen Strombegrenzungen herausgearbeitet, um deren immer größer werdende Bedeutung zu unterstreichen.

1.2.1 Die Nachteile konventioneller elektrischer Schaltgeräte

Bereits seit Jahrzehnten im Einsatz befindliche Systeme zur Absicherung von Anlagen sind *Leitungsschutzschalter LS* (engl. *MCB - miniature circuit breaker*). Dabei handelt es sich um elektrische Schaltgeräte, mit einem elektro-mechanischen Schaltkontakt. Der klassische Leitungsschutzschalter basiert auf zwei Auslösemechanismen für zwei unterschiedliche Überstrom-Situationen. Zum einen die Unterbrechung einer Kurzschlussfall-Situation, durch einen schnellen elektromagnetischen Auslöser. Zum anderen eine thermische Abschaltung, durch ein Bimetall, welche die Leitung vor einer langfristigen Erwärmung mit Brandfolge schützt. Nachteile von mechanischen Schaltern im Vergleich zu elektronischen Schaltern sind [1, S. 1110]:

- Längere Schaltzeiten. Elektronische Schalter können Schaltzeiten im mittleren μs -Bereich erreichen, während die Schaltzeiten von Leitungsschutzschalter im ms -Bereich liegen.
- Mechanische Schalter unterliegen dem sogenannten *Kontaktprellen*, wodurch ein scharfes Unterbrechen eines Stromes eingeschränkt wird. Elektronische Schalter sind prellfrei.
- Anknüpfend an den oberen Punkt, kommt es bei elektronischen Schaltern auch zu keinem mechanischen Verschleiß. Die Qualität und Zuverlässigkeit des Schaltens bleibt über die diversen Ein-Aus-Schaltzyklen erhalten.
- Das Auslösen einer mechanischen Schalthandlung basiert beispielsweise auf einem thermischen und elektromagnetischen Kriterium. Somit ist der mechanische Schalter mit einer bestimmten Werkstoffeigenschaft verknüpft. Elektronische Schalter können gezielt gesteuert werden, was es ermöglicht definierte Zustände für bestimmte Betriebsfälle festzulegen. Beispielsweise kann so ein sicherer Zustand gewährleistet werden, der nach einer Spannungswiederkehr, nach einem Stromausfall, erhalten bleibt.

Neben den eben genannten Nachteilen von konventionellen Schaltgeräten im Vergleich mit elektronischen Schaltern gibt es einen weiteren technologischen Aspekt, welcher den Einsatz von Leitungsschutzschaltern immer unattraktiver macht. Die nachgelagerten Komponenten, wie Sensoren und Aktoren, benötigen eine Strom- und Spannungsversorgung. Diese Aufgabe übernehmen sogenannte *Stromversorgungen*, welche den meist zur Verfügung stehenden Wechselstrom in einer Produktionshalle auf das notwendige Gleichspannungsniveau transformieren. Allgemein werden diese Stromversorgungen auch als *Netzteile* bezeichnet.

Ursprünglich handelte es sich bei Netzteilen um Topologien, welche auf Transformatoren zur galvanischen Trennung basierten, weshalb eine direkte Verbindung zum überlagerten Wechselstromnetz existierte. Eine solche Topologie führt dazu, dass in Überstrom-Situationen sehr hohe Ströme fließen können. Solche Transformator-Stromversorgungen befinden sich mittlerweile am Ende ihrer Verbreitung und werden in absehbarer Zeit vom Markt vollständig verschwinden.

Heute bereits breit etabliert sind sogenannte *Getaktete Schaltnetzteile*. Diese Stromversorgungen haben den Vorteil, dass sie ihre Ausgangsspannung regeln. Dadurch wird ein zuverlässiger Betrieb bei einer schwankenden AC-Netzspannung ermöglicht. Um jedoch die verwendeten elektronischen Schalter in getakteten Schaltnetzteilen schützen zu können ist bei diesen Netzteilen die Ausgangsleistung begrenzt. Ein unerwünschter Nebeneffekt, der dazuführt, dass Überströme nur einen definierten Wert erreichen können, der wesentlich tiefer liegt als jene Überströme von Transformator-Netzteilen. [2, S. 2]

Konventionelle Leitungsschutzschalter sind jedoch ausgelegt erst bei dem 5-10 fachen Nennstrom auszulösen. Oft wird dieser Auslösestrom nun aber nicht mehr erreicht. Das Auslösen des Leitungsschutzschalters wird dann nur mehr dadurch erreicht, dass letztlich der thermische Auslöser reagiert. Solange fließt jedoch ein zu hoher Überstrom. Abgesehen davon, dass dieser Überstrom bereits nachgelagerte Komponenten beschädigen oder zerstören kann, führt dieser Umstand noch zu einem anderen Problem, welches der folgende Abschnitt beschreibt.

1.2.2 Selektivität

Der Begriff *Selektivität* bezeichnet in der Elektrotechnik die Fähigkeit eines Systems in Überstrom-Situation nur die betreffenden Fehlerstellen vom restlichen unversehrten System zu trennen. Dies hat jenen Vorteil, dass im Fehlerfall das System zum Teil noch funktionsfähig bleibt und Teile der Applikation unbehindert weiterlaufen können.

Tritt ein Überstrom auf, so bricht die Ausgangsspannung der getakteten Stromversorgung ein, damit der Überstrom begrenzt wird (die Ausgangsleistung ist invariant). Dies hat jedoch Auswirkungen auf alle Komponenten, welche durch diese Stromversorgung versorgt werden. Wird die Anlage selektiv aufgebaut, so ist es möglich im Fehlerfall nur den fehlerhaften Teil abzutrennen. Der Überstrom wird abgeschaltet und die Ausgangsspannung baut sich wieder auf. Viele Anlagenkomponenten sind zwar ausgelegt um kurzzeitige Spannungsunterbrechungen auszugleichen, jedoch handelt es sich dabei um einen Zeitraum kleiner 20ms. [2, S. 2]

Selektivität im Anlagenbau wird erreicht, indem mehrere konventionelle Leitungsschutzschalter verwendet werden oder eine elektronische Strombegrenzung mit mehreren Kanälen zum Einsatz kommt. Abbildung 1.1 und 1.2 zeigen Beispiele zur Durchführung. Von der Stromversorgung werden 24V DC Ausgangsspannung zur Verfügung gestellt, welche über mehrere Leitungsschutzschalter (Abbildung 1.1) respektive mehrere Kanäle einer elektronischen Strombegrenzung (Abbildung 1.2) aufgeteilt wird.

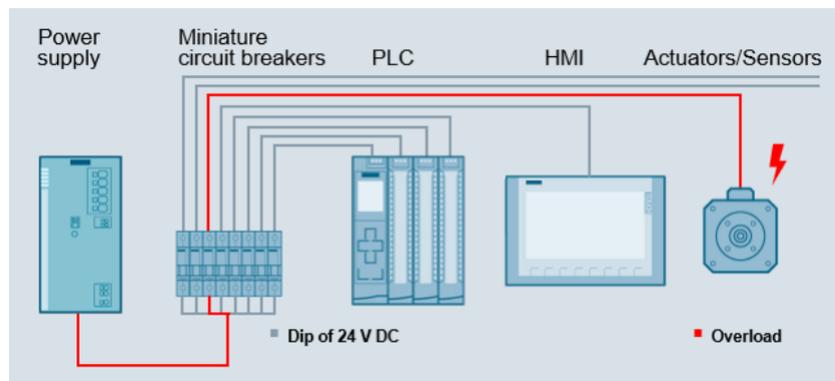


Abbildung 1.1: Selektivität durch Leitungsschutzschalter [2]

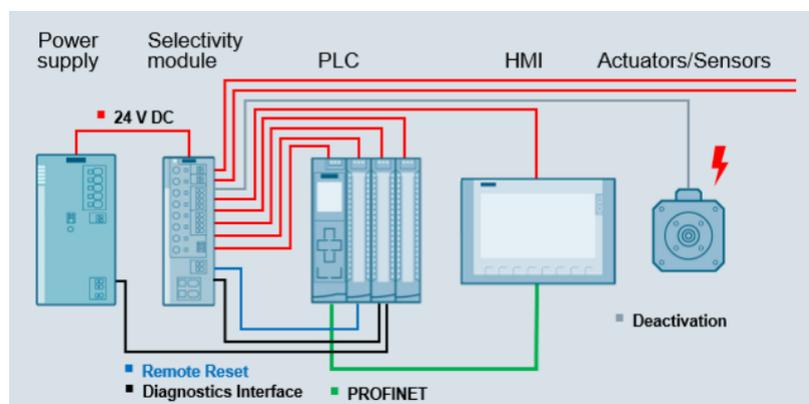


Abbildung 1.2: Selektivität durch eine elektronische Strombegrenzung [2]

Aufgrund der im Abschnitt zuvor erwähnten Nachteile von heute überwiegend eingesetzten getakteten Stromversorgungen ist Selektivität durch Leitungsschutzschalter nicht mehr zuverlässig zu erreichen, da die begrenzten Überströme nicht zu einer Auslösung führen beziehungsweise das Auslösen zu lange dauert. Elektronische Strombegrenzungen besitzen hier einen großen Vorteil, da sie die Anlagenverfügbarkeit durch Selektivität sichern und unterstützen. Hersteller verwenden daher auch den treffenden Namen eines *Selektivitätsmoduls*. Der Unterschied zwischen Abbildung 1.1 und 1.2 ist, dass bei der Leitungsschutzschalter-Variante die Ausgangsspannung der Stromversorgung eingebrochen ist und nur mehr der begrenzte Überstrom fließt. Die Variante mit der elektronischen Strombegrenzung hat den fehlerhaften Pfad abgeschaltet, alle restlichen Komponenten werden weiterhin mit Strom und Spannung versorgt. [2, S. 2]

Der Vollständigkeit halber sei erwähnt, dass es auch Lösungen in der Praxis gibt, die eine Selektivität mittels Leitungsschutzschalter erlauben und unterstützen. Beispielsweise speziell entwickelte getaktete Stromversorgungen mit *power boost* Ausgängen. Diese liefern in einer Überstrom-Situation kurzzeitig den bis zu 6-fachen Überstrom, um den Leitungsschutzschalter sicher zum

Auslösen zu bringen. Eine andere Möglichkeit ist die Verwendung von Pufferkondensatoren, um den Ausgangsstrom zu erhöhen. Aufgrund des Zusammenhangs zwischen dem ohmschen Widerstand $R_{Leitung}$ einer Leitung und dessen Querschnitt A , gemäß Formel (1.1), eröffnet sich auch hier eine Möglichkeit die Auslegung des Leitungsschutzschalters korrekt durchzuführen. Erhöht man den Querschnitt, sinkt der ohmsche Widerstand $R_{Leitung}$, was letztlich den auftretenden Überstrom erhöht. [2, S. 2–3]

$$R_{Leitung} = \rho \cdot \frac{l}{A} \quad (1.1)$$

Elektronische Schalter können (theoretisch) beliebig fein auf ihren Auslösestrom ausgelegt werden und bieten daher eine große Flexibilität. Es bedarf keinen zusätzlichen Lösungen und Konstrukten um den Überstrom künstlich zu erhöhen. Letztlich sind die Kosten für getaktete Stromversorgungen mit Power Boost Ausgängen und das Verwenden von dickeren Querschnitten höher, sodass damit bereits die tendenziellen Mehrkosten von elektronischen Strombegrenzungen ausgeglichen werden können. Die Mehrkosten spiegeln sich auch darin wieder, dass diese Lösungen mehr Platz im Schaltschrank benötigen und es einen höheren Planungsaufwand, durch entsprechend ausgebildetes Personal erfordert.

Letztlich gibt es aber noch weitere Vorteile und Anforderungen in der Zukunft, welche nur durch elektronische Lösungen geboten werden können und damit die Mehrkosten abgegolten werden sowie deren Relevanz weiter unterstreicht.

1.2.3 Ein Blick in die Zukunft

Die stetig wachsende Bedeutung von Automatisierung und Digitalisierung in Kombination mit der Kommunikation unter dem Begriff *Industrie 4.0* treiben den Fortschritt im Bereich der Produktionsanlagen. Für Digitalisierungs- und Kommunikationslösungen bedarf es moderner elektronischer Lösungen.

Der Einsatz von Rechner-gestützten Systemen macht es möglich elektronische Strombegrenzungen zu programmieren. Dies erlaubt es sie flexibel bezüglich ihres Auslösestromes und Auslösekriteriums zu gestalten und während ihrer Lebensdauer zu adaptieren. Zahlreiche Diagnose- und Monitormöglichkeiten, welche an andere intelligente Systeme, wie beispielsweise eine Stromversorgung oder einen Industrie-PC weitergeleitet werden können, runden die Hülle an Vorteilen von elektronischen Strombegrenzungen ab.

Die Digitalisierung in der Kombination mit der Energiewende sorgen auch für die Ergründung neuer Prinzipien, wie Produktionshallen in der Zukunft aussehen könnten. Sogenannte *DC-Facilities* sind aktuell bereits konzeptionell ausgestaltet, wie beispielsweise das *Systemkonzept DC-Industrie2* des *Konsortium DC-Industrie2* zeigt.

Ein solches DC-Konzept vereint die vielen Vorteile, welche durch Gleichstrom im Gegensatz

zu Wechselstrom gegeben sind. Damit werden in Zukunft auch die Anforderungen und Anwendungsgebiete an die Steuerungen, Stromversorgungen und letztlich auch an die elektronischen Strombegrenzungen breiter. Die Integration in ein solches Konzept braucht eine Kommunikationsmöglichkeit und die Notwendigkeit digitale Lösungen zu implementieren. Einzig elektronische Strombegrenzungen werden hier im Stande sein diesen technologischen Anforderungen zu folgen.

1.3 Problematik der Thematik

Nun sind elektronische Strombegrenzungen bereits seit rund zwei Jahrzehnten am Markt etabliert und erfreuen sich immer größerer Nachfrage. Damit verbunden steigt auch die Zahl der Hersteller, was letztlich für etablierte Hersteller einen Preisdruck nach sich zieht. Veränderungen und Weiterentwicklungen von bestehenden Topologien und die Implementierung neuer Funktionalitäten auf der einen Seite. Auf der anderen Seite die Produkte und die Produktion zu vergünstigen, zählen zu den Herausforderungen in der Zukunft.

Hinzu kommt hierbei der Umstand, dass sich auch die Rahmenbedingungen laufend ändern und die Entwicklung von Geräten dieser Art begünstigen können, aber auch behindern. Gerade technologische Veränderungen bei den zu Grunde liegenden elektronischen Schaltern haben ihren Schwerpunkt in den letzten Jahren zugunsten der Automobilindustrie verlagert. Wegen den massiv gestiegenen Anwendungen der Leistungselektronik in den Automobilen, stieg der Preisdruck. Um die Autos in den Kosten nicht explodieren zu lassen, mussten die Bauteilhersteller ihre Technologien anpassen, um kostengünstige Produkte bereitstellen zu können.

Diese technologischen Veränderungen sind nicht optimal für die Entwicklung von elektronischen Strombegrenzungen, da sich die Anforderungen an elektronische Schalter in der Automobilindustrie, von jenen in der Industrie entfernen. Die eingangs erwähnten Konzepte für DC-Factories und DC-Verteilnetze können letztlich dafür sorgen, dass es einen höheren Spannungsbedarf, abseits der heute üblichen 12V-, 24V- und 48V DC Spannungen geben kann.

Dadurch ist es notwendig heutige Topologien und Konzepte auszuweiten, abzuändern und universell zu gestalten, sodass Bauteilverfügbarkeiten steigen, Kosten optimiert werden und der Umstieg in höhere Spannungen für die kommenden Jahre und Jahrzehnte gesichert ist.

1.4 Forschungsfrage

Im Rahmen dieser Arbeit soll ein Leistungsteil einer industriellen elektronischen Strombegrenzung konzeptioniert, implementiert, aufgebaut und verifiziert werden. Folgenden Eckpunkten soll der Leistungsteil unterliegen:

- Kostenoptimiert
- Rücksichtnahme auf aktuelle und zukünftige technologische Gegebenheiten
- Einsatz von Technologien und Konzepten, welche adaptierbar und erweiterbar sind
- *single-source*-Abhängigkeiten sind zu vermeiden
- Funktionalität heutiger am Markt befindlicher elektronischer Strombegrenzungen

1.5 Methodik und Durchführung

Abschließend folgt ein Abschnitt über die Methodik und Durchführung dieser Arbeit.

Im folgenden *Kapitel 2 Stand der Technik* werden grundlegende Informationen zu elektronischen Strombegrenzungen und elektronischen Schaltern sowie deren Anforderungen erarbeitet und präsentiert. Durch die Recherche von facheinschlägiger Literatur und einer Analyse des aktuellen industriellen Umfeldes, findet eine umfassende Auseinandersetzung mit der Thematik statt.

Aufbauend auf diesen Informationen werden im darauf anknüpfenden *Kapitel 3 Lösungsansätze und Konzeptfindung* selbige diskutiert. Dafür werden die zuvor gesammelten technologischen und industriellen Gegebenheiten berücksichtigt und Anforderungen abgeleitet. Bauteil Recherchen bilden dabei die Grundlage. Letztlich wird ein finales Konzept formuliert, welches die zuvor beschriebene Forschungsfrage am Besten erfüllt.

Dieses finale Konzept wird im *Kapitel 4 Implementierung und Aufbau* unter Zuhilfenahme von facheinschlägiger Literatur mit Schaltungstopologien implementiert und aufgebaut. Das *Kapitel 5 Messungen und Verifikation* wird den Aufbau testen und auf dessen Funktionalität verifizieren.

In *Kapitel 6 Diskussion und Analyse* werden die Ergebnisse der Implementierung und der Messungen analysiert und beurteilt. Das finale Konzept wird anhand der zuvor gestellten Kriterien der Forschungsfrage bewertet. Abschließend erfolgt in *Kapitel 7 Zusammenfassung* ein Überblick der gesamten vorliegenden Arbeit und deren Inhalte. Die Arbeit endet mit einem Ausblick, wie mit den gesammelten und neu gewonnenen Erkenntnissen zu dieser Thematik in Zukunft weiter gearbeitet werden kann.

KAPITEL 2

Stand der Technik

Das vorliegende Kapitel behandelt die relevanten Grundlagen zur Thematik und aktuell in Verwendung befindliche Konzepte und Technologien am Markt. Die hier präsentierten Grundlagen und Inhalte haben Relevanz, um in weiterer Folge die abgeleiteten Lösungsansätze und Gedankengänge in *Kapitel 3 Lösungsansätze und Konzeptfindung* nachvollziehen zu können.

2.1 Elektronische Strombegrenzung

Dieser Abschnitt behandelt den grundlegenden Aufbau der thematisierten elektronischen Strombegrenzungen sowie heute im Einsatz befindliche Arbeitsweisen.

2.1.1 Grundlegender Aufbau

Abbildung 2.1 zeigt den schematischen Aufbau einer elektronischen Strombegrenzung. Herzstück einer jeden elektronischen Strombegrenzung ist der *elektronische Schalter* (engl. *Power Switch*). Elektronische Schalter sind Halbleiterbauelemente, wie beispielsweise Bipolar-Transistoren oder Feldeffekttransistoren. In weiterer Folge wird daher die Bezeichnung *Halbleiterschalter* verwendet.

Dem Halbleiterschalter kommt die elementare Hauptaufgabe der gesamten Applikation zu, indem er die Energiezufuhr unterbricht oder begrenzt. Für weitere Erläuterungen und aktuell im Gebrauch befindliche Halbleiterschalter siehe *Abschnitt 2.2 Der Halbleiterschalter*.

Ausgangsspannung U_{OUT} für die Lasten zur Verfügung stellt, speist in direkter Linie die elektronische Strombegrenzung. Von dieser gelangt die Ausgangsspannung U_{OUT} über mehrere selektive Ausgänge zu den Lasten. Im Falle einer low-side-Beschaltung wird die elektronische Strombegrenzung zwischen den Lasten und der Masseleitung der Stromversorgung platziert.

Die Treiberschaltung wiederum erhält ihre Steuerbefehle über eine Steuereinheit, wie beispielsweise einen μ Controller. Der μ Controller kann die gemessenen Informationen von Strom, Spannung und Temperatur einlesen und auf Basis dieser, Schaltbefehle an die Treiberschaltung ausgeben. Je nach Arbeitsweise der elektronischen Strombegrenzung können die Steuerbefehle auch über einen Regelkreis geführt werden, der analog und/ oder digital ausgeführt sein kann. Dies ist in Abbildung 2.1 nicht dargestellt, stellvertretend für diesen Absatz steht der mittig platzierte Microcontroller-Block.

Die restlichen Blöcke in Abbildung 2.1 komplettieren den grundlegend notwendigen Aufbau zu einem industriellen Produkt. Dabei handelt es sich um eine eigenständige interne DC- Hilfsversorgung, welche die Versorgung der Treiberschaltung, der Regelkreise, des μ Controllers usw. übernimmt. Des Weiteren sind Kommunikationsschnittstellen- und Speichermöglichkeiten ersichtlich. Dadurch ergeben sich eine Reihe an Diagnose- und Monitormöglichkeiten während dem Betrieb und nach Auftreten einer Überstrom-Situation.

2.1.2 Grundlegende Arbeitsweisen

Heute im Einsatz befindliche elektronische Strombegrenzungen lassen sich grundsätzlich in eine *schaltende* und eine *begrenzende* Arbeitsweise unterteilen beziehungsweise eine Kombination aus beiden Arbeitsweisen.

Abbildung 2.2 und 2.3 zeigen anhand von Strom- und Spannungsverläufen die Unterschiede. I_L bezeichnet den fließenden Laststrom, U_{OUT} stellt die Ausgangsspannung der vorgelagerten Stromversorgung dar. Zum Zeitpunkt t_0 kommt es zu einem Überstrom. Im Falle einer Abschaltung wird der Überstrom abgeschaltet. Dies führt dazu, dass zum Zeitpunkt t_1 in Abbildung 2.2 der fehlerhafte Laststrom I_L zum Erliegen kommt.

Im Falle einer Begrenzung wird der Überstrom auf einen definierten Stromwert begrenzt, wie beispielsweise der zweifache Nennstrom I_N . Anschließend ergeben sich zwei Möglichkeiten, wie sie in Abbildung 2.3 dargestellt sind.

Fällt der Überstrom zum Zeitpunkt t_1 von alleine wieder ab, so kann der Laststrom I_L weiterhin fließen und die Last weiterhin versorgen. Fällt der Überstrom nicht von alleine ab, so ist eine Abschaltung zum Zeitpunkt t_2 notwendig, um den Halbleiterschalter vor einer thermischen Überlastung zu schützen.

In beiden Arbeitsweisen befinden sich die typischen Zeitintervalle $t_0 - t_1$ und $t_0 - t_2$ im Bereich einiger hundert μ s bis wenige dutzend ms. Die Entscheidung der Arbeitsweise und die Differenz zwischen den Zeiten t_0 , t_1 und t_2 sind im Rahmen des Entwicklungsprozesses zu treffen. Abhängig

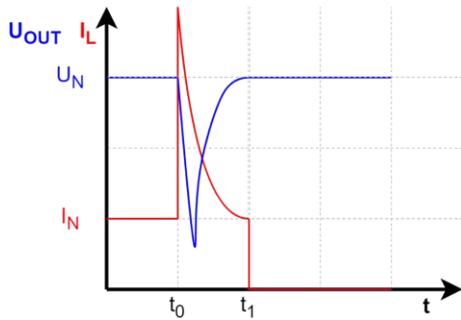


Abbildung 2.2: Abschalten eines Überstromes

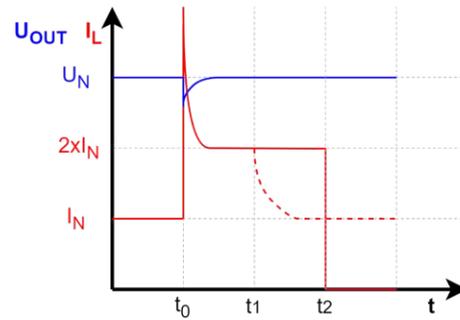


Abbildung 2.3: Begrenzen eines Überstromes

von dem industriellen Segment das man schützen möchte und den zur Verfügung stehenden finanziellen Mitteln. Sollen die Vorteile für den Produktionsbetrieb im Vordergrund stehen, so ist einer begrenzenden Arbeitsweise der Vorzug zu geben. Da in dieser Variante weiterhin ein Stromfluss zugelassen wird, werden die Lasten weiterhin versorgt und der Produktionsablauf kann fortgeführt werden. Dieses Zeitfenster kann zum Beispiel genutzt werden um die Anlage in einen sicheren Zustand zu überführen und davor noch die letzten Produktionsdaten abzuspeichern. Handelt es sich nur um einen temporären Überstrom, so wird dieser Überstrom begrenzt, bis er selbstständig abklingt. Der Produktionsablauf ist über den gesamten Zeitraum gesichert.

Eine schaltende Arbeitsweise besitzt diesen Vorteil nicht, da bei Auftreten eines Überstromes abgeschaltet wird. Der Zeitpunkt zu dem abgeschaltet wird, wird in der Praxis häufig durch sogenannte *Abschaltcharakteristiken* festgelegt. Abbildung 2.4 zeigt das Beispiel einer solchen Charakteristik. Je höher der auftretende Überstrom ist, umso schneller wird abgeschaltet. Üblicherweise findet die Bemessung der Abschaltzeiten in Abhängigkeit des Nennstromes I_N statt.

Kurze Überlasten führen daher bei dieser Arbeitsweise auch nicht zwingend zum kompletten Abschalten. Jedoch besitzt diese Arbeitsweise im Vergleich zu einer begrenzenden Arbeitsweise einen großen Nachteil in Hinblick auf die Selektivität. Die Spannungsverläufe der vorgelagerten Ausgangsspannung U_{OUT} in Abbildung 2.2 und 2.3 erläutern den Nachteil.

Bei der schaltenden Arbeitsweise bricht die Ausgangsspannung U_{OUT} deutlich ein, was alle restlichen Verbraucher an diesem Spannungspotential betrifft (vergleiche Abbildung 1.1). Das bedeutet, dass die Abschaltcharakteristik enge Grenzen vorgegeben bekommt, da ansonsten der Vorteil der Selektivität nicht mehr gegeben ist. Bei einer begrenzenden Arbeitsweise hingegen ist der Spannungseinbruch in der Ausgangsspannung U_{OUT} minimal, aufgrund der raschen Strombegrenzung.

Dies ist schaltungs-topologisch bedingt und auch der Grund warum begrenzende Arbeitsweisen in der Entwicklung und Produktion aufwendiger und teurer sind. Die Anforderungen an das Schaltungskonzept und die Steuerung/ Regelung sind deutlich höher. Des Weiteren braucht es

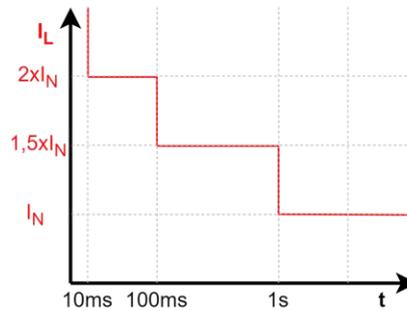


Abbildung 2.4: Beispiel einer Abschaltcharakteristik

Halbleiterschalter, welche im Stande sind den thermischen Belastungen standzuhalten, was sich in erhöhten Bauelement-Kosten widerspiegelt.

2.2 Der Halbleiterschalter

Wie bereits in der Einleitung erwähnt, verbindet alle elektronischen Schaltgeräte die Tatsache, dass es sich dabei um einen Schaltvorgang handelt. Bei elektronischen Strombegrenzungen bildet der Halbleiterschalter die wichtigste Komponente der gesamten Applikation. Im Folgenden werden daher zuerst die theoretischen Grundlagen zu Halbleiterschaltern und deren Anforderungen für elektronische Strombegrenzungen präsentiert.

Es folgt eine kurze Vorstellung von aktuell im Einsatz befindlichen Halbleiterschaltern und deren hauptsächlichen Unterscheidungsmerkmalen. Abschließend erfolgt ein Abschnitt zur thermischen Auslegung von Halbleiterschaltern, welcher maßgebliche Relevanz für die vorliegende Arbeit besitzt.

2.2.1 Grundlagen und Anforderungen Halbleiterschalter

Die Anfänge von abschaltbaren Halbleiter-Bauelementen bildete der *Bipolartransistor*, welcher in den heutigen Anwendungen der Leistungselektronik weitgehend durch *MOSFETs* und *IGBTs* ersetzt wurde. [4, S. 41]

Nichtsdestotrotz bildet die Abbildung der Funktion und das Prinzip des Bipolartransistors den Inhalt dieses Abschnitts, um die grundlegende Funktionsweise von Halbleiterschaltern zu verstehen. Die vorgestellten Halbleiterschalter in den nachfolgenden Abschnitt arbeiten nach einem (fast) gleichen Prinzip und sind (fast) gleich einzusetzen. Des Weiteren werden bei den folgenden grundlegenden Erklärungen über die Funktionsweise die relevanten Punkte für elektronische Strombegrenzungen eingearbeitet.

Der Bipolartransistor ist ein *stromgesteuertes Bauelement*, welches drei elektrische Anschlüsse besitzt - die *Basis B*, den *Kollektor C* und den *Emitter E*. Es werden zwei grundsätzliche Bauarten unterschieden, der npn-Typ und der pnp-Typ. Dies ergibt sich aus der Halbleiter-Zusammensetzung. Abbildung 2.5 zeigt die Halbleiter-Struktur eines npn-Transistors und sein Schaltsymbol. [4, S. 41–42]

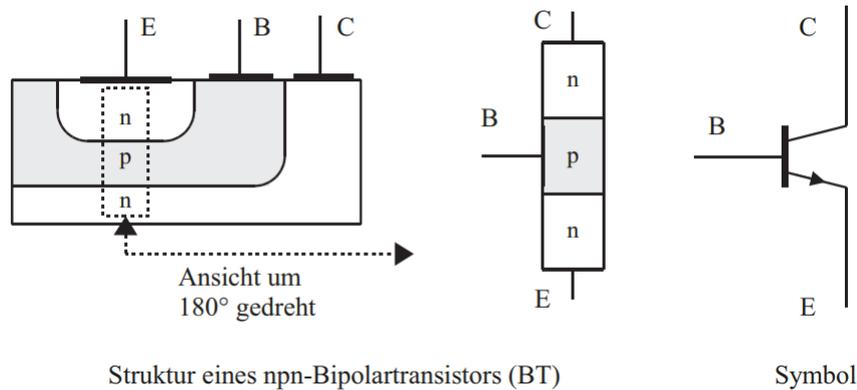


Abbildung 2.5: Struktur eines npn-Bipolartransistors und das Schaltsymbol [4]

Denkt man sich statt dem Power Switch in Abbildung 2.1 das Schaltsymbol aus Abbildung 2.5, so ergeben sich die Funktionen der einzelnen Anschlüsse. Die Anschlüsse Kollektor C und Emitter E werden mit der Stromversorgung und den Lasten verbunden. Im Falle einer high-side-Beschaltung ist der Kollektor mit einer vorgelagerten Stromversorgung verbunden und der Emitter mit den nachgelagerten Lasten. Der Basisanschluss ist intern mit der Treiberschaltung verbunden, über welche die Schaltbefehle erfolgen. Wie bereits erwähnt besitzt die high-side-Beschaltung im industriellen Umfeld eine größere Bedeutung, weshalb in weiterer Folge immer von einer solchen Beschaltung ausgegangen wird.

Je nach Beschaltung eines Halbleiterschalters ergibt sich aufgrund der anliegenden Spannungen zwischen den Anschlüssen ein sogenannter Arbeitspunkt. Dieser definiert in weiterer Folge den Stromfluss durch das Bauelement. Auskunft darüber gibt das sogenannte *Ausgangskennlinienfeld*, welches vereinfacht schematisch in Abbildung 2.6 dargestellt ist. Führt man die Beschaltung, wie im Absatz zuvor beschrieben, durch, so ergeben sich die folgenden drei relevanten Arbeitspunkte für die Applikation als elektronische Strombegrenzung.

- **Leitbetrieb:** Vergleichbar mit einem geschlossenen mechanischen Schalter. Der Laststrom I_L fließt nahezu ungehindert von der Stromversorgung durch den Halbleiterschalter zu der Last. Nahezu die gesamte Ausgangsspannung U_{OUT} liegt an der Last. Ein im Vergleich vernachlässigbarer Spannungsabfall (vergleiche Formel (2.1)) ergibt sich im Bauelement durch den Durchgangswiderstand R_{CE} , welcher auch für die Leitungsverluste (vergleiche

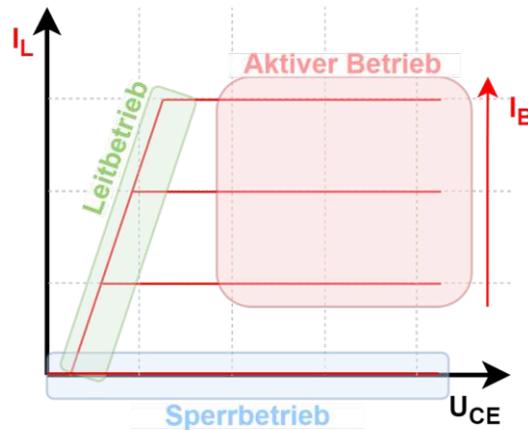


Abbildung 2.6: Vereinfachtes Ausgangskennlinienfeld Bipolartransistor

Formel (2.2) verantwortlich ist.

$$U_{CE_{Leitend}} = R_{CE} \cdot I_L \quad (2.1)$$

$$P_{V_{Leitend}} = U_{CE_{Leitend}} \cdot I_L \quad (2.2)$$

Damit es jedoch zu einem Stromfluss kommt, muss die Treiberschaltung ein entsprechendes Stromsignal in die Basis einprägen - d.h. stromgesteuertes Bauelement. Ist der eingeprägte Basisstrom I_B hoch genug, kann in diesem Arbeitspunkt der gesamte Laststrom I_L nahezu ungehindert durch das Bauelement fließen. In diesem leitenden Arbeitspunkt bezeichnet man den Bipolartransistor auch als *gesättigt*.

- **Sperrbetrieb:** Vergleichbar mit einem geschlossenen mechanischen Schalter. Wird am Basisanschluss kein Stromsignal eingepägt (Basisstrom $I_B = 0A$), so kommt es zu keinem Laststrom I_L . Die Ausgangsspannung U_{OUT} liegt daher in voller Höhe zwischen den Anschlüssen Kollektor C und Emitter E.
- **Aktiver Betrieb:** Bei den zwei eben zuvor genannten Arbeitspunkten handelt es sich um nahezu leistungslose/verlustlose Zustände. Entweder fließt der nahezu gesamte Laststrom I_L und es liegt nahezu keine Spannung U_{CE} am Bipolartransistor an oder der umgekehrte Fall liegt vor. Der aktive Betrieb ist ein Arbeitspunkt in dem nun ein bis zum vollständigen Laststrom I_L fließender Strom durch das Bauteil fließen kann. Gleichzeitig liegt eine Spannung U_{CE} bis zur Höhe der Ausgangsspannung U_{OUT} an. Dies stellt eine allgemeine Überstrom-Situation dar. Je nach Stromeingprägung an den Basisanschluss kann der Laststrom I_L abgeschaltet oder begrenzt werden, denn in diesem Arbeitspunkt arbeitet der Bipo-

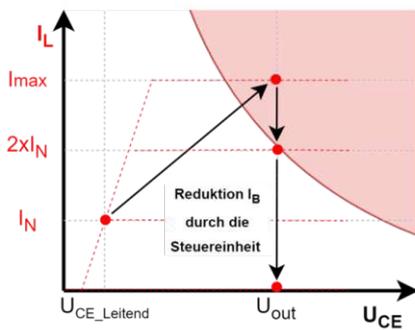


Abbildung 2.7: Ausgangskennlinienfeld Überstrom Situation

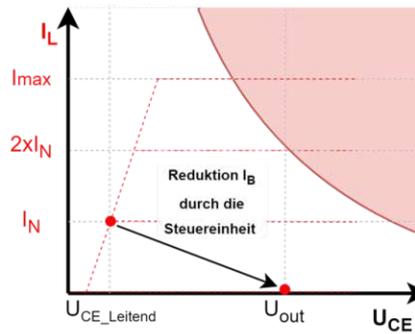


Abbildung 2.8: Ausgangskennlinienfeld Ausschalten

lartransistor als gesteuerter Widerstand. Je nachdem wie groß der Basisstrom I_B eingepreßt wird, fließt ein dazu proportionaler Laststrom I_L . Aufgrund dieser Proportionalität ist daher auch vom *Linearbetrieb* die Rede. In diesem Arbeitspunkt wird Leistung am Bipolartransistor umgesetzt, was sich in der Erwärmung des Bauteils widerspiegelt.

Abbildung 2.7 zeigt exemplarisch wie sich die Arbeitspunkte in einer Überstrom-Situation verändern und wie eine elektronische Strombegrenzung darauf reagiert. In einer Überstrom-Situation verändern sich die Spannungsverteilungen in der Anordnung, weshalb plötzlich die gesamte oder ein Teil der Ausgangsspannung U_{OUT} am Halbleiterschalter anliegt. Zusätzlich erhöht sich der Laststrom I_L aufgrund einer Überstrom-Situation. Aus einem nahezu leistungslosen/verlustlosen Zustand wird ein Arbeitspunkt mit sehr hohen Verlusten. Dies äußert sich in der starken thermischen Erwärmung des Halbleiterschalters.

Ausschlaggebend für die Zerstörung eines Halbleiterschalters ist die Verlustenergie, somit das Integral der Verlustleistung über die Zeit, wie Formel (2.3) zeigt.

$$E_{Verlust} = \int_{t_0}^{t_1} (I_L \cdot U_{CE}) dt \quad (2.3)$$

Für jeden Halbleiterschalter finden sich in den jeweiligen Datenblättern Angaben zur maximalen Verlustleistung. Dieser Bereich ist in Abbildung 2.7 rot schraffiert dargestellt. Des Weiteren finden sich im Datenblatt Angaben zur maximalen Verlustenergie, in Abhängigkeit der Verlustleistung. Der *Abschnitt 2.2.3 Thermische Auslegung* behandelt diese Thematik gesondert.

Abbildung 2.8 zeigt exemplarisch wie sich die Arbeitspunkte im Ausschaltfall verändern, ohne Auftreten einer Überstrom-Situation. Aus diesen beschriebenen Arbeitspunkten lassen sich die Anforderungen an den Halbleiterschalter für elektronische Strombegrenzungen ableiten. Mit den Anforderungen verbunden sind die Arbeitsweisen schaltend und begrenzend.

Für eine begrenzende Arbeitsweise sind hohe Anforderungen an die thermische Belastbarkeit des Halbleiterschalters gefordert. Der Überstrom wird aktiv auf einen definierten Wert begrenzt, die Spannung am Halbleiterschalter bleibt jedoch gleich. Solange die Verlustenergie im Vertretbaren Rahmen ist, wird begrenzt. Ist das Bauelement thermisch erschöpft wird abgeschaltet. In Abbildung 2.7 wird der fehlerhafte Laststrom I_L auf den zweifachen Nennstrom I_N begrenzt, dieser Arbeitspunkt liegt im gerade noch vertretbaren Verlustleistungsbereich. Ist die maximale Verlustenergie erreicht, muss auch dieser Arbeitspunkt verlassen werden und der Laststrom I_L wird abgeschaltet.

Auf welchen Wert in der Überstrom-Situation begrenzt wird und für welche Dauer hängt somit maßgeblich vom eingesetzten Halbleiterschalter ab. Es ist nachvollziehbar, dass sich eine hohe thermische Robustheit deutlich in den Bauelementkosten niederschlägt. Abgesehen von den hohen Bauteilkosten gilt es auch weiters zu bedenken, dass je mehr Verlustenergie man zulässt, umso höher werden auch die Anforderungen, die entstehende Wärme aus den Produktgehäusen abzuführen. Der Aufwand für die Kühlung steigt, der zur Verfügung stehende Platz reduziert sich jedoch, da die Abmessungen der Halbleiterschalter entsprechend größer ausfallen müssen. Bei begrenzenden Arbeitsweisen gilt es daher einen Kompromiss zwischen der Funktionalität und den dadurch entstehenden Bauteil- und Entwicklungskosten zu treffen.

Bei einer schaltenden Arbeitsweise müssen die Anforderungen an die thermische Robustheit nicht so groß sein, da die auftretende Verlustenergie im Vergleich zu einer begrenzenden Arbeitsweise viel geringer ausfällt. Bei schaltenden Arbeitsweisen sind die Anforderungen an den Halbleiterschalter primär an seine maximale Momentan-Verlustleistung und Schaltgeschwindigkeit gerichtet. Dementsprechend kostengünstiger sind Halbleiterschalter, ausgelegt für einen reinen Schaltbetrieb, im Gegensatz zu Halbleiterschaltern ausgelegt für einen Linearbetrieb.

2.2.2 Auswahl relevanter Halbleiterschalter

Es folgt eine kurze Vorstellung verschiedener, für die vorliegende Arbeit relevanter, Halbleiterschalter(-Prinzipien). Der Fokus liegt auf den jeweiligen Unterschieden zueinander, da die zuvor beschriebene Funktionsweise und die Arbeitspunkte (fast) ident sind. Die Bezeichnungen der Bauteilanschlüsse verändern sich und daraus resultierend die Achsenbeschriftungen im Ausgangskennlinienfeld.

Der bipolare Leistungstransistor

Anhand des Bipolartransistors wurde das Prinzip und die Grundlagen von Halbleiterschaltern erläutert. Dieser ist heute meist als sogenannter *Signaltransistor* im Einsatz und fällt damit nicht in die Leistungselektronik. Damit ein solcher Bipolartransistor jedoch den Anforderungen der Leistungselektronik gerecht wird, sind Veränderungen in der Struktur notwendig, welche durch

Änderungen im Halbleiteraufbau bewerkstelligt werden. [4, S. 47]

Abbildung 2.9 zeigt die Struktur eines bipolaren npn Leistungstransistors. An der Funktionsweise und den Arbeitspunkten des Ausgangskennlinienfeld ergeben sich keine Unterschiede. Nachteilig ist bei einem bipolaren Leistungstransistor der hohe Ansteuerungs-Leistungsbedarf für den einzugeprägenden Basisstrom I_B .

Ein Vergleich mit Abbildung 2.5 zeigt, dass sich im Halbleiteraufbau Unterschiede ergeben, um die notwendige Spannungsfestigkeit in der Leistungselektronik zu erreichen.

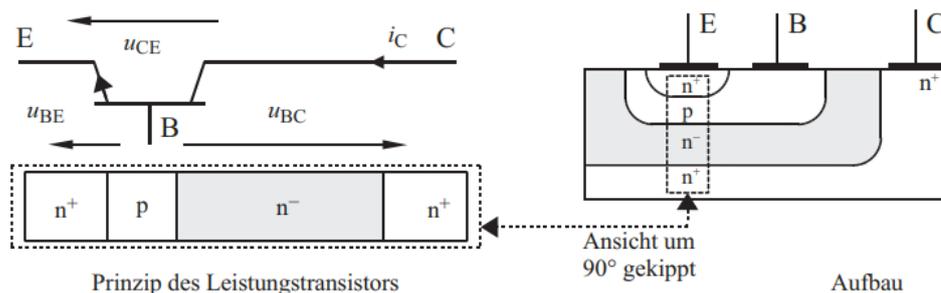


Abbildung 2.9: Struktur eines bipolaren npn Leistungstransistors [4]

Der MOSFET

Der Begriff *MOSFET* steht für *Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor*. Im Vergleich zum Bipolartransistor handelt es sich hierbei um einen *spannungsgesteuerten (feldgesteuerten)* Halbleiterschalter. Das Bauteil besitzt ebenfalls drei Anschlüsse - Drain - Gate - Source. Im Gegensatz zum bipolaren (Leistungs-)Transistor wird hier durch Anlegen einer Spannung zwischen dem Gate- und Source-Anschluss der Schaltvorgang gesteuert. Ist die Gate-Kapazität C_{GS} durch die angelegte Gate-Source-Spannung U_{GS} einmal aufgeladen, so fließt kein Strom mehr in den Gate-Anschluss. Die stationäre Ansteuerung erfolgt daher leistungslos/verlustlos, einer der Vorteile des MOSFETs.

Es wird hier zwischen einem n-Kanal-Typ und einem p-Kanal-Typ unterschieden. Die wichtigsten Charakteristika bei der Auswahl eines MOSFETs sind die Drain-Source-Spannung U_{DS} , der Drain-Source-Strom I_{DS} und der Durchlasswiderstand $R_{DS(on)}$, in Analogie zum bipolaren (Leistungs-)Transistor. Abbildung 2.10 zeigt die Struktur eines n-Kanal MOSFETs und dessen Schaltsymbol.

In Abbildung 2.10 handelt es sich um eine sogenannte *planare* Struktur. Diese zeichnet sich dadurch aus, dass der gesamte Laststromfluss über einen Kanal (*Inversionskanal*) an der Halbleiteroberfläche geführt wird. Dies hat jenen Nachteil, dass die entstehenden Wärmeverluste schlecht abgeleitet werden können. Des Weiteren wird nur ein Teil der Halbleiter-Kristallfläche ausgenutzt, was nicht optimal ist. Für größere Spannungen und Ströme eignet sich eine planare Struktur daher

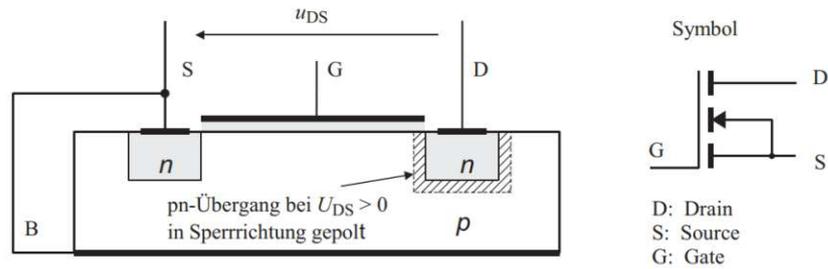


Abbildung 2.10: Planare Struktur eines n-Kanal MOSFETs und dessen Schaltsymbol [4]

weniger. Abhilfe schafft die sogenannte *vertikale* Struktur. Dieser Aufbau gestattet eine zellenförmige Strukturierung des Halbleiters und damit eine hohe Konzentration identischer MOSFET-Elemente auf einem Halbleiter-Kristall. Die entstehende Wärme kann besser abgeführt werden, die Stromdichte verbessert sich und der Strom verteilt sich gleichmäßiger über den Halbleiter-Kristall. Abbildung 2.11 zeigt den Aufbau eines vertikalen MOSFETs. In der Abbildung ist die Platzierung mehrerer einzelner Transistoren nebeneinander gut zu erkennen. [4, S. 63]

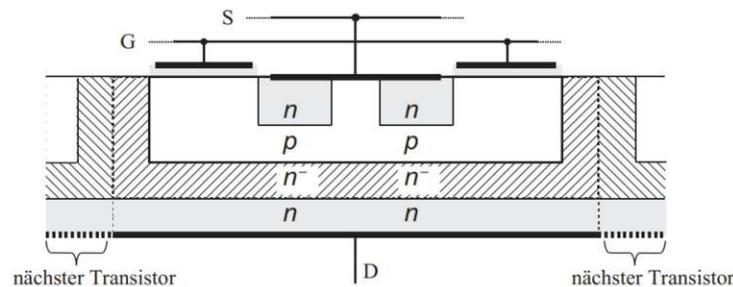


Abbildung 2.11: Vertikale Struktur eines n-Kanal MOSFETs [4]

Unabhängig von planarer oder vertikaler Halbleiter-Struktur, besitzt der MOSFET einen aus schaltungstechnischer Sicht wesentlichen Unterschied zu einem bipolaren Transistor. MOSFETs besitzen eine integrierte sogenannte *Body-Diode*, entgegen der Stromlaufrichtung, auf die es bei dem Schaltungsdesign Rücksicht zu nehmen gilt. Damit auf diese strukturbedingte Diode nicht vergessen wird, findet sie daher auch oft direkt im Schaltsymbol Repräsentanz. Im Schaltsymbol in Abbildung 2.10 ist diese Body-Diode nicht eingezeichnet. Diese wäre zwischen dem Drain und Source Anschluss eingezeichnet. Die Kathode der Diode, verbunden mit dem Drain-Anschluss, die Anode der Diode, verbunden mit dem Source-Anschluss.

Hauptanwendung von MOSFETs sind derzeit Spannungen kleiner 200V, beispielsweise in der Automobilindustrie oder bei Schaltnetzteilen. Höhere Spannungsbereiche sind für MOSFETs ungünstig, da der Durchlasswiderstand $R_{DS(on)}$ quadratisch mit der Drain-Source-Spannung U_{DS} zu steigen beginnt. Ein bipolarer Leistungstransistor besitzt diesen Nachteil nicht, weshalb dieser für höhere Spannungsbereiche besser geeignet ist.

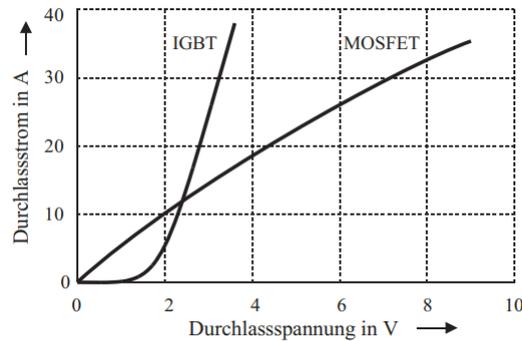


Abbildung 2.13: Vergleich der Durchlassverluste MOSFET - IGBT [4]

gewicht zwischen der zugeführten Verlustenergie und der abgeführten Energie in die Umgebung einstellt. [4, S.113]

Die relevanteste Temperatur für die Auslegung und Dimensionierung ist die Sperrschicht- Temperatur ϑ_j (engl. *Junction-Temperature*), jene Temperatur direkt im Halbleiterkristall. Vom Halbleiterkristall verteilt sich die Wärme über das Bauteilgehäuse, über einen optional verwendeten Kühlkörper und ein Kühlmedium. [4, S.115]

Um die Dimensionierung und Auslegung der thermischen Beanspruchung durchführen zu können wird auf ein *thermisches Ersatzschaltbild* zurückgegriffen. Mithilfe dieses Ersatzschaltbildes kann errechnet werden, wie sich die einzelnen Temperaturen, unter einer entsprechenden Verlustleistung, über die Zeit entwickeln werden. Mit Hilfe bekannter elektrischer Größen wird eine Analogie für den Wärmetransport hergestellt. Tabelle 2.1 zeigt diese Analogie.

Thermische Größe	Einheit	Elektrische Größe
Verlustleistung	P_V	W
Temperatur	ϑ	K
Temperaturdifferenz	$\Delta\vartheta$	K
Thermischer Widerstand	R_{th}	K/W
Wärmekapazität	C_{th}	Ws/K
Thermische Energie	E	Ws

Tabelle 2.1: Analogie zwischen elektrischer Energie und Wärmeenergie [4, S.115-116]

Nach dem Auftreten der Verlustleistung und der damit verbundenen Energieaufnahme des Bauelementes dauert es eine gewisse Zeit bis sich eine *Beharrungstemperatur* einstellt, bei der sich die zugeführte und abgeführte Energie im Gleichgewicht befinden. Dieser Temperaturverlauf wird im thermischen Ersatzschaltbild durch den Aufladevorgang eines RC-Gliedes abgebildet. Konkret durch die thermische Kapazität C_{th} und den thermischen Widerstand R_{th} , welche gemeinsam die thermische Impedanz Z_{th} bilden. [4, S.120-121]

Das konkrete Verhalten der thermischen Impedanz Z_{th} kann nun in einem weiteren Schritt modelliert werden. Eine Möglichkeit dazu bildet das sogenannte *thermische Ersatzschaltbild nach Cauer*, welches in Abbildung 2.14 dargestellt ist. In dieser Abbildung werden drei RC-Glieder abgebildet, welche für drei Knotenpunkte stehen - der Halbleiterkristall, das Gehäuse, der Kühlkörper. Wie viele Knotenpunkte betrachtet werden ist optional. Die einzelnen RC-Glieder werden aufgrund realer Bauteilcharakteristika ermittelt, dadurch ergibt sich ein direkter physikalischer Bezug zur Anordnung. Die berechneten Temperaturen der Knotenpunkte lassen sich praktisch messen. [4, S. 121–122]

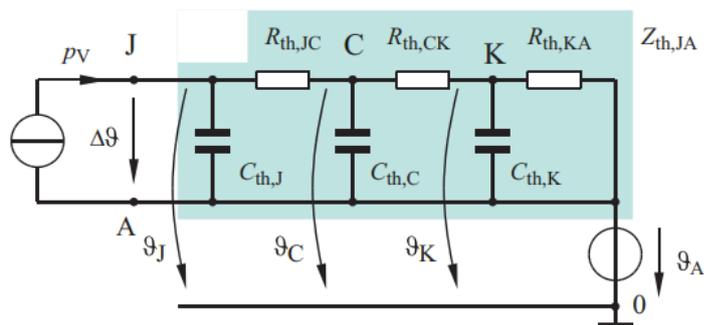
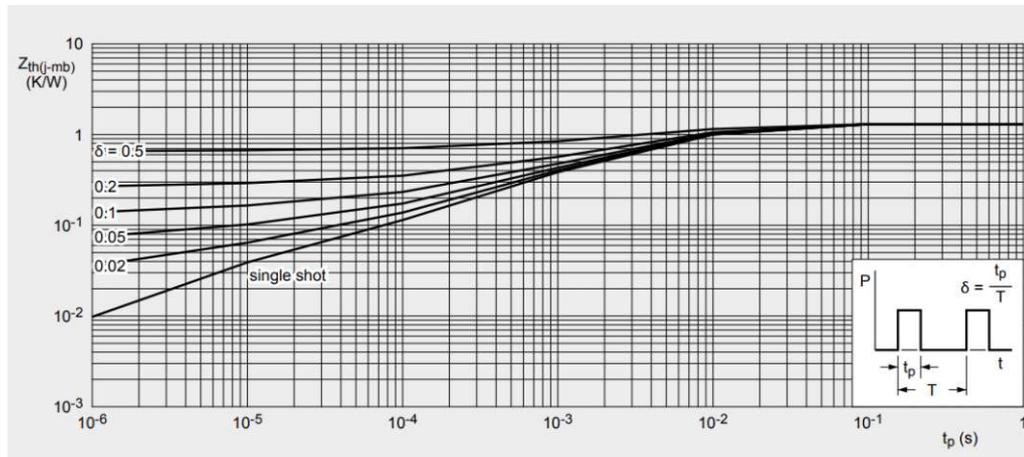


Abbildung 2.14: Thermisches Ersatzschaltbild nach Cauer [4]

Die eingeprägte Verlustleistung P_V , in Abbildung 2.14, entspricht über die Analogie (Tabelle 2.1) dem Laststrom I_L , der an der thermischen Impedanz Z_{th} einen Spannungsabfall verursacht. Dieser Spannungsknoten wiederum ist als ein Temperaturanstieg $\Delta\vartheta$ zu interpretieren, ausgehend von der Umgebungstemperatur ϑ_A (engl. *ambient*). Je nach Zusammensetzung der thermischen Impedanz Z_{th} ergibt sich resultierend der Temperaturanstieg über die Zeit.

In den Datenblättern der Halbleiterschalter finden sich Angaben zur jeweiligen bauteilspezifischen thermischen Impedanz Z_{th} . Diese Information verknüpft mit den Informationen aus der sogenannten *Safe Operating Area*, kurz *SOA*, ergeben eine Aussage über die thermische Belastbarkeit des Halbleiterschalters. Abbildung 2.15 zeigt ein Beispiel des Verlaufs der thermischen Impedanz Z_{th} , wie er üblicherweise aus Datenblättern zu entnehmen ist. Je nach Applikation ist für das Aussehen der thermischen Impedanz Z_{th} die Belastung des Halbleiterschalters mit einem Pulsmuster entscheidend. Siehe dazu das folgende Beispiel in dem kommenden Abschnitt unterhalb.

In Abbildung 2.16 ist die SOA am Beispiel eines MOSFETs dargestellt und deren Bereiche eingezeichnet. Da es sich um einen MOSFET handelt, sind die Achsen mit den Bezeichnungen Drain-Source-Strom I_{DS} und Drain-Source-Spannung U_{DS} beschriftet. Durch eine doppelt logarithmische Skalierung der Achsen des Ausgangskennlinienfeld kommt die übliche Darstellung der SOA zustande. Die Bereiche werden im Folgenden erläutert und mit Abbildung 2.16 in Ver-

Abbildung 2.15: Beispiel Verlauf Z_{th} [5]

bindung gebracht [5, S. 50–52]:

- **Widerstands-Limit (1):** In diesem Bereich ist der Halbleiterschalter mit einem geschlossenen Schalter zu vergleichen - vgl. Leitbetrieb. Der Stromanstieg durch den Halbleiterschalter ist klar definiert, über:

$$I_{DS} = \frac{1}{R_{DS(on)}} \cdot U_{DS} \quad (2.4)$$

- **Konstantstrom Region (2):** Diese Linie gibt den maximal verträglichen Puls-Strom an. Diese Limitierung ergibt sich aus natürlichen Werkstoff-Grenzen des Bauteils.
- **Maximaler Leistungsverbrauch-Limit (3):** Diese Region betrifft die Arbeitspunkte im aktiven Betrieb. Der limitierende Faktor für diese SOA-Grenzlinie ist die maximale Verlustleistung bei rechteckigen Strom- und Spannungspulsen. Aus der Pulslänge in Kombination mit der thermischen Impedanz Z_{th} resultiert die thermische Erwärmung des Halbleiterschalters. Im idealen Fall gibt es eine konstante maximal vertretbare Verlustleistung (für eine bestimmte Temperatur und ein bestimmtes Pulsmuster), beschrieben durch die Formel (2.5).

$$P = I_{DS} \cdot U_{DS} = \frac{\vartheta_{jmax} - \vartheta_A}{Z_{thJA}} = Constant \quad (2.5)$$

Diese Konstante ist in der doppelt-logarithmischen SOA-Darstellung als Gerade repräsentiert. Im Ausgangskennlinienfeld wird diese Konstante als sogenannte *Verlustleistungshyperbel* bezeichnet und dargestellt (vergleiche die Abbildungen 2.7 und 2.8).

- **Thermischer Durchgang (5):** Im Bereich hoher Spannungen und hoher Ströme kann es zu einem thermischen Durchgang des Halbleiterschalters kommen. Der Strom verteilt sich

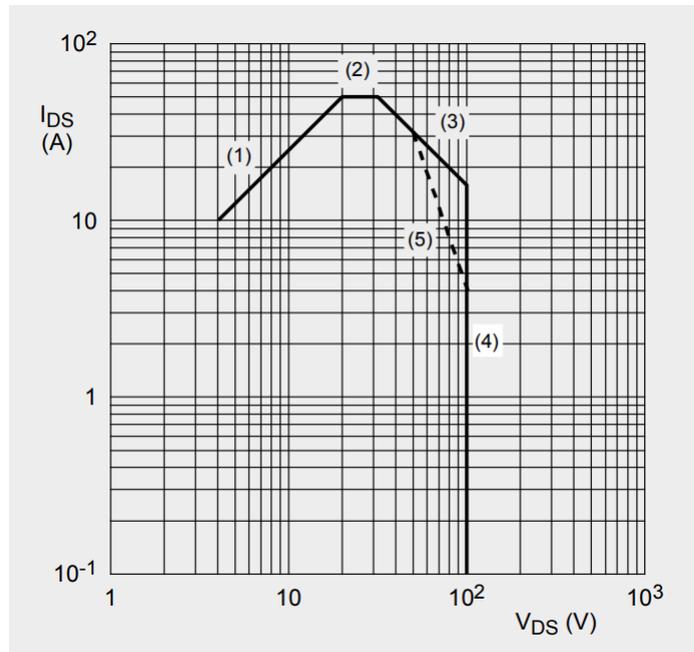


Abbildung 2.16: Aussehen und Abschnitte einer SOA [5]

dann nicht mehr gleichmäßig über den gesamten Halbleiterkristall. Es kommt zu punktuellen Überhitzungen, welche letztlich in der vorzeitigen Zerstörung des Bauteils enden.

- **Spannungs-Limit (4):** Dieses Limit ist definiert durch die Durchbruchsspannung. Ebenfalls resultierend aus den Werkstoff-Grenzen des Bauteils.

Die SOA wird in Datenblättern immer für eine bestimmte Gehäusetemperatur ϑ_C und meistens für einzelne Strom- und Spannungspulse ausgewiesen. Dies hat für die in Abbildung 2.16 bezeichneten Bereiche (3) und (5) Relevanz.

Letztlich ist die Verlustenergie E_V ausschlaggebend für die thermische Belastbarkeit des Halbleiterschalters. Die SOA liefert jedoch nur eine maximale Verlustleistung P_V für eine bestimmte zeitliche Rahmenbedingung. Im Rahmen der Entwicklung kann die SOA aus Abbildung 2.16 daher nur ein erster Indikator sein, ob ein Halbleiterschalter für eine bestimmte Applikation in Frage kommt. In einem nächsten Schritt ist die SOA auf die zu erwartende Gehäusetemperatur ϑ_C und das Strom- und Spannungs-Pulsmuster zu *deraten*. Anhand der SOA aus Abbildung 2.17 wird der Vorgang erläutert. [5, S. 54–55]

In Abbildung 2.17 ist ein Arbeitspunkt blau markiert. Es handelt sich dabei um einen einzelnen Puls von $P_V = 240W$, gemäß Formel (2.6).

$$P_V = I_{Pulse} \cdot U_{Pulse} = 30A \cdot 8V \quad (2.6)$$

Der Halbleiterschalter kann diesen einzelnen Pulsstrom für eine Dauer $t_p > 1ms$ standhalten, bei

einer Gehäusetemperatur $\vartheta_C = 25^\circ\text{C}$ (in Abbildung 2.17 wird die Bezeichnung T_{mb} verwendet). Um zu berechnen wie lange ein solcher einzelner Pulsstrom bei einer Gehäusetemperatur $\vartheta_C = 100^\circ\text{C}$ thermisch ausgehalten werden kann, bedarf es einem derating, welches mithilfe der Formel (2.5) durchgeführt wird.

Die Angabe für die maximale Junction-Temperatur $\vartheta_{j_{max}}$ ist dem jeweiligen Datenblatt zu entnehmen und beträgt in der Regel 150°C oder 175°C . In diesem Beispiel liegt die maximale Junction-Temperatur bei $\vartheta_{j_{max}} = 175^\circ\text{C}$. Gemäß Formel (2.7) kann nun die thermische Impedanz Z_{th} für diesen Arbeitspunkt errechnet werden:

$$Z_{thJA} = \frac{\vartheta_{j_{max}} - \vartheta_A}{I_{Pulse} \cdot U_{Pulse}} = \frac{175^\circ\text{C} - 100^\circ\text{C}}{30\text{A} \cdot 8\text{V}} = 0,3125\text{K/W} \quad (2.7)$$

Der Verlauf für die thermische Impedanz Z_{th} wird ebenfalls dem Datenblatt entnommen. Für dieses Beispiel dient die Grafik aus Abbildung 2.15. Aus dieser ist zu erkennen, dass sich für einen einzelnen Puls (*single shot*) und der eben errechneten thermischen Impedanz $Z_{th} = 0,3125\text{K/W}$, eine Dauer von rund $t_p = 800\mu\text{s}$ auf der Zeitachse abgelesen werden kann. Dieser Arbeitspunkt ist in Abbildung 2.17 rot markiert. [5, S. 54–55]

Handelt es sich nicht um einzelne Pulse, so sind entsprechend die anderen Kurven in Abbildung 2.15 zu verwenden. Je höher frequent das Pulsmuster ist, umso stärker ist die Erwärmung des Halbleiterschalters, was sich in einem höheren Wert für die thermische Impedanz Z_{th} widerspiegelt, wie den Verläufen in Abbildung 2.15 zu entnehmen ist.

Ist die Leistungsbelastung des Halbleiterschalters gering genug, so kann dauerhaft ein DC-Strom fließen. Die Belastungsgrenze ist in der SOA jeweils mit einer eigenen DC-Verlustleistungsgeraden eingetragen. Diese Gerade ist für den stationären Leitbetrieb einer elektronischen Strombegrenzung relevant, da der Laststrom I_L ungehindert durch den Halbleiterschalter fließt. Vergleiche dazu die DC-Gerade in Abbildung 2.17. Die Pulsmuster sind für die Überlast-Situationen im Linearbetrieb von Bedeutung.

Letztlich bekommt man durch die SOA ein Aussage wie lange ein Halbleiterschalter eine bestimmte Energie bei einer bestimmten Temperatur standhalten kann. Im oberen Beispiel wird die Leistung gleich gelassen und die Temperatur erhöht, woraus sich ein maximal vertretbares Pulsmuster ergibt. Der umgekehrte Weg ist auch möglich, dass ein bestimmtes Pulsmuster benötigt wird. Dann kann errechnet werden, wie hoch die Leistung, bei einer bestimmten Temperatur maximal sein darf oder umgekehrt.

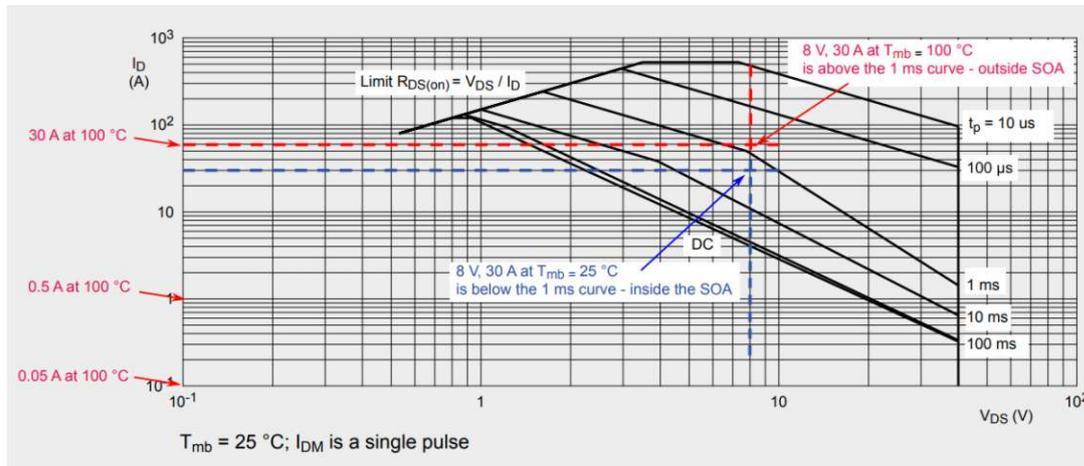


Abbildung 2.17: Beispiel derating SOA [5]

2.2.4 Der Smart Power IC

Unter *Smart Power ICs* sind Halbleiterbauelemente zu verstehen, welche einen wie zuvor beschriebenen Halbleiterschalter mit zusätzlichen Funktionalitäten auf einem Halbleiterkristall vereinen, daher der Name *IC-Integrated Circuit*. Die zusätzlichen Funktionalitäten sind beispielsweise eine Strommessung, eine Temperaturmessung, ein Verpolschutz oder eine Kommunikationsschnittstelle, um direkt mit einem μ Controller kommunizieren zu können. Die Entwicklung derartiger Bauelemente wurde vor allem durch die Automobilindustrie vorangetrieben, wo sie beispielsweise zur Ansteuerung von Signal-Lampen verwendet werden. [6, S.858]

Ein Vergleich mit Abbildung 2.1 zeigt, dass ein entsprechender Smart Power IC mit Messeinrichtungen und einer high-side-Ansteuerung bereits den Großteil der Komponenten einer elektronischen Strombegrenzung beinhaltet. Vorteilhaft hierbei ist der Umstand, dass durch das Herstellungsverfahren alle Funktionen auf einem Halbleiterkristall implementiert werden und somit aufeinander abgestimmt sind. Damit bilden Smart Power ICs eine integrierte Einheit, welche durch das Implementieren einzelner Funktionen und das anschließende diskrete Zusammenfügen zu einem diskreten Power Switch nie erreicht werden kann. Der Nachteil auf der anderen Seite bildet die Tatsache, dass die Spezifikationen des Smart Power ICs genau zu jenen der elektronischen Strombegrenzung passen müssen und es möglicherweise zu einer single-source-Abhängigkeit kommt.

Als Beispiel wird der *BTS6143D* des Herstellers *Infineon* präsentiert. Dem Datenblatt ist das Blockschaltbild mit dessen internen Aufbau zu entnehmen, welches in Abbildung 2.18 dargestellt ist. Der Abbildung 2.18 sind zahlreiche Funktionen zu entnehmen, die relevantesten sind eine thermische Eigenüberwachung, eine Strommessung, eine high-side-Treiberschaltung und eine Strombegrenzung.

Aufgrund der großen Gefahr, dass ein Halbleiterschalter thermisch überlastet wird, gibt es auch

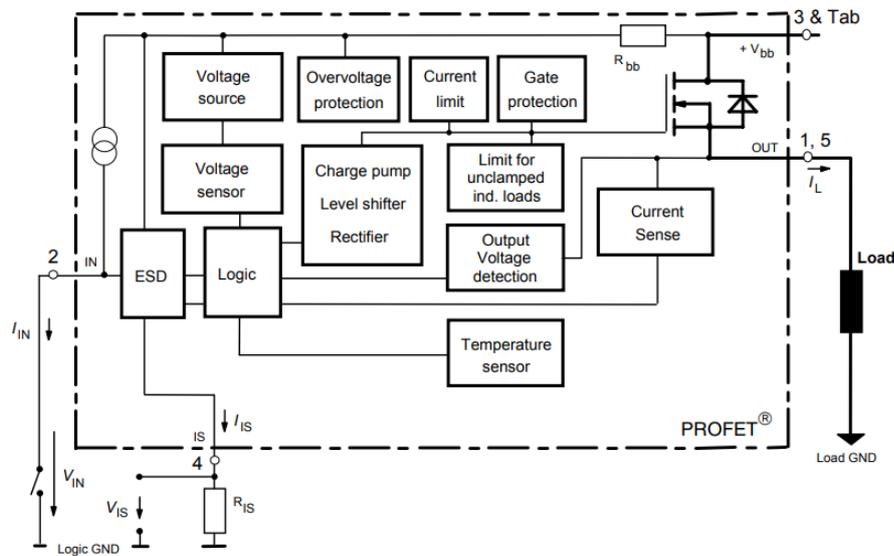


Abbildung 2.18: BTS6143D Blockschaltbild interner Aufbau [7]

Smart Power ICs, welche sich nur auf die thermische Eigenüberwachung fokussieren. Ein Beispiel dafür ist der *BTS282Z* von dem Hersteller *Infineon*. Dessen Blockschaltbild mit dem internen Aufbau, ebenfalls dem Datenblatt entnommen, ist in Abbildung 2.19 dargestellt. Es ist zu erkennen, dass intern ein Temperatursensor angebracht ist, über welchen nach Außen Informationen über die innere Erwärmung bereitgestellt werden.

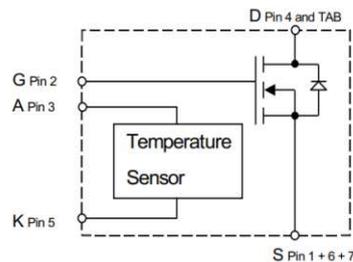


Abbildung 2.19: BTS282Z Blockschaltbild interner Aufbau [8]

In beiden vorgestellten Smart Power ICs wird ein MOSFET als grundlegender Halbleiterschalter verwendet, wie den Abbildungen 2.18 und 2.19 zu entnehmen ist. In beiden Fällen ist auch die Body-Diode dargestellt.

2.3 Anforderungen aus der Praxis

Der letzte Abschnitt dieses Kapitels ergänzt den Stand der Technik um nähere Informationen zur elektrotechnischen Zusammensetzung der Lastkonfiguration sowie den im allgemeinen erwartba-

ren Betriebs- und Überstrom-Situationen. Anhand dieser Gegebenheiten wird der zu entwickelnde Leistungsteil konzeptioniert, implementiert und verifiziert.

Die folgenden Betriebsfälle sind von elektronischen Strombegrenzungen zu bewerkstelligen:

- Einschaltvorgang
- Ohmscher und/oder kapazitiver Laststoß
- Ohmscher und/oder kapazitiver Lastsprung
- Kurzschlussfall-Situation
- Stationärer Betrieb

Abbildung 2.20 zeigt eine elektrische Ersatzschaltung, wie sich die betrachteten Betriebs- und Überstrom-Situationen für elektronische Strombegrenzungen zusammensetzen. Grün hinterlegt ist die typisch anzunehmende Lastkonfiguration, welche hinter einer elektronischen Strombegrenzung angeschlossen ist. Es handelt sich dabei um eine *RLC-Last*. Die Induktivität und der Widerstand in Serie modellieren die elektrischen Eigenschaften der Leitungen an denen die Lasten angeschlossen sind. Das RC-Glied modelliert die konkrete Last, welche auch rein ohmsch oder rein kapazitiv ausgeführt sein kann.

Im Folgenden werden die zuvor genannten Betriebs- und Überstrom-Situationen erläutert, dabei wird immer auf Abbildung 2.20 Bezug genommen.

Einschaltvorgang

Für den Einschaltvorgang ist die grün hinterlegte Lastkonfiguration relevant. Abbildung 2.21 zeigt in rot den Verlauf des Laststromes I_L , in blau die Ausgangsspannung U_{OUT} der Stromversorgung und in grün die Spannung U_L an der Last. Wird zum Zeitpunkt t_0 die Lastkonfiguration an die Stromversorgung angeschlossen, wird sich aufgrund des Kondensators (wirkt zu t_0 als Kurzschluss) ein Überstrom ergeben, dessen Anstieg durch eine serielle Induktivität und den Leitungswiderstand begrenzt wird. Die Größe der Kapazität bestimmt maßgeblich die Dauer des Einschaltvorganges. Ist die Kapazität vollständig geladen kommt der Stromfluss durch diese zum Erliegen. Der stationäre Laststrom I_L ergibt sich durch die ohmschen Anteile der Lastkonfiguration, da zu diesem stationären Zeitpunkt die Induktivität keinen Einfluss mehr hat.

Für die in *Abschnitt 2.1.2* erläuterten Arbeitsweisen von elektronischen Strombegrenzungen ergeben sich für diesen Betriebsfall zwei unterschiedliche Systemantworten. In Abbildung 2.22 und 2.23 sind die dadurch veränderten Strom- und Spannungsverläufe strichliert eingezeichnet. Bei der begrenzenden Arbeitsweise wird der Laststrom I_N unmittelbar, beispielsweise auf den

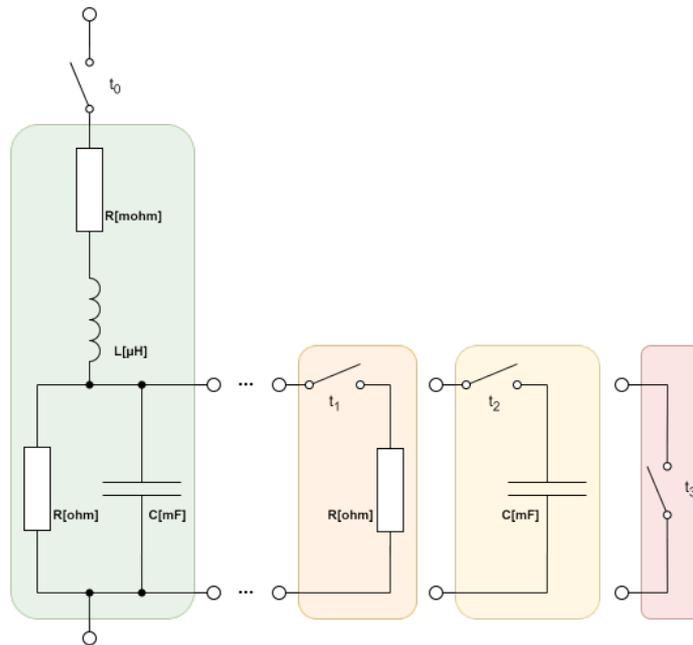


Abbildung 2.20: Zusammensetzung von Betriebs- und Überstrom-Situationen

zweifachen Nennstrom I_N , begrenzt. Die Spannung U_L an der Last wird gemäß Formel (2.8) linear hochgezogen.

$$I_C = C \cdot \frac{dU_C}{dt} \quad (2.8)$$

Bei der schaltenden Arbeitsweise, in Abbildung 2.23, wird aufgrund einer vorliegenden Abschaltcharakteristik (vergleiche Abbildung 2.4) der Überstrom abgeschaltet. Damit die Kapazität jedoch geladen werden kann, muss in weiterer Folge wieder eingeschaltet werden, was einen erneuten Überstrom und die damit erneute Abschaltung zur Folge hat. Die Kapazität muss daher mit zahlreichen Überströmen hoch getaktet werden, bis sich die Spannung U_L an der Last, der Ausgangsspannung U_{OUT} angeglichen hat. Wie aus der Abbildung 2.23 ersichtlich ist, ist dies aber mit dem Nachteil verbunden, dass der Vorgang zeitlich wesentlich länger dauert, als bei einer begrenzenden Arbeitsweise. Des Weiteren bricht die Ausgangsspannung U_{OUT} immer wieder ein, was für die Selektivität von großer Bedeutung ist. Der Einschaltvorgang stellt daher für eine schaltende Arbeitsweise aus Entwicklungssicht eine Herausforderung dar.

Unabhängig von der Arbeitsweise ist nachvollziehbar, dass die maximal bewerkstellbare Kapazität letztlich eng mit der thermischen Belastbarkeit des Halbleiterschalters einhergeht. Dies gilt es im Rahmen der Entwicklung zu berücksichtigen, für welche Lastkonfiguration die elektronische Strombegrenzung ausgelegt sein soll. Hersteller geben hierzu die maximal bewerkstellbaren Kapazitäten in ihren Datenblättern an.

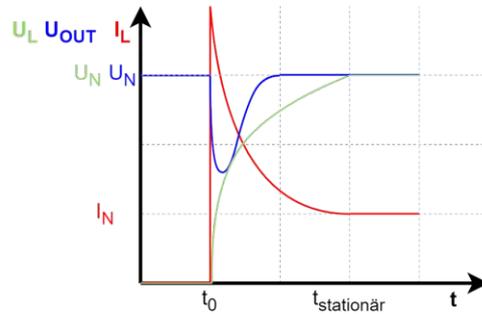


Abbildung 2.21: Strom- und Spannungsverläufe Einschaltvorgang RC-Glied

Ohmscher und/oder kapazitiver Laststoß

Der Laststoß ist ein Ereignis, welches sich durch das Zuschalten einer ohmschen Last zum Zeitpunkt t_1 oder einer kapazitiven Last zum Zeitpunkt t_2 ereignet. Es kann sich auch um eine RC-Last handeln. Bei einem Laststoß soll es sich um einen Vorgang handeln, der gar nicht oder nur für eine kurze Zeit einen Überstrom zur Folge hat. Für eine begrenzende Arbeitsweise bedeutet das, dass für beispielsweise wenige ms der Strom begrenzt wird oder aufgrund des geringen Überstromes die Begrenzung gar nicht ausgelöst wird (vergleiche Abbildung 2.3, wenn der Überstrom kleiner $2xI_N$ ist, erfolgt keine aktive Begrenzung). Bei einer schaltenden Arbeitsweise klingt der Überstrom früher ab, als eine Abschaltung in der Abschaltcharakteristik (vergleiche mit Abbildung 2.4) vorgesehen ist.

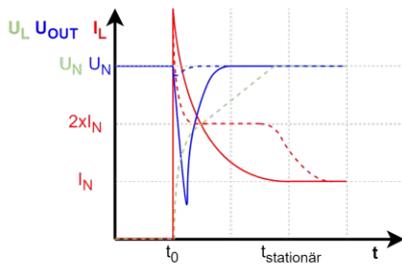


Abbildung 2.22: Einschaltvorgang begrenzend

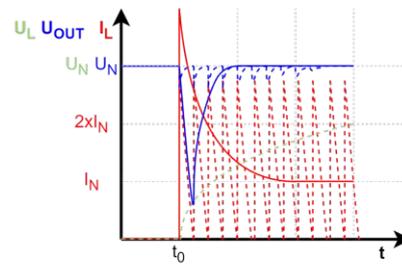


Abbildung 2.23: Einschaltvorgang schaltend

Ohmsche und/oder kapazitive Überlast

Das Zustandekommen einer Überlast kann sich in erster Linie wieder durch das Hinzuschalten einer ohmschen Last zum Zeitpunkt t_1 oder einen kapazitiven Last zum Zeitpunkt t_2 ergeben. Im Unterschied zu einem Laststoß ist hierbei der Überstrom wesentlich höher anzusetzen, sodass letztlich eine Abschaltung durch die elektrische Strombegrenzung die Folge sein wird.

Im Falle einer kapazitiven Überlast ist mit einem Überstromverlauf ähnlich zu Abbildung 2.21 auszugehen. Ein Überstrom, gefolgt mit einem Abklingen, gemäß einer RC-Zeitkonstante. Eine ohmsche Überlast erzeugt einen Sprung im Laststrom I_L über den Nennstrom I_N . In beiden Fällen wird davon ausgegangen, dass die Überlast zu lange andauert, sodass sowohl die begrenzende, als auch die schaltende Arbeitsweise eine Abschaltung vornehmen. Die begrenzende Arbeitsweise führt solange eine Begrenzung durch, bis der Halbleiterschalter thermisch erschöpft ist. Die schaltende Arbeitsweise nimmt eine Abschaltung gemäß ihrer Abschaltcharakteristik vor.

Kurzschlussfall-Situation

Der Kurzschluss stellt einen Fehlerfall dar, der in letzter Konsequenz immer abgeschaltet werden muss. Ein Kurzschluss kommt zustande indem zu einem Zeitpunkt t_3 ein nahezu idealer Schalter geschlossen wird und die gesamte Last (nahezu) spannungsfrei gezwungen wird. Der theoretisch unendlich hohe Kurzschlussstrom wird durch die extern speisende Stromversorgung begrenzt sowie durch die ohmschen und induktiven Komponenten der Zuleitungen. Bei der begrenzenden Arbeitsweise wird der Überstrom solange begrenzt, bis der Halbleiterschalter thermisch ausgereizt ist und eine Abschaltung erfolgen muss. Bei einer schaltenden Arbeitsweise wird der Kurzschluss, gemäß der zu Grunde liegenden Abschaltcharakteristik frühestmöglich abgeschaltet.

Stationäre Betrieb

Der stationäre Betrieb stellt den gewöhnlichen Betriebsfall einer elektronischen Strombegrenzung dar. Der Halbleiterschalter fungiert als geschlossener Schalter und der Laststrom I_L fließt (nahezu) ungehindert von der Stromversorgung zu der Last. Der Halbleiterschalter ist so zu wählen, dass der Nennstrom I_N dauerhaft fließen kann. Des Weiteren gehört zum stationären Betrieb jener Fall, dass der Halbleiterschalter abgeschaltet wird. Die Gründe für einen solchen Betriebsfall sind zum Beispiel das gewollte und kontrollierte Trennen der Lasten von der Stromversorgung im Rahmen des Produktionsvorganges. Für das Abschalten ist im Rahmen der Entwicklung darauf zu achten, dass der Halbleiterschalter für die zu erwartenden induzierten Spannungsspitzen durch die induktiven Lastanteile ausgelegt ist. Ein erneutes Zuschalten einer Last geht folglich in den zuvor beschriebenen Einschaltvorgang über.



Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.

KAPITEL 3

Lösungsansätze und Konzeptfindung

Dieses Kapitel beschreibt verschiedene (Teil-)Lösungsansätze um aus deren Gesamtheit die Forschungsfrage zu beantworten. Die Vor- und Nachteile der einzelnen Ansätze werden diskutiert und mit den Informationen aus dem *Kapitel 2* in Verbindung gebracht. Am Ende dieses Kapitels ist ein finales Konzept mit Anforderungen und Spezifikationen formuliert, welches im folgenden *Kapitel 4* implementiert und aufgebaut wird. Der erste Abschnitt definiert Anforderungen und Spezifikationen an den Leistungsteil. Die restlichen Abschnitte ergeben sich aufbauend.

3.1 Anforderungen und Spezifikationen

Aus Abbildung 2.1 lässt sich ableiten, welche Komponenten der hier zu entwickelnde Leistungsteil besitzen soll und benötigt. Auf Kommunikationsschnittstellen wird keine Rücksicht genommen. Auch die interne Hilfsversorgung wird vernachlässigt, um im zeitlichen Rahmen dieser Arbeit zu bleiben. Damit sind die folgenden Komponenten zu realisieren und im Konzept unterzubringen:

- Auswahl eines Halbleiterschalters mit thermischer Auslegung und Verpolschutz
- high-side-Treiberschaltung
- Strom- und Spannungsmessungen
- Steuerung - Regelung
- μ Controller Anbindung

Wie die einzelnen Komponenten letztlich im finalen Konzept zusammenhängen werden und welche Schaltungsteile noch ergänzt werden müssen, ist Gegenstand der Diskussionen in den folgenden Abschnitten.

Des Weiteren werden in Anlehnung an heutige Produkte am Markt die folgenden Spezifikationen für den Leistungsteil festgelegt:

- Nennspannungsbereich: 20-28V DC
- Nennstrom: 10A
- max. Kapazität: 30mF
- Kurzschlussstrombegrenzung: 300A
- Spannungsfestigkeit: 60VDC
- Umgebungstemperatur: $T_C = 100^\circ\text{C}$

3.1.1 Arbeitsweise

Dem *Kapitel 2 Stand der Technik* ist zu entnehmen, dass grundsätzlich in eine begrenzen- und schaltende Arbeitsweise unterschieden werden kann. Die jeweiligen Vor- und Nachteile sind entsprechend ausgeführt. Auf Basis dieser Informationen und den Eckpunkten aus der Forschungsfrage ist einer schaltenden Arbeitsweise der Vorzug zu geben. Dies ist damit zu begründen, dass auf diesem Weg eine kostenoptimierte und zukunftsrichtige Lösung realistisch erscheint.

Zum einen sind die thermischen Anforderungen an die Halbleiterschalter geringer, was sich in geringeren Bauteilkosten widerspiegelt. Zum anderen Verlagern sich die Eigenschaften von neuen Halbleiterschaltern zusehends immer mehr zu Gunsten der Automobilindustrie und Weg von der Industrie. Dies hat zu Folge, dass Halbleiterschalter in erster Linie für schaltende Applikationen breiter verfügbar sind, die hohe Nachfrage macht schaltende Halbleiterschalter ebenfalls günstiger.

Es ist daher davon auszugehen, dass in der Zukunft technologische Erneuerungen vor allem für MOSFETs in schaltenden Applikationen vorangetrieben werden und somit die Weiterentwicklung der vertikalen Technologie im Fokus steht. Die Weiterentwicklung der planaren Technologie scheint in der Zukunft eine untergeordnete Rolle zu spielen. Es wird daher zunehmend schwieriger werden kostengünstige MOSFETs zu erhalten, welche für einen reinen Linearbetrieb ausgelegt sind. Das Einsetzen von vertikalen MOSFETs für lineare Anwendungen ist aufgrund des thermischen Durchgangs nur bedingt eine Option. In Abbildung 2.16 ist dies der strichlierte Bereich (5), der thermisch instabile Bereich. Halbleiterschalter, hergestellt in vertikaler Technologie, besitzen diesen Bereich in der SOA und neigen aufgrund ihres Halbleiteraufbaus besonders zum thermischen Durchgang. Für rein schaltende Applikationen ist diese Neigung jedoch ein hintergründiges, vertretbares Problem.

Die Wahl eines Halbleiterschalters für den Linearbetrieb birgt somit die Gefahr in eine single-source-Abhängigkeit zu geraten und dass die Stückkosten in der Zukunft eher steigen werden, als sinken. Des Weiteren gilt es zu bedenken, dass der Aufwand für die Schaltung und Ansteuerung des Leistungsteils bei einer begrenzenden Arbeitsweise wesentlich höher ist, als bei schaltenden Produkten. Dies steigert die Kosten und macht eine universelle Adaptierung in der Zukunft schwieriger.

Dieser Entscheidung zufolge, eine schaltende Arbeitsweise zu implementieren, können die Anforderungen und Spezifikationen an den zu entwickelnden Leistungsteil durch die Wahl einer Abschaltcharakteristik abgeschlossen werden. Die gewählte Abschaltcharakteristik ist in Abbildung 3.1 dargestellt.

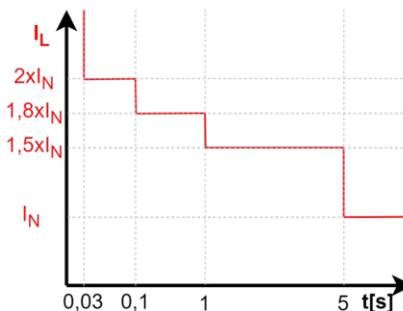


Abbildung 3.1: Die zu realisierende Abschaltcharakteristik

3.1.2 Vorgehen zum finalen Konzept

Ein umfassendes finales Konzept, welches die obigen Anforderungen und Spezifikationen erfüllt, kann auf einen Blick nicht gefunden werden, weil die Abhängigkeiten der einzelnen Komponenten zueinander zu groß sind.

Soll die Anforderung kostenoptimiert vollständig erfüllt werden, so erscheint ein Ansatz, so viel als möglich digital und in fertigen IC-Lösungen zu implementieren. Dies spart Bauteile und damit Bestückkosten, gegebenenfalls auch Entwicklungskosten. Die gleichzeitige Forderung nach einer universellen erweiterbaren Lösung mit Hinblick auf die Vermeidung von single-source- Abhängigkeiten kann einem solchen Vorgehen jedoch widersprechen.

Nachdem der elektronische Halbleiterschalter die wichtigste Komponente in der gesamten Applikation bildet, soll dies den Ausgangspunkt der Überlegungen und Ansätze bilden. Dies erscheint auch aus der Kostensicht sinnvoll, da im Vergleich zu den anderen Bauteilen der Halbleiterschalter voraussichtlich den Großteil der Kosten ausmachen wird. Das Hauptaugenmerk dieses Kapitel liegt somit auf der Auswahl eines Halbleiterschalters und Prinzipien, um ihn in den einzelnen Betriebsfällen vor einer thermischen Überlastung zu schützen.

Ist die Wahl eines Halbleiterschalters getroffen, kann in weiterer Folge das Konzept zur Ansteuerung des Halbleiterschalters überlegt und gewählt werden. Eine Steuerung oder Regelung, diese wiederum analog oder digital, sind die darauf folgenden zu diskutierenden Schritte. Eine Anbindung an einen μ Controller wird vorgesehen, da die Ansteuerung des Leistungsteils rechnergestützt erfolgen soll. In Anlehnung an real am Markt verfügbare Produkte ist dies der übliche Weg und ermöglicht in weiterer Folge die Einbindung von Kommunikationsschnittstellen.

3.2 Auswahl eines Smart Power IC

Dem *Kapitel 2 Stand der Technik* ist zu entnehmen, dass sich bereits seit mehreren Jahren Smart Power ICs am Markt etabliert haben und auch in Zukunft eine bedeutende Rolle besitzen werden. Solche Smart Power ICs befinden sich häufig in heutigen am Markt befindlichen elektronischen Strombegrenzungen. Die Vorteile der zahlreichen bereits integrierten Komponenten liegen auf der Hand, wie das Beispiel des BTS6143D zeigt (vergleiche Abbildung 2.18). Ein Halbleiterschalter mit integrierter Strom- und Temperaturmessung sowie integrierter high-side-Treiberschaltung beinhaltet bereits den Großteil der zu realisierenden Komponenten des Leistungsteils. Zusätzlich beinhaltet dieser Smart Power IC auch integrierte Schutzfunktionen, wie beispielsweise eine Strombegrenzung. Es ist daher naheliegend Smart Power ICs zu recherchieren.

Führt man diese Recherche durch, so zeigt sich jedoch ein ernüchterndes Bild. Die hier geforderte Leistungsklasse ist mit den aktuell am Markt verfügbaren Smart Power ICs nicht zu bedienen. Diese befinden sich in einer Spannungsklasse von kleiner 30V und Nennströmen kleiner 10A. Die geforderte Spannungsfestigkeit kann mit diesen Produkten nicht erreicht werden, weil für induktive Spannungsspitzen eine Spannungsreserve im doppelten Ausmaß der maximalen Nennspannung von $U_N = 28VDC$ vorgesehen wird. Bei einem spezifizierten Nennstrom von $I_N = 10A$ ist auch der geforderte Stromwert nicht zu bewerkstelligen.

Die Automobilindustrie gibt auch hier den Weg vor und fordert entsprechend in ihrem Leistungssegment Lösungen, weshalb nicht davon auszugehen ist, dass in naher Zukunft eine Vielzahl passender Smart Power ICs zur Verfügung stehen wird. Dieser Trend ist auch daran zu erkennen, dass etablierte, von der Leistungsklasse her passende, Smart Power ICs am Markt bereits abgekündigt sind beziehungsweise am Ende ihres technologischen Lebenszyklus stehen. Beispielsweise ist der in *Abschnitt 2.2.4* erwähnte BTS282Z vom Hersteller bereits abgekündigt. Der BTS6142D befindet sich am Ende seines Lebenszyklus.

Die Recherche hat ein von den Spezifikationen her passendes Bauteil ergeben, den *BTH50015-ILUA* des Herstellers *Infineon*. Die folgenden Gründe und Argumentationen schließen eine Verwendung dieses Smart Power ICs jedoch aus. Zum einen ist das Bauteil derzeit noch nicht am Markt verfügbar, es können erst erste Testmuster geordert werden. Zum anderen steht der Verwendung dieses Bauteils für den Einsatz in einer elektronischen Strombegrenzung ein gravieren-

der Umstand im Weg.

Das Bauteil besitzt eine interne Strombegrenzung. Tritt ein Überstrom auf, so wird der Stromfluss durch den internen Halbleiterschalter unterbrochen. Es folgt ein Zeitfenster indem der Halbleiterschalter nicht wieder eingeschaltet werden darf und kann. Ein erneutes Einschalten erfordert ein Quittieren des Bauteils. Das Zeitfenster, welches nach einem Überstrom vergehen muss ist so groß, dass der Einschaltvorgang mit kapazitiven Lastanteilen nicht bewerkstelligt werden kann (vergleiche dazu Abbildung 2.23). Aber auch bei Laststößen und Überlasten kann dieses Verhalten zu Einschränkungen im gewünschten Systemverhalten führen.

Aufgrund der durchgeführten Recherche und den soeben beschriebenen Umständen wird die Verwendung eines Smart Power ICs für den Leistungsteil verworfen. In einem nächsten Schritt wird die Recherche daher auf einen reinen Halbleiterschalter begrenzt.

Es kann sein, dass im Rahmen der Recherche eine passende Smart Power IC Lösung von weniger namhaften Herstellern nicht gefunden worden ist. Aufgrund der Forderung nach Universalität und der Vermeidung von single-source-Abhängigkeiten, gemäß der Forschungsfrage, wird dieser Umstand jedoch akzeptiert und in Kauf genommen.

3.3 Auswahl eines Halbleiterschalters

Nachdem die Variante eines Smart Power ICs verworfen wird, wird nun ein reiner Halbleiterschalter ausgewählt. Zur Diskussion stehen ein MOSFET und ein IGBT, wobei sich die Auswahl für das Erste auf die Suche nach einem MOSFET beschränkt.

MOSFETs sind prädestiniert für den Spannungsbereich kleiner 100V. Im Gegensatz zu IGBTs verfügen sie in diesem Spannungsbereich über bessere Leitungseigenschaften. Der Spannungsabfall im leitenden Betrieb wäre bei IGBTs wesentlich höher als bei MOSFETs, vergleiche dazu Abbildung 2.13. Für die spezifizierte Nennspannung von $U_N = 20V$ bis $U_N = 28V$ DC fallen die Spannungsabfälle beim IGBT beträchtlicher ins Gewicht. Die quadratisch mit der Drain-Source-Spannung U_{DS} einfließenden Verluste eines MOSFETs wiederum sind bei dieser Spannungsklasse vertretbar.

IGBTs haben dafür den Vorteil, dass sie aufgrund einer fehlenden Body-Diode den Stromfluss bei Verpolung verhindern würden. Der MOSFET ist aufgrund seiner Bodydiode bei einer invers anliegenden Drainsource-Spannung U_{DS} leitend. Gemäß den Anforderungen ist jedoch ein Verpolenschutz vorgesehen, im Sinne, dass eine Verpolung zu keiner Zerstörung des Leistungsteils führt. Wenn gewährleistet werden kann, dass ein invers fließender Strom ungehindert durch den Leistungsteil fließen kann, kann dies akzeptiert werden. Die Bodydiode eines MOSFETs ermöglicht das. Der Vorteil, dass der IGBT bei einer Verpolung nicht leitend wird, wird durch den Umstand negiert, dass ein herkömmlicher IGBT bereits bei einer kleinen invers anliegenden Spannung durchbricht. Die Argumente in diesem Absatz, sind daher weitere Gründe für die Verwendung

eines MOSFETs.

Bei der Wahl zwischen n-Kanal und p-Kanal Typ, wird die Entscheidung für einen n-Kanal Typ getroffen. Der Grund liegt in den geringeren Bauteilkosten und dem tendenziell geringeren Durchgangswiderstand $R_{DS(on)}$.

Aufgrund der Vielzahl an MOSFETs am Markt ist es sinnvoll die Recherche einzugrenzen. Folgende Randbedingungen werden gewählt, welche für den stationären Betrieb relevant sind:

- Drain-Source-Spannung U_{DS} im Bereich zwischen 60V bis 100V
- Maximaler (Puls-) Drain-Source-Strom I_{DS} im Bereich zwischen 50A bis 200A
- Durchgangswiderstand $R_{DS(on)}$ kleiner $5m\Omega$

Mit diesen Randbedingungen ist gewährleistet, das der MOSFET induktive Spannungsspitzen verkraftet. Der hohe Drain-Source-Strom I_{DS} ist notwendig, damit der MOSFET während dem Einschaltvorgang und in einer Kurzschlussfall-Situation im Bereich größer 50A überhaupt in Betracht gezogen werden kann. Der Durchgangswiderstand $R_{DS(on)}$ ist ein Kriterium, welches in erster Linie für die Verluste im stationären Betrieb ausschlaggebend ist, daher je kleiner umso besser.

Führt man in einem ersten Schritt eine Recherche gemäß der oben genannten Randbedingungen durch, zeigt sich ein erwartbares Bild. MOSFETs, welche überwiegend in schaltenden Applikationen eingesetzt werden, sind günstiger, als MOSFETs, die für Anwendungen im Linearbetrieb entwickelt werden. Dieses Ergebnis unterstützt die Aussage im *Abschnitt 3.1.1*, wonach ein Leistungsteil mit einer schaltenden Arbeitsweise günstiger kommt, als ein Leistungsteil mit einer begrenzenden Arbeitsweise.

Auf dieser ersten MOSFET-Auswahl beruhend ist folgend die Thermik zu beurteilen und als endgültiges Kriterium in der Auswahl anzusehen. Für den thermischen Eigenschutz des MOSFETs wird auf eine worst-case-Auslegung im Rahmen der Implementierung zurückgegriffen. Das bedeutet, dass die Ansteuerung des MOSFETs so ausgelegt wird, dass es in den Betriebs- und Überlast-Situationen zu keiner thermischen Überlastung des MOSFETs kommen kann. Relevant ist diese worst-case-Auslegung in erster Linie für den Einschaltvorgang und in einer Kurzschlussfall-Situation.

Für den Einschaltvorgang muss gewährleistet werden, dass der MOSFETs für eine Lastkonfiguration mit kapazitiven Lastanteilen, gemäß der Spezifikation, entsprechend angesteuert wird. Um dieses Ziel zu erreichen bietet sich ein Patent des Erfinders Markus Troyer an. Dieses Patent sieht vor ein Schaltelement während eines Einschaltvorganges mit einem Pulsmuster anzusteuern, sodass die dadurch entstehenden Pulsströme nach und nach den kapazitiven Lastanteil laden. Die Breite der Pulsströme wird in Abhängigkeit der Momentanverlustleistung an dem Schaltelement

orientiert. Verhält sich eine ungeladene Kapazität anfangs wie ein Kurzschluss, so sind die Pulsströme gering. Je höher die Kapazität im Rahmen des Einschaltvorganges (vergleiche Abbildung 2.23) geladen ist, umso breiter können die Pulsströme werden. [9]

Im Kurzschluss-Überstromfall ist ein Zeitfenster zu finden, in dem der MOSFET den thermischen Beanspruchungen standhalten kann und sicher abgeschaltet werden kann.

Damit in einem nächsten Schritt die Recherche der MOSFETs weiter eingegrenzt werden kann, sind die thermischen Mindestanforderungen festzulegen:

- Für die Durchführung des oben genannten Patentes wird die Ansteuerung durch ein PWM-Pulsmuster erfolgen. In Abhängigkeit der Momentanverlustleistung am MOSFET wird das *duty-cycle* des PWM-Pulsmusters verändert. Für eine erste Näherung sind die MOSFETs mit einem PWM-Pulsmuster zu prüfen. Das Pulsmuster soll eine Periodendauer von $T = 100\mu s$ breit sein und mit einem *duty-cycle* von $d = 10\%$ beginnen.
- Die MOSFETs müssen im Stande sein, für das eben genannte PWM-Pulsmuster, Pulsströme im Bereich 20A bis 50A, bei einer vollen Nennspannung von $U_N = 28VDC$, führen zu können.
- In einer Kurzschlussfall-Situation müssen die MOSFETs einen einzelnen Pulsstrom ebenfalls für 20A bis 50A, bei einer vollen Nennspannung von $U_N = 28VDC$, für rund $t_p = 500\mu s$ standhalten können.-
- Die Angaben sind für eine Umgebungstemperatur von $T_C = 100^\circ C$ zu prüfen.
- Maximal 30mF Kapazität sind gemäß der Spezifikation im Einschaltvorgang zu bewerkstelligen.
- Ein guter Anhaltspunkt für die thermische Belastbarkeit eines MOSFETs bildet der thermische Widerstand R_{thJC} . Dieser soll als Anhaltspunkt bei kleiner $1^\circ C/W$ liegen.

Wendet man diese Kriterien auf die eingangs durchgeführte Recherche an, so kristallisieren sich zwei gangbare Wege heraus. Die beiden folgenden Abschnitte erläutern die Möglichkeiten.

3.3.1 Wide SOA MOSFET

Bei der Produktlinie *OptiMOSTM Linear FET* des Herstellers *Infineon* handelt es sich um MOSFETs, welche einen niedrigen Durchgangswiderstand $R_{DS(on)}$ mit einer weiten SOA kombinieren. Es werden somit die Technologien planar und vertikal miteinander kombiniert. [10]

Der Umstand, dass es sich hierbei um neuere Produkte am Markt handelt, welche neben schaltenden Applikationen, auch einen Linearbetrieb abseits des thermischen Durchgangs zulassen, ist Grund diese MOSFETs näher zu betrachten. Passend erscheint der *ISC015N06NM5LF2* der Bauteilreihe *OptiMOSTM 5 Linear FET 2* mit den Spezifikationen [11]:

- Drain-Source-Spannung $U_{DS} = 60VDC$
- Maximaler (Puls-) Drain-Source-Strom $I_{DS} = 275A$
- Durchgangswiderstand $R_{DS(on)} = 1,55m\Omega$
- Thermischer Widerstand $R_{thJC} = 0,7^{\circ}C/W$

Abbildung 3.2 zeigt die SOA aus dem Datenblatt des *ISC015N06NM5LF2*. Der Hersteller hat die SOA bereits für zwei Umgebungstemperaturen T_C angegeben, was eine erste Abschätzung über die Verwendbarkeit stark vereinfacht. Wie üblich handelt es sich bei den SOA-Angaben um einzelne Pulsströme. Für das Umrechnen auf ein PWM-Pulsmuster wird der Verlauf der thermischen Impedanz Z_{th} benötigt, welcher in Abbildung 3.3 dargestellt ist.

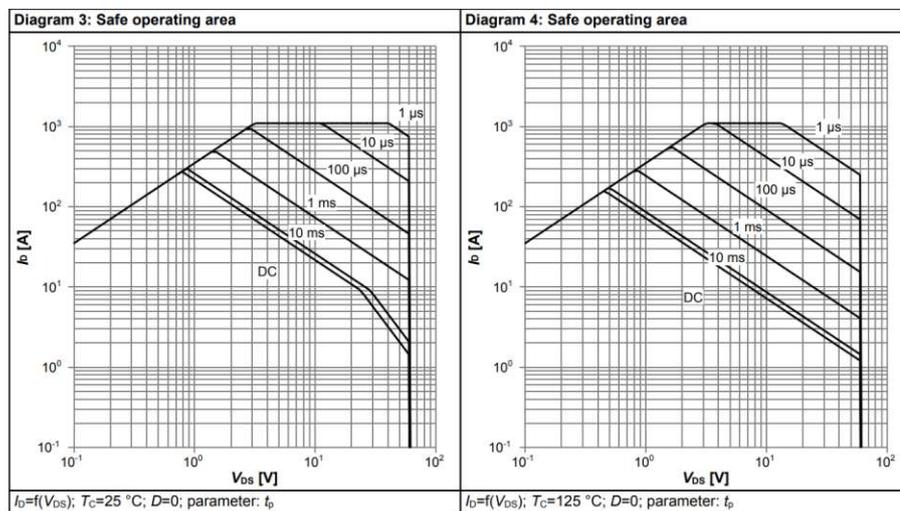


Abbildung 3.2: SOA ISC015N06NM5LF2 [11]

Mit den Informationen aus Abbildung 3.2 und 3.3, sowie der Formel aus (2.5) wird nun ein derating durchgeführt. Ziel ist es herauszufinden, wie hoch die (Puls-)Drain-Source-Ströme I_{DS}

dieses MOSFETs im Einschaltvorgang und in einer Kurzschlussfall-Situation sein dürfen. Für diese Berechnungen wird angenommen, dass bei einer Umgebungstemperatur von $T_C = 100^\circ\text{C}$ der maximal mögliche Temperaturhub 75°C (maximale Junction Temperatur des MOSFETs beträgt $T_{jmax} = 175^\circ\text{C}$) beträgt. Da es sich um eine worst-case-Auslegung handelt wird für die maximale Drain-Source-Spannung U_{DS} am MOSFET 30VDC verwendet, was auch das Ablesen aus der SOA vereinfacht. Für diese Parameter werden nun die maximal tragbaren (Puls-)Drain-Source-Strome I_{DS} bei verschiedenen Pulsmustern berechnet. Das Aussehen der Pulsmuster fließt in die thermische Impedanz Z_{th} ein, welche sich gemäß ihrem Verlauf entsprechend verändert. Tabelle 3.1 zeigt die Ergebnisse der Berechnungen.

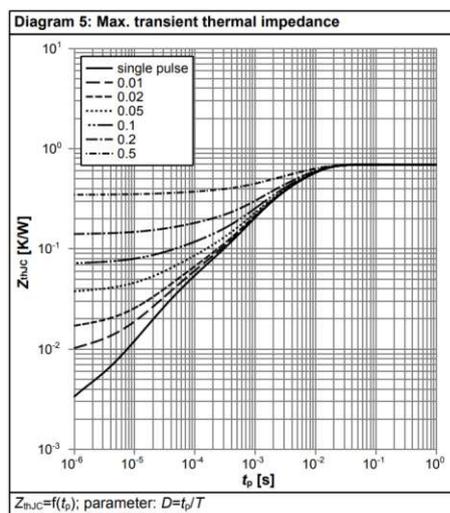


Abbildung 3.3: Thermische Impedanz Z_{th} ISC015N06NM5LF2 [11]

Die drei berechneten Pulsmuster sind für die Beurteilung ausreichend. Relevant ist für eine Kurzschlussfall-Situation ein einzelner auftretender Pulsstrom mit der Pulsbreite t_p . Für eine Pulsbreite von $t_p = 300\mu\text{s}$ kann der MOSFET in einer Kurzschlussfall-Situation einen maximalen (Puls-)Drain-Source-Strom von $I_{DS} = 28\text{A}$ führen und sicher abschalten. Für den Einschaltvorgang ist es notwendig, dass der MOSFET ein PWM-Pulsmuster bewerkstelligen kann. Die Berechnung ergibt, dass der maximale (Puls-)Drain-Source-Strom bei rund $I_{DS} = 25 - 30\text{A}$ liegen darf, bei den angegebenen Pulsbreiten t_p und den Periodendauern T , welche sich durch das duty-cycle errechnen lassen.

Für diese worst-case-Berechnungen sind zwei Umstände zu erwähnen. Erstens, wird im realen Fall die Drain-Source-Spannung U_{DS} selbst in einer Kurzschlussfall-Situation nicht die gesamten 28VDC annehmen, da an parasitäre Elementen Spannungsabfälle vorhanden sein werden. Die Berechnung mit einer Drain-Source-Spannung $U_{DS} = 30\text{V}$ ist daher sehr konservativ zu sehen.

T_{Jmax}	175°C	ΔT_{JC}	75°C
T_C	100°C		
U_{DS}	30V		
I_{DS}	28A	bei $t_p = 300\mu s$ und Einzelpuls	
	31,25A	bei $t_p = 10\mu s$ und 10% dutycycle	
	25A	bei $t_p = 100\mu s$ und 10% dutycycle	

Tabelle 3.1: Berechnete maximale Pulsströme für verschiedene Pulsmuster ISC015N06NM5LF2

Zweitens, sieht das Patent vor, dass im Einschaltvorgang die Pulsstrombreite t_p entsprechend der Momentanverlustleistung nachgeführt wird. Das bedeutet, dass im Rahmen des Einschaltvorganges die Spannung U_L an der Last steigt und die Drain-Source-Spannung U_{DS} am MOSFET sinkt. Damit wird die Pulsstrombreite t_p für den (Puls-)Drain-Source-Strom I_{DS} kontinuierlich steigen.

Daher sind die in Tabelle 3.1 errechneten Stromwerte als Ausgangspunkt und eine erste Abschätzung zu sehen. Grundsätzlich ist festzuhalten, dass die hier präsentierten Überlegungen und Berechnungen als Abschätzung für die Findung eines finalen Konzeptes dienen. Die konkrete Auslegung mit Simulationen wird anschließend im *Kapitel 4 Implementierung und Aufbau* durchgeführt.

Was jedoch bereits aus den Berechnungen hier hervorgeht ist der Umstand, dass das finale Konzept um eine Strombegrenzung ergänzt werden muss, um die Pulsströme während des Einschaltvorganges und in einer Kurzschlussfall-Situation zu limitieren.

Es wurde bereits erwähnt, dass bei einer schaltenden Arbeitsweise der Vorteil der Erkennung einer Überlastfall- und Kurzschluss-Situation entfällt. Die Abschaltcharakteristik setzt zu enge Zeitgrenzen, um zu messen ob der Überstrom abfällt beziehungsweise sich die Spannung U_L an der Last verändert, wie es das begrenzende Zeitfenster einer begrenzenden Arbeitsweise zulässt.

Hier ergibt sich nun jedoch vielleicht die Möglichkeit eine schaltende und begrenzende Arbeitsweise miteinander zu kombinieren. Abbildung 3.4 zeigt eine Kurzschlussfall-Situation und Abbildung 3.5 zeigt eine allgemeine Überstrom-Situation. Der Gedanke basiert auf der Idee, dass der Überstrom in einem Zeitfenster t_0 bis t_1 begrenzt wird. Anhand des Verlaufes des Laststromes I_L und der Spannung U_L an der Last kann das Zeitfenster genutzt werden, um eine Aussage über einen Kurzschluss oder eine vertretbare Überlast zu treffen. Handelt es sich um einen Kurzschluss, wird der bereits begrenzte Laststrom I_L abgeschaltet (vergleiche Abbildung 3.4). Wird eine kapazitive Überlast-Situation erkannt, so kann durch erneutes Starten eines Einschaltvorganges, die Kapazität durch ein Pulsmuster hochgezogen werden (vergleiche Abbildung 3.5).

Das Zeitfenster t_0 bis t_1 ergibt sich wiederum aus dem zu begrenzenden Strom und den Angaben aus der SOA sowie dem Verlauf der thermischen Impedanz Z_{th} . Nimmt man die Abschaltcharakteristik aus Abbildung 3.1 zur Hand, so gibt es ab einem Überstrom von $2 \cdot I_N$ keine Unterscheidung mehr. Daher wird das maximal verträgliche Zeitfenster für eine Überstrombegrenzung von $2 \cdot I_N$ errechnet. Aus Formel (3.1) ergibt sich die thermische Impedanz Z_{th} für diesen Betriebspunkt.

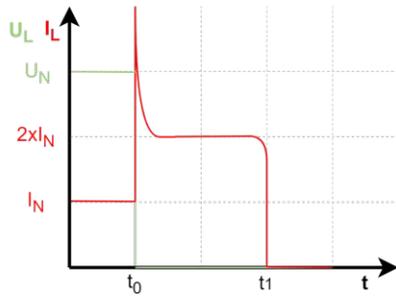


Abbildung 3.4: Kurzschluss mit Begrenzung

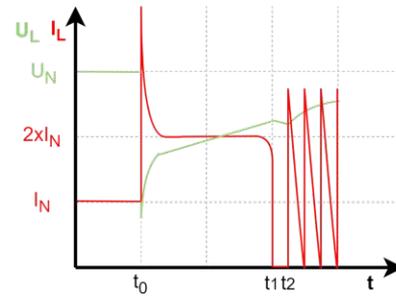


Abbildung 3.5: Allgemeine Überlast-Situation mit Begrenzung

Durch das Ablesen der Zeitachse für einen Einzelpuls in Abbildung 3.3, wird das maximal mögliche Zeitfenster bestimmt. Es errechnet sich eine thermische Impedanz $Z_{th} = 0,125K/W$, wodurch sich für den Einschaltvorgang eine Pulsdauer von rund $t_p = 500\mu s$ ablesen lässt.

$$Z_{thJA} = \frac{T_{J,max} - T_C}{I_{DS} \cdot U_{DS}} = \frac{175^\circ C - 100^\circ C}{20A \cdot 30V} = 0,125K/W \quad (3.1)$$

Der bereits erwähnte Smart Power IC BTS6143D besitzt eine integrierte Strombegrenzung. Ein Blick in das Datenblatt zeigt, dass diese Strombegrenzung unter den gleichen Bedingungen auf rund 30A, für einen Zeitraum zwischen $350\mu s$ und $1200\mu s$, begrenzt. ([7])

Für die Implementierung einer solchen Funktionalität wäre das Konzept mit einem Regelkreis zu versehen, damit der Laststrom I_L auf einen konstanten Wert gehalten werden kann. Dem μ Controller kommt dann die Aufgabe zu die Betriebs- und Überstrom-Situationen zu unterscheiden und auf Basis dessen die korrekten Steuerbefehle an den Regelkreis und die Treiberschaltung zu übermitteln. Die ohnehin benötigte Strombegrenzung für den Einschaltvorgang und in einer Kurzschlussfall-Situation sowie die Strombegrenzung für die Überstromsituation $2 \cdot I_N$ könnte kombiniert erfolgen, sodass der μ Controller den Sollwert entsprechend des Betriebsfalles vorgibt.

3.3.2 Vertikaler MOSFET für schaltende Applikationen

In diesem Abschnitt wird der Einsatz eines MOSFETs, hergestellt in vertikaler Technologie, für schaltende Applikationen diskutiert und erörtert. Die Recherche hat den MOSFET *STL180n6f7*, des Herstellers *STMicroelectronics*, ergeben. Die Spezifikationen des MOSFETs lauten [12]:

- Drain-Source-Spannung $U_{DS} = 60VDC$
- Maximaler (Puls-) Drain-Source-Strom $I_{DS} = 120A$
- Durchgangswiderstand $R_{DS(on)} = 2,4m\Omega$
- Thermischer Widerstand $R_{thJC} = 0,9^{\circ}C/W$

Abbildung 3.6 zeigt die SOA, Abbildung 3.7 zeigt den Verlauf der thermischen Impedanz Z_{th} des MOSFETs, jeweils aus dem Datenblatt entnommen. Wie im Abschnitt unmittelbar zuvor, werden hier nun ebenfalls die gleichen Berechnungen für den maximal tragbaren (Puls-)Drain-Source-Strom I_{DS} errechnet, deren Ergebnisse in Tabelle 3.2 dargestellt sind.

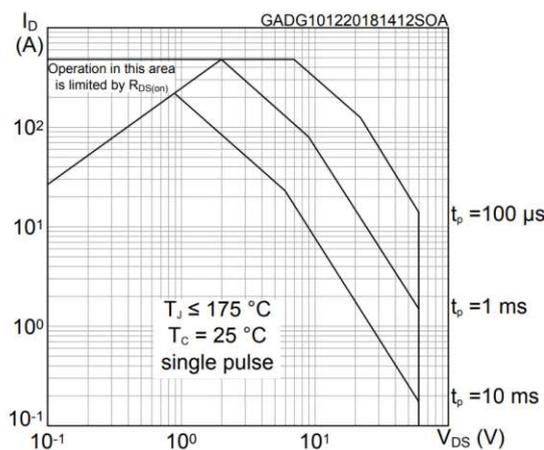
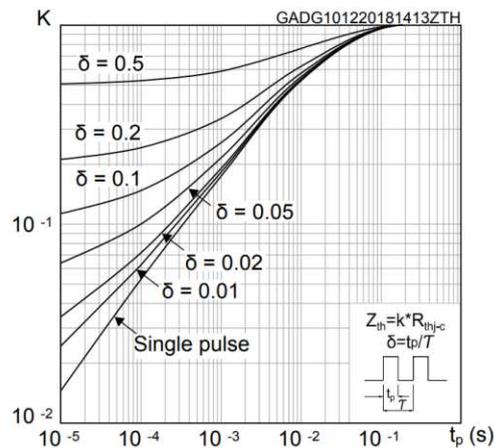


Abbildung 3.6: SOA STL180n6f7 [12]

Ein Vergleich der Tabelle 3.2 mit der Tabelle 3.1 zeigt, dass die maximal tragbaren (Puls-)Drain-Source-Ströme I_{DS} in der gleichen Größenordnung, wie bei dem Wide SOA MOSFET zuvor, zu liegen kommen. Daher ist auch für diese MOSFET-Variante eine Strombegrenzung während dem Einschaltvorgang und in einer Kurzschlussfall-Situation vorzusehen.

Die Möglichkeit einer Überlast- oder Kurzschlussfall-Situationserkennung, wie sie im Abschnitt zuvor präsentiert wird, kann direkt über den Wert der thermischen Impedanz in Formel (3.1) beurteilt werden. Da in Abbildung 3.7 ein Faktor k aufgetragen ist, muss der Wert für Z_{th} noch über den thermischen Widerstand R_{th} berechnet werden. Führt man die Berechnung für den Wert k durch, wie in Abbildung 3.7 rechts unten ersichtlich, so kann eine Pulsdauer von $t_p = 400\mu s$ abgelesen

Abbildung 3.7: Thermische Impedanz Z_{th} STL180n6f7 [12]

werden. Ein durchaus überraschendes Ergebnis, verglichen mit der Pulsdauer $t_p = 500\mu s$ der Wide SOA MOSFET Variante.

T_{Jmax}	$175^{\circ}C$	ΔT_{JC}	$75^{\circ}C$
T_C	$100^{\circ}C$		
U_{DS}	30V		
I_{DS}	31A	bei $t_p = 300\mu s$ und Einzelpuls	
	27A	bei $t_p = 10\mu s$ und 10% dutycycle	
	18A	bei $t_p = 100\mu s$ und 10% dutycycle	

Tabelle 3.2: Berechnete maximale Pulsströme für verschiedene Pulsmuster STL180n6f7

Vergleicht man jedoch die Verläufe der thermischen Impedanzen Z_{th} aus Abbildung 3.3 und 3.7, so ist zu erkennen, dass sich die Verläufe für einen einzelnen Pulsstrom ähneln (die Achsenbeschriftungen sind nicht ident, Faktor k beachten).

Die Implementierung einer solchen Funktionalität erscheint daher auch bei dieser MOSFET-Variante denkbar. Im Konzept müsste dafür auch ein Regelkreis vorgesehen werden.

3.3.3 Entscheidung MOSFET

Nun stellt sich die Frage, welche der beiden vorgestellten MOSFETs in das finale Konzept übernommen werden sollen. Vergleicht man die beiden MOSFETs, so ist dem vertikalen MOSFET der Vorzug zu geben. Einerseits haben die Berechnungen und Abschätzungen in den Abschnitten zuvor gezeigt, dass die Vorzüge des Wide SOA MOSFETs für diese Applikation nicht benötigt werden. Die Wide SOA, welche sich auch tendenziell in den höheren Bauteilkosten widerspiegelt, ist daher nicht als Vorteil für diese Applikation zu werten.

Andererseits handelt es sich bei der vertikalen Technologie um eine seit geraumer Zeit erprobte

Technologie im Vergleich zu den Wide SOA MOSFETs. Damit wird der Forschungsfrage sowohl in der Kostenoptimiertheit, als auch in der Universalität Rechnung getragen. Dieses Konzept führt nicht zu Einschränkungen in der Wahl der Halbleiterschalter, wie es beispielsweise in der Wahl eines Smart Power ICs der Fall wäre.

3.4 Übersicht finales Konzept

Nach der ausgiebigen Diskussion zur Wahl eines Halbleiterschalters stellt dieser Abschnitt die Komplettierung des finalen Konzeptes dar. Dazu werden die noch fehlenden Komponenten ergänzt und argumentiert sowie die einzelnen Komponenten miteinander in Beziehung gesetzt.

Beginnend mit einem Regelkreis und einer Strombegrenzung für den Einschaltvorgang und eine Kurzschlussfall-Situation. Die Notwendigkeit einer Regelung ergibt sich dann, wenn die zuvor beschriebene Funktionalität zur Überlast- oder Kurzschlussfall-Situationserkennung implementiert werden soll. Diese Funktionalität verspricht zwar einen großen Vorteil, jedoch wird im Rahmen dieser Arbeit davon abgesehen diese zu implementieren. Zum einen ist die in den Berechnungen verwendete Strombegrenzung von $2 \cdot I_N$ gering gewählt. Ein höherer Wert ist aufgrund der thermischen Beanspruchung, jedoch nicht möglich. Zum anderen ist für das errechnete Zeitfenster mit rund $t_p = 400\mu s$ eine hohe Rechenleistung des μ Controller zur zeitnahen Auswertung der gemessenen Strom- und Spannungswerte notwendig. Verglichen mit heutigen Produkten am Markt, müsste die Rechenleistung der eingesetzten μ Controller deutlich höher werden, was letztlich zu einer deutlichen Erhöhung der Kosten für den Leistungsteil führen würde.

Daher besteht für eine rein schaltende Arbeitsweise keine Notwendigkeit eines Regelkreises für die Regelung des Laststromes I_L . Eine Strombegrenzung um die Pulsströme zu begrenzen ist jedoch vorzusehen. Einerseits ist das eine Notwendigkeit aus den Berechnungen für die thermische worst-case-Auslegung. Andererseits fordert die Spezifikation eine Kurzschlussstrombegrenzung von mindestens 300A, welcher damit ebenfalls Rechnung getragen wird.

Dem μ Controller kommt die Aufgabe zu auf die einzelnen Betriebs- und Überstrom-Situationen zu reagieren und entsprechende Befehle an die Treiberschaltung zu übermitteln. Besonderes Augenmerk ist auf den Einschaltvorgang und eine Kurzschlussfall-Situation zu legen. Dafür wird ein μ Controller-Entwicklungsboard verwendet. Für die high-side-Treiberschaltung und die Strom- und Spannungsmessung wird auf analog diskret aufgebaute Schaltungstopologien aus facheinschlägiger Literatur zurückgegriffen.

Abbildung 3.8 zeigt das finale Konzept und die Beziehungen der einzelnen Komponenten zueinander.

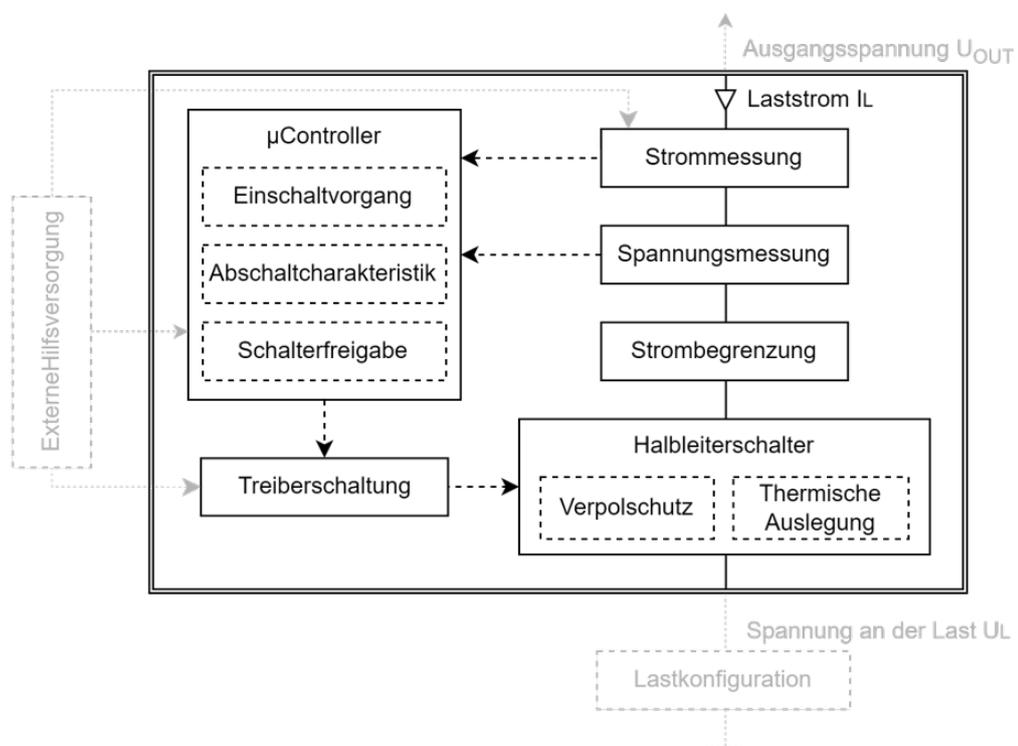


Abbildung 3.8: Finales Konzept



Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.

KAPITEL 4

Implementierung und Aufbau

Dieses Kapitel erläutert die Schritte für die Hardware- und die Software Implementierung des Leistungsteils. Schritt für Schritt wird die Realisierung des finalen Konzeptes aus dem *Kapitel 3 Lösungsansätze und Konzeptfindung* vorgenommen.

Beginnend mit der Hardware-Implementierung werden die relevantesten Hardware-Schaltungen aus dem finalen Konzept (vergleiche Abbildung 3.8) unter Zuhilfenahme von facheinschlägiger Literatur mit Schaltungstopologien und Bauteildimensionierungen konkretisiert und realisiert. Für die worst-case-Auslegung zum Schutz des MOSFETs, vor einer thermischen Überlastung, wird auf Simulationen mit einem thermischen Modell zurückgegriffen. Die Ergebnisse der Simulationen bilden die Anforderungen für die Ansteuerung des MOSFETs durch den μ Controller. Der verwendete μ Controller, dessen notwendige Hardware-Beschaltungen sowie dessen Programmierung bilden den Abschluss dieses Kapitels.

4.1 Hardware - Implementierung

Im *Kapitel 2 Stand der Technik* und im *Kapitel 3 Lösungsansätze und Konzeptfindung* liegt der Fokus auf dem Halbleiterschalter und dessen Auswahl. Für die theoretischen Hintergründe und das grundlegende Verständnis zu den folgenden Schaltungen wird daher auf die facheinschlägigen Literaturquellen verwiesen.

Vorausgeschickt wird, dass bei der Wahl der Implementierungslösungen auf bekannte diskret aufzubauende Standard-Schaltungen zurückgegriffen wird. Dies hat den Vorteil, dass es zu kei-

nen single-source-Abhängigkeiten kommen kann und Adaptierungen für andere Nennströme- und Nennspannungen einfacher möglich sind. Die Kosten des Leistungsteils werden damit auch maßgeblich vom Halbleiterschalter beeinflusst. Die verwendeten Schaltungen sind in den Bauteil- und Bestückkosten vernachlässigbar, der Forschungsfrage wird damit Rechnung getragen.

4.1.1 Strombegrenzung

Der Strombegrenzung kommt im finalen Konzept eine bedeutende Rolle zu, da unter anderem damit der thermische Schutz des MOSFETs beim Einschaltvorgang und in der Kurzschlussfall-Situation erreicht wird. Die Berechnungen im *Kapitel 3 Lösungsansätze und Konzeptfindung* haben ergeben, dass die Pulsströme während dem Einschaltvorgang zu Beginn bei rund 30A liegen dürfen (siehe Tabelle 3.2).

Die Strombegrenzung kann durch ein direktes Einbinden des MOSFETs selbst erreicht werden. Dieser muss jedoch schnell genug angesteuert werden, damit die Strombegrenzung auch schnell genug eingreifen kann. Ein Messen des Laststromes I_L mit anschließender Verarbeitung im μ Controller ist daher keine Option. Die Laufzeit des μ Controllers liegt bei rund $200\mu s$, die Periodendauer des Pulsmusters für einen Pulsstrom von 30A in Tabelle 3.2 liegt bereits bei $T = 100\mu s$. Der Pulsstrom selbst besitzt eine Pulsbreite von $t_p = 10\mu s$, weshalb die Strombegrenzung digital über einen μ Controller nicht realisierbar ist.

Aufgrund dessen ist eine Hardware-Lösung zu implementieren. Es wird auf die Schaltung aus Abbildung 4.1 zurückgegriffen. Die Abbildung 4.1 ist angelehnt an die abgebildete Schaltung in der Quelle [13]. Es handelt sich dabei um eine Schaltung zur Spannungsstabilisierung, indem der Laststrom durch den Widerstand R_L begrenzt wird. Die Begrenzung wird durch den rot markierten Teil der Schaltung in Abbildung 4.1 erreicht. Der Laststrom durch den Widerstand R_L erzeugt einen Spannungsabfall am Widerstand R_M , welcher gleichzeitig die Basis-Emitter-Spannung $U_{BE_{T_2}}$ des Bipolartransistors T_2 bildet. Wird der Bipolartransistor T_2 leitend so wird die Basis-Emitter-Strecke des Bipolartransistors T_1 kurzgeschlossen, wodurch die Spannung $U_{BE_{T_1}}$ nicht weiter steigen kann, da sich ein Gleichgewicht einstellt. Als Folge darauf kann auch der Laststrom durch den Widerstand R_L nicht weiter ansteigen. [13]

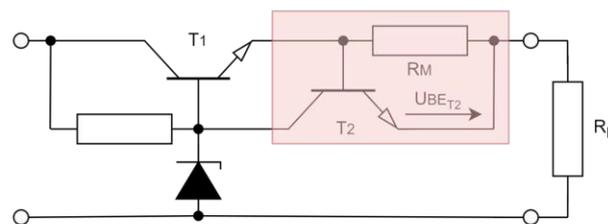


Abbildung 4.1: Spannungsstabilisierung mit Strombegrenzung

Der Transistor T_1 in Abbildung 4.1 entspricht im Leistungsteil dem MOSFET. Der rot markierte Schaltungsteil wird in den Leistungsteil übernommen. Je nach Wahl des Transistors T_2 und dessen Schwellspannung $U_{BE_{T_2}}$ beziehungsweise durch die Wahl des Widerstandswertes R_M kann der maximal fließende Laststrom I_L im Leistungsteil eingestellt werden. Der Widerstand R_M kann in weiterer Folge auch gleich als Strommessshunt verwendet werden, da ein solcher für die Strommessung ohnedies benötigt wird. Mithilfe von Formel (4.1) kann der Widerstandswert für den Strommessshunt errechnet werden. Als Bipolartransistor wird der Typ *BC817-40* des Herstellers *nexperia* verwendet.

$$R_M = \frac{U_{BE_{T_2}}}{I_L} \quad (4.1)$$

4.1.2 Treiberschaltung

Wie dem *Kapitel 2 Stand der Technik* zu entnehmen ist, benötigt ein Halbleiterschalter für den Schaltvorgang eine Ansteuerung, die je nach Halbleiterschalter-Typ strom- oder spannungsgesteuert erfolgt.

Der MOSFET ist ein spannungsgesteuerter Halbleiterschalter, welcher leitend wird, wenn eine elektrische Spannung zwischen den Anschlüssen Gate und Source angelegt wird. Durch das Anlegen einer Gate-Source-Spannung U_{GS} fließt ein Gate-Strom I_G , welcher die Gate-Source-Kapazität C_{GS} auflädt. Ist die Gate-Source-Kapazität C_{GS} aufgeladen, kommt der Gate-Strom I_G zum Erliegen. Gemäß dem Ausgangskennlinienfeld (vergleiche Abbildung 2.6) stellt sich in Abhängigkeit der Gate-Source-Spannung U_{GS} ein maximaler Drain-Source-Strom I_{DS} durch den MOSFET ein. Damit der Stromfluss durch den MOSFET zum Erliegen kommt ist die Gate-Source-Kapazität C_{GS} zu entladen, damit die Gate-Source-Spannung U_{GS} abfällt. Für das Entladen der Gate-Source-Kapazität C_{GS} braucht es ebenfalls einen Gate-Strom I_G .

Die Aufgabe der Treiberschaltung ist es den notwendigen Gate-Strom I_G für das Laden und Entladen der Gate-Source-Kapazität C_{GS} bereitzustellen. Die Ausgänge von μ Controllern sind nicht im Stande die benötigten Ströme zu liefern, diese liefern lediglich das Steuersignal. Der Gate-Strom I_G ist so auszulegen, dass die Schaltheilung für die jeweilige Applikation bewerkstelligt werden kann. Bei schaltenden Applikationen, wie jene im hier vorliegenden Leistungsteil, ist die Anforderung ein schnelles Ein- und Ausschalten für den Einschaltvorgang sowie ein schnelles Ausschalten in einer Kurzschlussfall-Situation. Der Gate-Strom I_G ist daher so auszulegen, dass die erforderliche Schalt-Geschwindigkeit des MOSFETs erreicht wird. Bei der Abschätzung des notwendigen Gate-Stromes I_G wird auf den Zusammenhang gemäß Formel (4.2) zurückgegriffen.

$$dQ = I \cdot dt = C \cdot \frac{dU_C}{dt} \cdot dt \quad (4.2)$$

Für die Treiberschaltung wird auf eine Schaltung aus einer einschlägigen Fachliteratur zurück-

gegriffen. Bei der Schaltung handelt es sich um einen *komplementären Emitterfolger*, welcher in Abbildung 4.2 dargestellt ist. Die Treiberschaltung selbst bilden in Abbildung 4.2 die beiden komplementär ausgeführten Bipolartransistoren, deren Basis-Anschlüsse miteinander verbunden sind. An die Eingangsspannung U_e wird das Steuersignal des μ Controllers angelegt, der Bipolartransistor T_2 wird mit der Hilfsversorgung des Leistungsteils verbunden.

Soll der MOSFET leiten, wird ein positives Steuersignal U_e angelegt und es fließt der Gate-Strom I_G von der Hilfsversorgung über den Bipolartransistor T_2 durch die Gate-Source-Kapazität C_{GS} und lädt diese. Wird das Steuersignal U_e entfernt, so wird die Gate-Kapazität C_{GS} über den Bipolartransistor T_3 entladen. Die Strombelastbarkeit der beiden Bipolartransistoren T_2 und T_3 bestimmt daher den möglichen Gate-Strom I_G und damit die maximalen Schaltgeschwindigkeiten für das Ein- und Ausschalten.

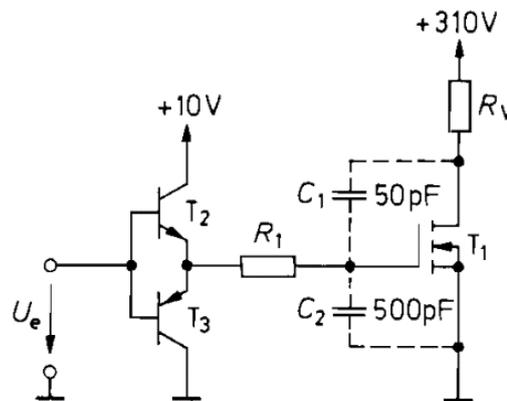


Abbildung 4.2: Komplementär Emitterfolger als Treiberschaltung [14]

In Abbildung 4.2 sind die parasitären Kapazitäten C_1 und C_2 strichliert dargestellt, welche aufgrund des MOSFET-Halbleiternaufbaus im Bauteil inherent sind. C_2 stellt die bereits erwähnte Gate-Source-Kapazität C_{GS} dar, C_1 die Drain-Gate-Kapazität C_{DG} . Beide Kapazitäten sind relevant für die Berechnung des notwendigen Gate-Stromes I_G , welche nun erfolgt.

Die erste notwendige Information bildet die Gate-Ladung Q_G , welche die Einflüsse der beiden Kapazitäten verbindet. Diese Information kann dem Datenblatt entnommen werden. Abbildung 4.3 zeigt ein Diagramm aus dem Datenblatt des MOSFETs *STL180n6f7*, welches die Gate-Ladung Q_G in Abhängigkeit der Gate-Source-Spannung U_{GS} abbildet. Damit aus diesem Diagramm die benötigte Gate-Ladung Q_G entnommen werden kann, wird weiters die Gate-Source-Spannung U_{GS} für den jeweiligen Betriebspunkt benötigt. Diese Information ist dem Ausgangskennlinienfeld zu entnehmen, welches für den verwendeten MOSFET *STL180n6f7* in Abbildung 4.4 dargestellt ist.

Für den Einschaltvorgang ist zu bedenken, dass die Strombegrenzung bei rund 30A eingreift und

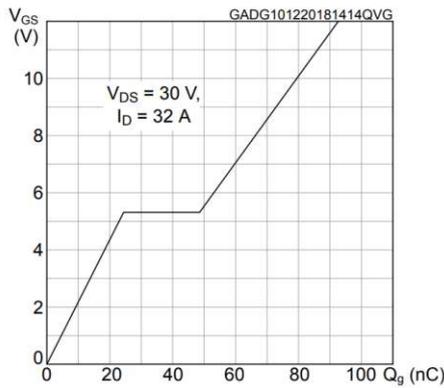


Abbildung 4.3: Verlauf Gate-Ladung Q_G
STL180n6f7 [12]

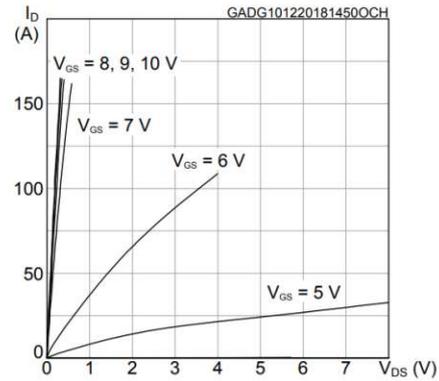


Abbildung 4.4: Ausgangskennlinienfeld
STL180n6f7 [12]

daher die Gate-Source-Spannung U_{GS} bei kleiner 5V begrenzen wird, wie das Ausgangskennlinienfeld in Abbildung 4.4 abschätzen lässt. Die dazu notwendige Gate-Kapazität Q_G aus Abbildung 4.3 beträgt für das Einschalten rund $Q_{G_{Einschalten}} = 20nC$. Die Einschaltzeit des MOSFETs wird im Datenblatt mit rund $t_{Einschalten} = 35ns$ angegeben. Mit dem Zusammenhang aus Formel (4.2), lässt sich der notwendige Gate-Strom $I_{G_{Einschalten}}$ für den Einschaltvorgang berechnen:

$$I_{G_{Einschalten}} = \frac{dQ}{dt} = \frac{20nC}{35ns} = 588mA \quad (4.3)$$

In Abbildung 4.4 ist zu erkennen, dass für den Leitbetrieb eine Gate-Source-Spannung von $U_{GS} = 10V$ benötigt wird. In diesem Betriebspunkt beträgt die Gate-Ladung rund $Q_G = 80nC$. Dies wird im stationären Leitbetrieb der Fall sein, wenn der MOSFET komplett aufgesteuert ist. Kommt es zu einer Überstrom-Situation muss die gesamte Gate-Ladung Q_G abtransportiert werden, bevor der MOSFET den Laststrom I_L unterbrechen kann. Diese Gate-Ladung $Q_{G_{Ausschalten}} = 80nC$ entspricht daher jener für das Ausschalten. Aus dem Datenblatt wird die Zeit für das Ausschalten mit rund $t_{Ausschalten} = 40ns$ entnommen. Daraus errechnet sich ein erforderlicher Gate-Strom $I_{G_{Ausschalten}}$ von:

$$I_{G_{Ausschalten}} = \frac{dQ}{dt} = \frac{80nC}{40ns} = 2A \quad (4.4)$$

Letztlich sollen die beiden Gate-Ströme für das Ein- und Ausschalten in der gleichen Größenordnung zu liegen kommen. Daher wird der Einschaltstrom $I_{G_{Einschalten}} = 588mA$ in die Formel (4.4) eingesetzt, so errechnet sich die folgende Ausschaltdauer $t_{Ausschalten}$:

$$t_{Ausschalten} = \frac{dQ}{dI} = \frac{80nC}{588mA} = 126ns \quad (4.5)$$

Die berechnete Ausschaltzeit von $t_{Ausschalten} = 126ns$ erscheint ausreichend, um im Überstrom-

fall den Laststrom I_L ausreichend schnell genug Abschalten zu können.

Zuletzt ist für die Treiberschaltung ein Gate-Widerstand R_G zu dimensionieren, welcher in Abbildung 4.2 als Widerstand R_1 bezeichnet ist. Nachdem die Gate-Source-Kapazität C_{GS} im ersten Moment ungeladen einen Kurzschluss darstellt, ist ein Vorwiderstand notwendig, damit der Stromfluss durch den Bipolartransistor nicht zu groß wird. Gleiches gilt für den Stromfluss beim Entladen der Gate-Source-Kapazität C_{GS} gegen Masse. Nachdem sich die Gate-Source-Spannung U_{GS} im Einschalt- und Ausschaltfall unterscheidet errechnen sich zwei verschiedene Gate-Widerstände R_G :

$$R_{G_{\text{Einschalten}}} = \frac{U_{GS_{\text{Einschalten}}}}{I_G} = \frac{5V}{588mA} = 8,5\Omega \quad (4.6)$$

$$R_{G_{\text{Ausschalten}}} = \frac{U_{GS_{\text{Einschalten}}}}{I_G} = \frac{10V}{588mA} = 17\Omega \quad (4.7)$$

Für die Treiberschaltung wird jedoch nur ein Gate-Widerstand R_G verwendet. Der Gate-Widerstand wird mit $R_G = 30\Omega$ festgelegt. Der Nachteil, dass sich die Einschalt- und Ausschaltzeit aufgrund dieser Wahl verringert wird akzeptiert, da sie als schnell genug erachtet werden.

Für den npn-Typ wird der *BC817-40* verwendet. Für den pnp-Typ wird der *BC807-40* verwendet, beide Bipolartransistoren vom Hersteller *nexperia*.

4.1.3 Hilfsversorgung

Wie bereits im *Kapitel 3 Lösungsansätze und Konzeptfindung* erwähnt wird, ist das Entwickeln einer Hilfsversorgung nicht Teil der vorliegenden Arbeit. Für den realen Aufbau und die Messungen wird für diese Aufgabe auf ein DC-Spannungs-Labornetzteil zurückgegriffen. Dieser Abschnitt dient jedoch der Diskussion, welche Spannung von der Hilfsversorgung zu Verfügung gestellt werden muss.

In Abbildung 4.2 ist eine *low-side*-Schaltung dargestellt, da der Source-Anschluss des MOSFETs direkt mit Masse verbunden ist. In einer solchen Schaltung ist es ausreichend die Treiberschaltung mit einer Spannung größer der gewünschten Gate-Source-Spannung U_{GS} zu versorgen. Im vorliegenden Leistungsteil handelt es sich jedoch um eine *high-side*-Schaltung, was bedeutet, dass der Source-Anschluss des MOSFETs mit der Lastkonfiguration verbunden wird. Wird der MOSFET leitend und die Spannung U_L an der Last beginnt zu steigen, so steigt das Source-Potential. Liefert die Hilfsversorgung beispielsweise eine konstante DC-Spannung von 15V, so wird die Gate-Source-Spannung U_{GS} in Abhängigkeit des Anstiegs des Source-Potentials sukzessive kleiner. Durch den Leitbetrieb bricht die Gate-Source-Spannung U_{GS} zusammen und der MOSFET schnürt sich selbst ab, woraufhin das Source-Potential wieder sinkt und die Gate-Source-Spannung U_{GS} wieder zu steigen beginnt. Es entsteht ein instabiler Zustand, der zur Zerstörung des MOSFETs führen kann.

Eine high-side-Schaltung erfordert es, das Source-Potential auf das Gate-Potential zurückzuführen, damit die Gate-Source-Spannung U_{GS} im Leitbetrieb konstant bleibt. Dies kann beispielsweise durch eine Addiererschaltung mit Operationsverstärker erreicht werden. Eine solche Lösung hat jedoch den Nachteil, dass die Hilfsversorgung im hier vorliegenden Fall mindestens 38V betragen muss, um den Operationsverstärker ausstreichend zu versorgen. Die Gate-Source-Spannung beträgt maximal $U_{GS} = 10V$, addiert mit einer maximalen Spannung von $U_L = 28V$ an der Last. Die Verwendung von Operationsverstärkern für diese Versorgungsspannung sind teuer und die Auswahl ist begrenzt. Die Gefahr in single-source-Abhängigkeiten zu geraten steigt dadurch. Um diesen negativen Umstand zu verhindern, wird die Hilfsversorgung direkt auf den Ausgang des Leistungsteils aufgesetzt. Damit ist es ausreichend, dass die Hilfsversorgung $U_{hilf} = 15V$ beträgt, um im stationären Leitbetrieb eine Gate-Source-Spannung von $U_{GS} = 10V$ zu erreichen.

4.2 Worst-Case-Auslegung Thermik

Durch den Abschnitt unmittelbar zuvor sind die notwendigen Schaltungsteile definiert, sodass eine Simulation des Leistungsteils erfolgen kann. Dies dient einerseits zum Verifizieren des bis dato implementierten Leistungsteils. Die folgenden Simulationen haben jedoch eine entscheidende Bedeutung für die thermische worst-case-Auslegung des MOSFETs.

Wie dem finalen Konzept zu entnehmen ist, erfolgt der thermische Schutz des MOSFETs durch eine worst-case-Auslegung. Das bedeutet, dass die Ansteuerung des MOSFETs so gestaltet wird, dass im Betrieb, unter den maximal spezifizierten Anforderungen keine thermische Überlastung erfolgt. Gemäß den Spezifikationen für diesen Leistungsteil bedeutet das, dass bei einer Umgebungstemperatur von $T_C = 100^\circ C$ der Einschaltvorgang einen kapazitiven Lastanteil von mindestens $C = 30mF$, bei einer Nennspannung von $U_N = 28VDC$, bewerkstelligen können muss. Des Weiteren muss der MOSFET in einer Kurzschlussfall-Situation den Laststrom I_L sicher abschalten und darf dabei ebenfalls nicht thermisch überlastet werden. Diese beiden Betriebsfälle sorgen für die höchste thermische Beanspruchung des MOSFETs und werden daher im Rahmen dieser Simulationen untersucht.

Wie dem *Kapitel 2 Stand der Technik* zu entnehmen ist, ist die thermische Belastung eines Halbleiterschalters durch ein thermisches Ersatzschaltbild evaluierbar. Für den gewählten MOSFET *STL180n6F7* stellt der Hersteller *STMicroelectronics* ein thermisches Modell zur Verfügung. Das thermische Modell wird für die kostenlose Schaltungssimulations-Software *LTSpice* bereitgestellt.

Es folgt ein Abschnitt über die Einstellungen und die Ausgangslage der Simulationsschaltung. Anschließend erfolgen Simulationen für den Einschaltvorgang und die Kurzschlussfall-Situation.

4.2.1 Einstellungen der Simulation

Abbildung 4.5 zeigt die Ausgangsbasis für die Simulationen. Die in den Abschnitten zuvor erarbeiteten Schaltungen für die Strombegrenzung und die Treiberschaltung sind bereits inkludiert. Als Hilfsversorgung dient eine DC-Spannungsquelle ($V_{\text{Hilfsversorgung}}$), deren Masseanschluss mit dem Ausgang des Leistungsteils (Node OUT) verbunden ist.

Der MOSFET ist in Abbildung 4.5 gelb markiert dargestellt. Dieser Simulationsblock beinhaltet bereits das thermische Modell, welches fünf Anschlüsse besitzt. Neben den drei bekannten MOSFET-Anschlüssen Drain, Source und Gate besitzt der Block zwei weitere Anschlüsse T_j und T_{case} . An T_{case} wird eine DC-Spannungsquelle angeschlossen, über welche die Umgebungstemperatur T_c angegeben wird, wobei ein Volt einem Grad Celsius entspricht. Am Anschluss T_j wird vom thermischen Modell eine elektrische Spannung bereitgestellt, welche gemessen werden kann. Über diese gemessene elektrische Spannung kann auf die Junction-Temperatur T_j geschlossen werden, wobei wieder gilt, dass ein Volt einem Grad Celsius entspricht.

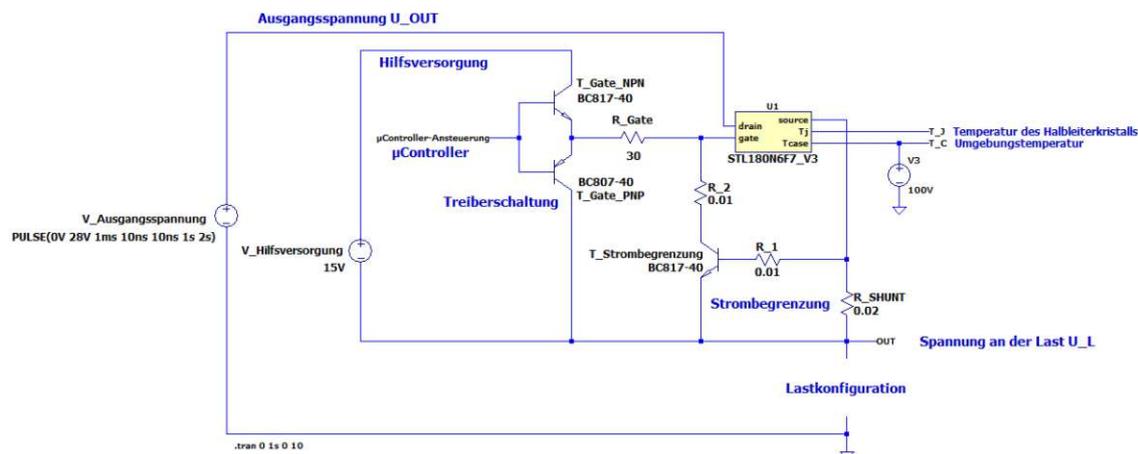


Abbildung 4.5: Schaltung Simulation Ausgangslage

Für die Last kann eine beliebige Lastkonfiguration angeschlossen werden. Für die im Folgenden durchgeführten Simulationen werden mehrere Lastkonfigurationen zur Anwendung kommen. Die Abbildung einer vorgelagerten Stromversorgung wird über eine DC-Spannungsquelle ($V_{\text{Ausgangsspannung}}$) realisiert. Für die Simulationen werden die maximalen Anforderungen einer Ausgangsspannung von $U_{OUT} = 28V$ verwendet sowie eine Umgebungstemperatur $T_c = 100^\circ C$. Die Hilfsversorgung beträgt $U_{hilf} = 15V$. Der Strommessshunt ist mit $R_{SHUNT} = 0,02\Omega$, so gewählt, dass die Strombegrenzung bei rund 40A eingreift. Durch Veränderung des Strommessshuntes und dem Variieren des Basiswiderstandes R_1 kann der Wert für die Strombegrenzung verändert werden, worauf im folgenden Abschnitt zurückgegriffen wird.

Einschaltvorgang

Im finalen Konzept wird festgehalten, dass für die Bewerkestellung des Einschaltvorganges ein Patent unter dem Erfinder Markus Troyer verwendet wird, welches die thermische Beanspruchung des Halbleiterschalters im Einschaltvorgang verringert. Unter Zuhilfenahme der Simulationen wird nun ein passendes Pulsmuster für die Ansteuerung des MOSFETs gesucht, welches den MOSFET bei maximalen Anforderungen nicht thermisch überlastet.

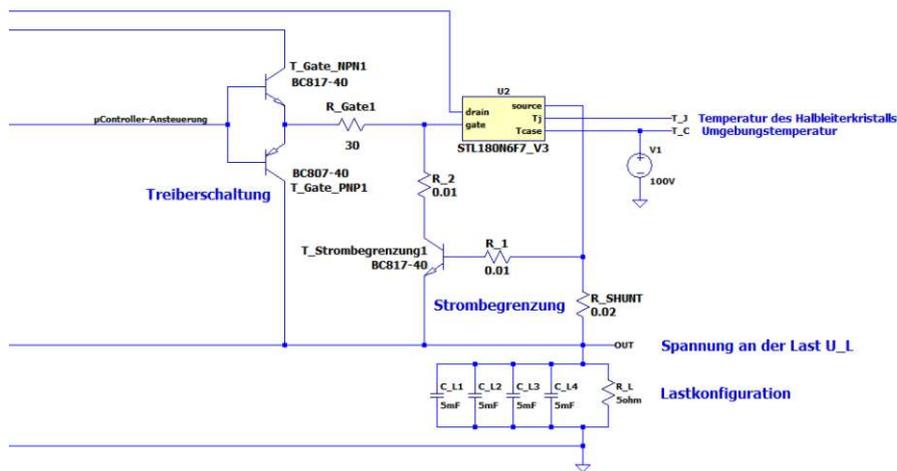


Abbildung 4.6: Lastkonfiguration Einschaltvorgang Simulation

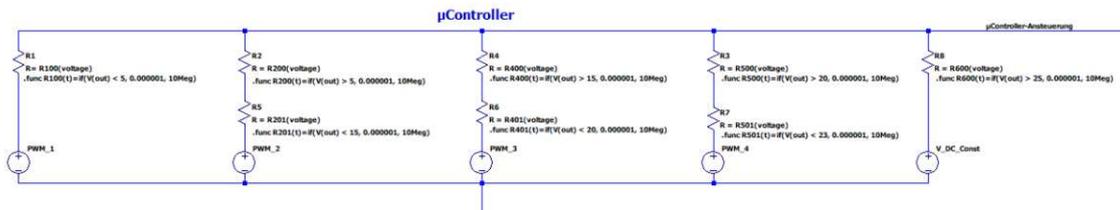


Abbildung 4.7: Pulsmuster-Ansteuerung MOSFET Einschaltvorgang Simulation

Bevor die Simulationen durchgeführt werden können ist eine Lastkonfiguration hinzuzufügen. Dafür wird eine allgemeine RC-Last verwendet, wie sie in Abbildung 4.6 ersichtlich ist. Damit ein realer Fall so gut als möglich abgebildet wird, werden mehrere Kapazitäten, mit parasitären ohmschen und induktiven Anteilen, parallel verwendet. Dies sorgt einerseits dafür, dass parasitäre Effekte berücksichtigt werden. Andererseits muss der Laststrom I_L durch unterschiedliche Zweige innerhalb der Lastkonfiguration verlaufen, was wiederum Auswirkungen auf die Bildung der Spannung U_L an der Last hat.

Des Weiteren braucht es eine Pulsmuster-Ansteuerung des MOSFETs, respektive der Treiberschaltung. Dies wird durch mehrere DC-Spannungsquellen realisiert, welche alle ein PWM-

Pulsmuster ausgeben, was in Abbildung 4.7 ersichtlich ist. Die Periodendauer T wird in allen Spannungsquellen gleich eingestellt, jedoch unterscheiden sich die Pulsweiten t_p der jeweiligen DC-Spannungsquellen. In Abhängigkeit der Spannung U_L an der Last, abgegriffen durch die Node OUT, wird immer nur eine DC-Spannungsquelle an die Treiberschaltung angelegt. Dazu besitzen die Widerstände in den einzelnen DC-Spannungsquellen-Pfaden Bedingungen verknüpft mit der Spannung U_L an der Last, sodass sie entsprechend hoch- oder niederohmig geschaltet werden.

Durch diesen Schaltungsteil kann der Grundgedanke des Patentes simuliert werden, dass je höher die Spannung U_L an der Last ist, die Pulsströme durch den MOSFET breiter werden können. Sobald die Spannung U_L an der Last eine bestimmte Spannung überschritten hat, wird eine konstante DC-Spannungsquelle an die Treiberschaltung angeschlossen und die Ansteuerung durch Pulsströme beendet. Die Simulation wird weiters mit einem Schalter ergänzt, welche die Ausgangsspannung U_{OUT} zum Zeitpunkt t_0 an den Leistungsteil schaltet.

Im Folgenden werden mehrere Versuche präsentiert, welche einerseits die Vorgehensweise und andererseits die Schritte zum finalen Einschaltvorgangs-Pulsmuster beschreiben.

Versuch 1

Die Berechnungen im *Kapitel 3 Lösungsansätze und Konzeptfindung* zuvor sind der Ausgangspunkt für die Einstellung eines ersten Pulsmusters. Beginnend mit einer Pulsbreite von $t_p = 10\mu s$ bei einer Periodendauer von $T = 100\mu s$, werden die DC-Spannungsquellen mit dem folgenden Pulsmuster, unter den folgenden Bedingungen, eingestellt:

- PWM_1: $t_p = 10\mu s$ bei $T = 100\mu s$ für $U_L = [0 - 5V]$
- PWM_2: $t_p = 20\mu s$ bei $T = 100\mu s$ für $U_L = [5 - 15V]$
- PWM_3: $t_p = 50\mu s$ bei $T = 100\mu s$ für $U_L = [15 - 20V]$
- PWM_4: $t_p = 75\mu s$ bei $T = 100\mu s$ für $U_L = [20 - 25V]$
- Strombegrenzung: $I_{L_{max}} = 40A$
- Lastkonfiguration: $C_L = 20mF$ parallel zu $R_L = 5\Omega$

Abbildung 4.8 zeigt das Ergebnis der Simulation mit Hinblick auf die Verifikation einer korrekten Funktionsweise des Leistungsteils. Zum Zeitpunkt $t_0 = 10ms$ wird der Schalter umgelegt, was dazu führt, dass ein Laststrom I_L zu fließen beginnt. Dieser wird durch die Strombegrenzung auf rund 40A begrenzt. Es ist zu erkennen, dass die PWM-Ansteuerung dazu führt, dass der Laststrom I_L in Pulsströme verwandelt wird. Das Laden der Kapazitäten zeigt sich im kontinuierlichen steigen der Spannung U_L an der Last. Gemäß der programmierten Bedingungen wird das Pulsmuster entsprechend der Spannung U_L an der Last nachgeführt. Im Bereich $t = 40ms$ bis $t = 80ms$ ist

dies gut zu erkennen, wie sich das Pulsmuster verändert, da sich die Steigung der Spannung U_L an der Last deutlich verändert. Die Spannung an der Kapazität steigt gemäß Formel (2.8) linear an, wodurch sich vier Abschnitte mit unterschiedlicher Steigung ergeben.

Mit dem Steigen der Spannung U_L an der Last, muss die Drain-Source-Spannung U_{DS} des MOSFETs zu sinken beginnen, was auch in Abbildung 4.8 deutlich hervorgeht. Sobald die Spannung U_L an der Last 25V erreicht hat, wird das Pulsmuster durch eine konstante Spannung von 10V ersetzt. Die restliche Kapazität wird geladen, bis der Laststrom I_L absinkt und dieser letztlich im stationären Betrieb nur noch durch den Widerstand R_L definiert wird.

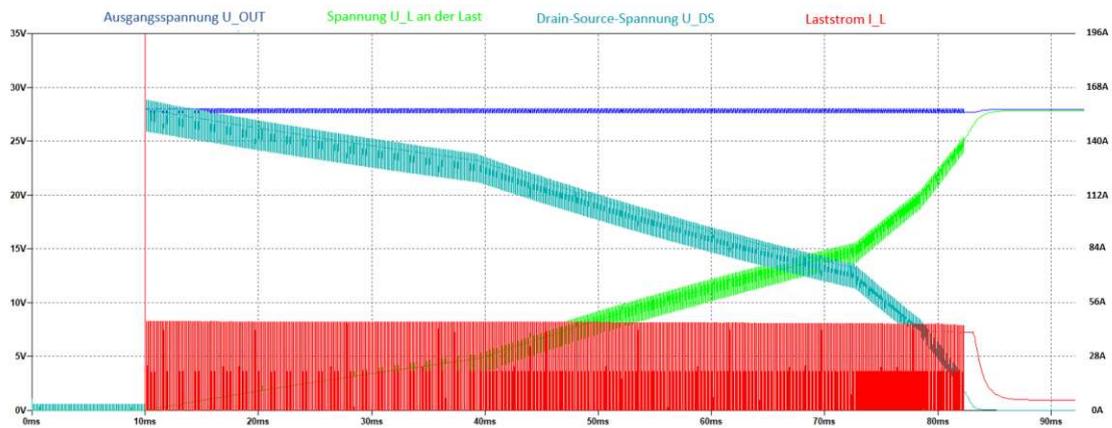


Abbildung 4.8: Simulationsergebnis Einschaltvorgang

Nachdem die Abbildung 4.8 die korrekte Funktion des Leistungsteils verifiziert, gilt es nun das Pulsmuster so anzupassen, dass es zu keiner thermischen Überlastung des MOSFETs kommt. Abbildung 4.9 zeigt das Simulationsergebnis der Erwärmung der Junction Temperatur T_J . Es ist zu erkennen, dass es während dem Einschaltvorgang zu einer deutlichen thermischen Überlastung des MOSFETs kommt. Die Junction Temperatur beträgt über $T_J = 200^\circ\text{C}$. Laut Datenblatt liegt die maximale Junction Temperatur des MOSFETs bei $T_{J,max} = 175^\circ\text{C}$. Die soeben beschriebenen vier linearen Abschnitte durch die Pulsmuster-Veränderung spiegeln sich auch hier wieder. Bereits in der ersten Änderung des Pulsmusters ($t = 40\text{ms}$) kommt es zu einer thermischen Überlastung. Auf Basis dieses Simulationsergebnisses wird nun in weiterer Folge durch Ausprobieren mehrerer Einstellungen (Veränderungen der Pulsbreite t_p , der Periodendauer T sowie der Spannungsabschnitte für U_L) ein Pulsmuster gesucht, welches den MOSFET thermisch nicht überlastet.

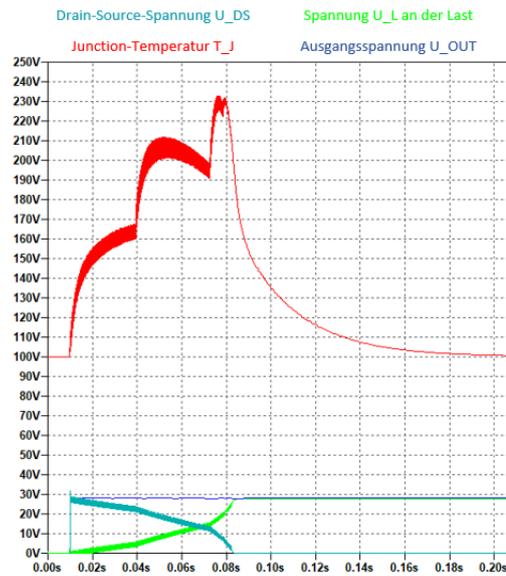


Abbildung 4.9: Simulationsergebnis Versuch 1 Erwärmung MOSFET

Versuch 2

Die Ergebnisse aus dem ersten Versuch zuvor haben gezeigt, dass es zu Beginn lange dauert, bis die Spannung U_L an der Last zu steigen beginnt. Dies wird mit den Einstellungen in diesem Versuch korrigiert, indem sowohl die Pulsdauer t_p , als auch die Periodendauer T erhöht werden. Die zweite Bedingung für die DC-Spannungsquelle PWM_2 wird auf $10V$ verändert. Dies verlangsamt die Erwärmung, da die Drain-Source-Spannung U_{DS} des MOSFETs dadurch bereits deutlicher gesunken ist, bevor die Pulsdauer t_p breiter wird.

- PWM_1: $t_p = 30\mu s$ bei $T = 300\mu s$ für $U_L = [0 - 10V]$
- PWM_2: $t_p = 45\mu s$ bei $T = 300\mu s$ für $U_L = [10 - 15V]$
- PWM_3: $t_p = 60\mu s$ bei $T = 300\mu s$ für $U_L = [15 - 20V]$
- PWM_4: $t_p = 90\mu s$ bei $T = 300\mu s$ für $U_L = [20 - 25V]$
- Strombegrenzung: $I_{Lmax} = 40A$
- Lastkonfiguration: $C_L = 20mF$ parallel zu $R_L = 5\Omega$

Abbildung 4.10 zeigt das Ergebnis der Simulation. Es ist zu erkennen, dass es weiterhin zu einer thermischen Überlastung des MOSFETs kommt. Im Vergleich zu Abbildung 4.9 ist die Erwärmung der Junction Temperatur mit rund $T_J = 175^\circ C$ jedoch bereits deutlich geringer.

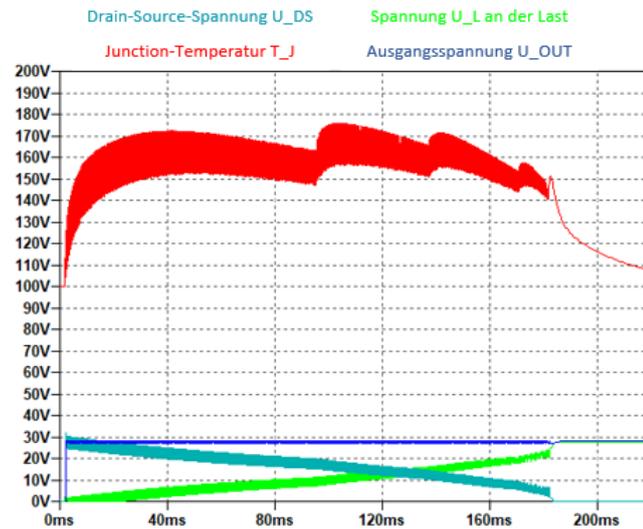


Abbildung 4.10: Simulationsergebnis Versuch 2 Erwärmung MOSFET

Versuch 3

In diesem dritten Versuch werden das Pulsmuster und die Spannungsbedingungen gleich gelassen, jedoch wird die Strombegrenzung auf 30A herabgesetzt.

- PWM_1: $t_p = 30\mu s$ bei $T = 300\mu s$ für $U_L = [0 - 10V]$
- PWM_2: $t_p = 45\mu s$ bei $T = 300\mu s$ für $U_L = [10 - 15V]$
- PWM_3: $t_p = 60\mu s$ bei $T = 300\mu s$ für $U_L = [15 - 20V]$
- PWM_4: $t_p = 90\mu s$ bei $T = 300\mu s$ für $U_L = [20 - 25V]$
- Strombegrenzung: $I_{L_{max}} = 30A$
- Lastkonfiguration: $C_L = 20mF$ parallel zu $R_L = 5\Omega$

Abbildung 4.11 zeigt das Ergebnis der Simulation. Es ist zu erkennen, dass der MOSFET nun nicht mehr thermisch überlastet wird, da eine maximale Junction Temperatur von $T_J = 160^\circ C$ erreicht wird. Die Veränderungen des Pulsmusters und der Strombegrenzung hat im Vergleich zum ersten Versuch die Folge, dass der Einschaltvorgang nun mehr als viermal so lange dauert.

Versuch 4

In einem abschließenden vierten Versuch werden die Einstellungen dokumentiert, welche die maximalen Anforderungen der Spezifikation bewerkstelligen können. Folgende Einstellungen werden getroffen und festgehalten.

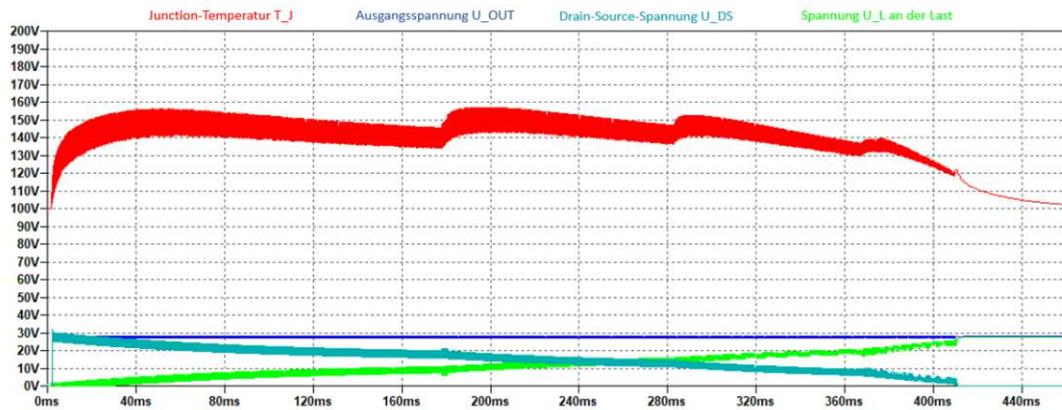


Abbildung 4.11: Simulationsergebnis Versuch 3 Erwärmung MOSFET

- PWM_1: $t_p = 30\mu s$ bei $T = 400\mu s$ für $U_L = [0 - 10V]$
- PWM_2: $t_p = 45\mu s$ bei $T = 400\mu s$ für $U_L = [10 - 15V]$
- PWM_3: $t_p = 60\mu s$ bei $T = 400\mu s$ für $U_L = [15 - 20V]$
- PWM_4: $t_p = 90\mu s$ bei $T = 400\mu s$ für $U_L = [20 - 25V]$
- Strombegrenzung: $I_{L_{max}} = 30A$
- Lastkonfiguration: $C_L = 30mF$ parallel zu $R_L = 5\Omega$

Abbildung 4.12 zeigt das erfolgreiche Ergebnis der Simulation. Die Verlängerung der Periodendauer T und die Erhöhung des kapazitiven Lastanteils haben zur Folge, dass der Einschaltvorgang nun rund $600ms$ dauert. Es kommt jedoch während dem Einschaltvorgang zu keinem Zeitpunkt, zu einer thermischen Überlastung des MOSFETs. Damit sind diese Einstellungen in weiterer Folge in der Software Implementierung im μ Controller zu realisieren und die Strombegrenzung ist entsprechend anzupassen.

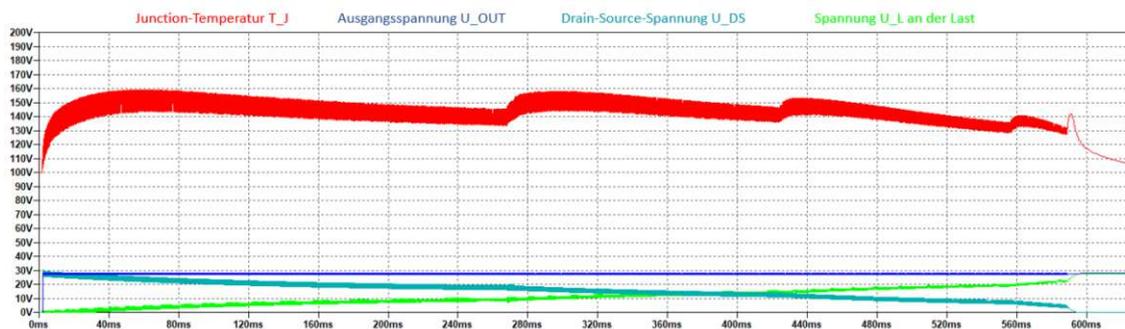


Abbildung 4.12: Simulationsergebnis Versuch 4 Erwärmung MOSFET

4.2.2 Kurzschlussfall-Situation

In einer Kurzschluss-Situation ist die thermische Belastung für den MOSFET instantan höher als jene im Einschaltvorgang. Während beim Einschaltvorgang erhöht jeder Pulsstrom die Spannung U_L an der Last und damit sinken die Verluste am MOSFET kontinuierlich. In einer Kurzschlussfall-Situation bleibt die Spannung U_L an der Last bei nahezu 0V- und am MOSFET liegt nahezu die gesamte Ausgangsspannung U_{OUT} an. Des Weiteren ist im Einschaltvorgang das Pulsmuster gesteuert vorgegeben und beginnt mit wenigen Zehntel μs . Die Kurzschlussfall-Situation ereignet sich zu einem beliebigen Zeitpunkt im stationären Leitbetrieb. Bis die Überstrom-Situation gemessen wird und der μ Controller eine Entscheidung getroffen hat, dass der Laststrom I_L unterbrochen werden muss, vergeht eine längere Zeitspanne, als im Einschaltvorgang.

Die Simulationen in diesem Abschnitt haben daher das Ziel einen Zeitraum zu definieren, wie lange die Strommessung, Verarbeitung im μ Controller und anschließende Abschaltung dauern darf, bevor der MOSFET thermisch überlastet ist. Wie auch beim Einschaltvorgang wird die Strombegrenzung ausgenutzt, um die thermische Erwärmung des MOSFETs zu verzögern.

Die zu erfüllenden Vorgaben aus der Spezifikation bildet grundsätzlich die Abschaltcharakteristik aus Abbildung 3.1. Diese sieht jedoch nur vor, dass ein Überstrom größer dem zweifachen Nennstrom in weniger als 30ms abgeschaltet werden muss. Unter Zuhilfenahme von Formel (2.5) und dem Verlauf der thermischen Impedanz Z_{th} für einen Einzelpuls, aus Abbildung 3.7, lässt sich in Formel (4.8) der Temperaturanstieg ΔT_{JA} berechnen.

$$\Delta T_{JA} = \vartheta_{jmax} - \vartheta_A = I_{Pulse} \cdot U_{Pulse} \cdot Z_{th}(t_p = 30ms) = 31A \cdot 28V \cdot 0,5K/W = 434K(4.8)$$

Der berechnete Wert von $\Delta T_{JA} = 434K$ verdeutlicht die eingangs beschriebene Problematik, dass eine Kurzschlussfall-Situation thermisch eine größere Herausforderung darstellt.

Abbildung 4.13 zeigt die Simulationsschaltung für eine Kurzschlussfall-Situation. Im Kern entspricht die Schaltung jener aus Abbildung 4.5, nun ergänzt mit einer rein ohmschen Last R_L , was dem stationären Leitbetrieb entspricht. Über einen Zeitschalter parallel wird diese ohmsche Last kurzgeschlossen. Die Ansteuerung an den MOSFET bildet eine konstante DC-Spannungsquelle ($V_Ansteuerung$), welche nach dem Auftreten der Kurzschlussfall-Situation an der Last ihre Spannung auf 0V reduziert und damit den MOSFET sperrt.

Auf die Einstellung der Zeitdauer in dieser DC-Spannungsquelle kommt es nun an, damit der MOSFET nicht thermisch überlastet wird. Ein erster Anhaltspunkt ist die Laufzeit des μ Controllers, welche mit rund $200\mu s$ angenommen werden kann. Dies bildet die untere zeitliche Schwelle. In einer ersten Simulation wird daher die Dauer zwischen dem Kurzschließen der Last und dem sperren des MOSFETs auf $t = 250\mu s$ eingestellt.

Abbildung 4.14 zeigt das Ergebnis der Simulation mit Hinblick auf die korrekte Funktionswei-

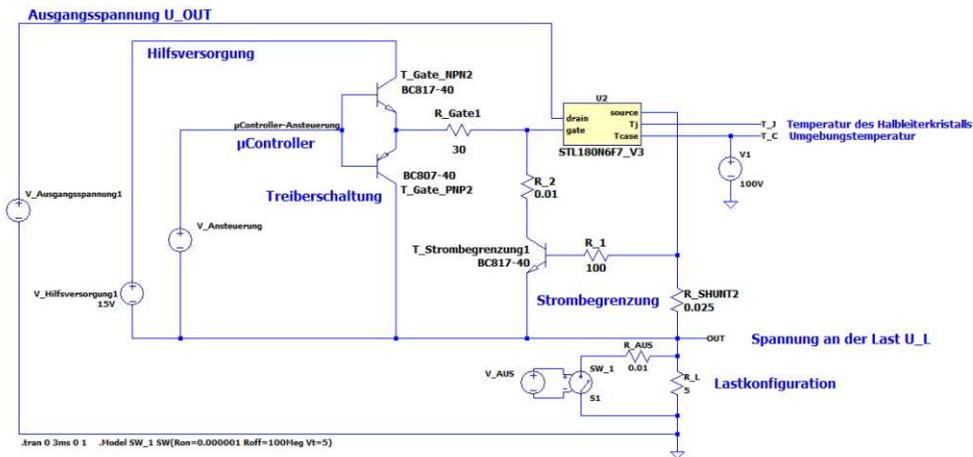


Abbildung 4.13: Schaltung Simulation Kurzschlussfall

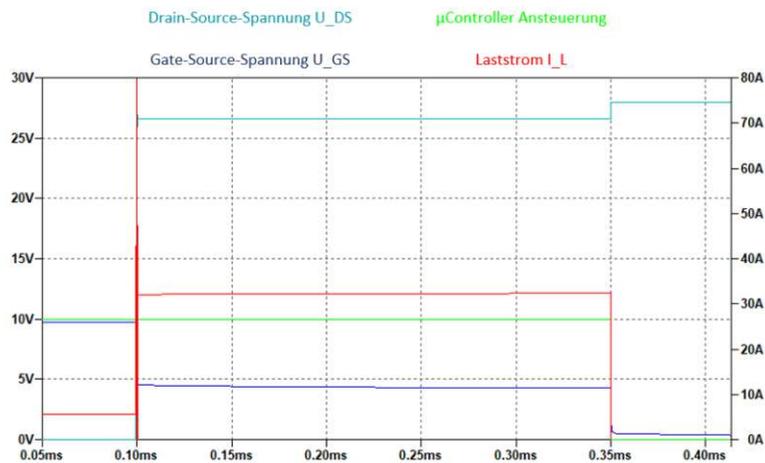


Abbildung 4.14: Simulationsergebnis Kurzschlussfall-Situation Funktionsweise

se des Leistungsteils. Es ist zu erkennen, dass bei $t = 100\mu\text{s}$ die Kurzschlussfall-Situation auftritt und unmittelbar danach von der Strombegrenzung begrenzt wird. Die Gate-Source-Spannung U_{GS} wird über den gesamten Zeitraum von der Strombegrenzung auf einem nahezu konstanten Wert gehalten. Nach den eingestellten $t_{aus} = 250\mu\text{s}$, wird an die Treiberschaltung die Abschaltung übermittelt, was dazu führt das der Laststrom I_L zum Erliegen kommt. Weiteres ist die Drain-Source-Spannung U_{DS} zu erkennen, welche im stationären Leitbetrieb bei nahezu 0V liegt und in der Kurzschlussfall-Situation nahezu auf die Ausgangsspannung der Stromversorgung U_{OUT} springt. Durch parasitäre Effekte und den Strommessshunt werden Spannungen an den Leitungen abfallen, weshalb die komplette Ausgangsspannung U_{OUT} erst nach dem Abschalten des Laststromes I_L am MOSFET als Drain-Source-Spannung U_{DS} anliegt beziehungsweise ein letztes Mal springt.

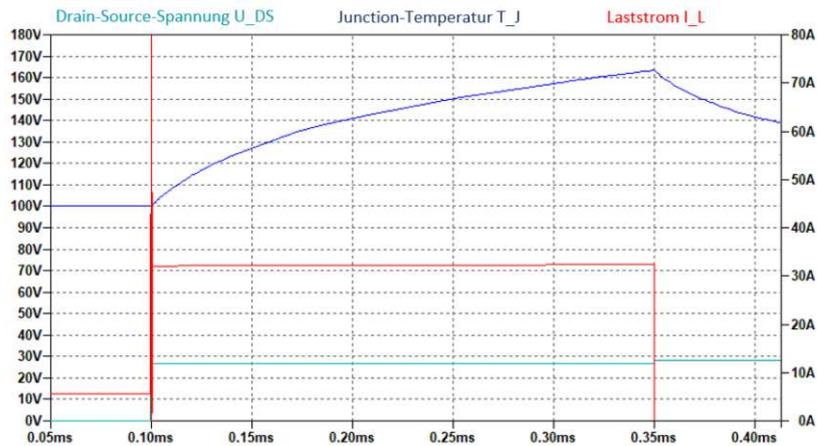


Abbildung 4.15: Simulationsergebnis Kurzschlussfall-Situation Erwärmung Abschaltung nach $250\mu s$

Abbildung 4.15 zeigt das Ergebnis der Simulation mit Betrachtung der Junction-Temperatur T_J . Es ist zu erkennen, dass die Junction Temperatur bis maximal $T_J = 165^\circ C$ ansteigt, womit die maximalen $T_{J_{max}} = 175^\circ C$ unterschritten bleiben.

Zum Vergleich ist in Abbildung 4.16 das Ergebnis der Simulation für die Junction-Temperatur T_J mit einer Abschaltdauer von $t_{aus} = 1ms$ dargestellt. Es ist zu erkennen, dass die maximale Junction Temperatur mit $T_J = 200^\circ C$ deutlich überschritten wird. Für die Software-Implementierung bilden sich daraus die Grenzen für das Erkennen und das rechtzeitige Abschalten des Überstromes.

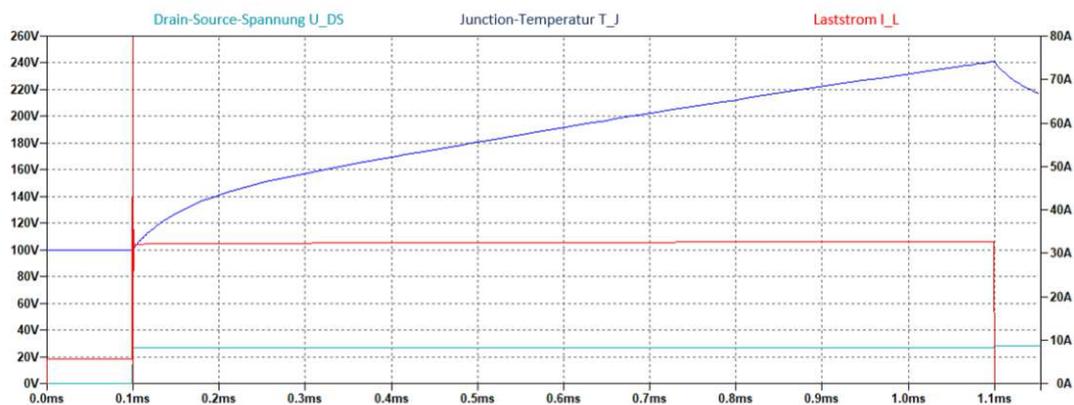


Abbildung 4.16: Simulationsergebnis Kurzschlussfall-Situation Erwärmung Abschaltung nach $1ms$

4.3 Software - Implementierung

Der folgende Abschnitt beschreibt die Implementierungen für den Leistungsteil aus Software-Sicht. Die Notwendigkeit einer Ansteuerung für den MOSFET wird in den Kapiteln und Ab-

schnitten zuvor bereits des öfteren erwähnt. Dies wird mithilfe eines μ Controllers, konkret dem *ATMega2560*, durchgeführt. Dieser μ Contoller wird gemeinsam mit einem Entwicklungsboard verwendet, dem *Elegoo Mega2560 Controller Board*. Als Entwicklungsumgebung für das Programmieren dient die *Arduino IDE*.

Das Entwicklungsboard kann mit einer Spannung von 10 – 15V versorgt werden, weshalb das Entwicklungsboard an die Hilfsversorgung $U_{hilf} = 15V$ angeschlossen wird und dessen Massenschluss ebenfalls mit dem Ausgang des Leistungsteils verbunden wird. Die Eingangs- und Ausgangspins des Entwicklungsboards besitzen einen Signalpegel von 5V.

Es folgt ein Abschnitt über die Implementierung der Strom- und Spannungsmessung, damit die gemessenen Informationen in das Entwicklungsboard eingelesen werden können und vom μ Controller verarbeitet werden können. Den Abschluss bildet ein Abschnitt zur Programmierung des μ Controllers, mit einem Schwerpunkt auf die Code-Abschnitte für den Einschaltvorgang und die Kurzschlussfall-Situation.

4.3.1 Strommessung

Die Informationen über den aktuell fließenden Laststrom I_L sind für den laufenden Betrieb unabdingbar. Der μ Controller benötigt diese Informationen um auf dessen Basis (vergleiche die Abschaltcharakteristik in Abbildung 2.4) Steuerbefehle an die Treiberschaltung des MOSFETs zu richten.

Der μ Controller kann über Analog-Digital-Wandler Eingänge die entsprechenden physikalischen Signale einlesen und anschließend digital verarbeiten. Die physikalischen Signale sind in Form einer Spannung an den μ Controller-Eingang zu übermitteln.

Für die Ermittlung des fließenden Laststromes I_L wird daher der Spannungsabfall an einem Strommessshunt gemessen, über welchen der Laststrom I_L geführt wird. Es bedarf daher einer Schaltung, welche die Spannung am Strommessshunt einliest und dem Entwicklungsboard zuführt. Für solche Aufgaben findet in der Regel eine Subtrahier-Schaltung Anwendung, wie sie in Abbildung 4.17 realisiert mit einem Operationsverstärker dargestellt ist.

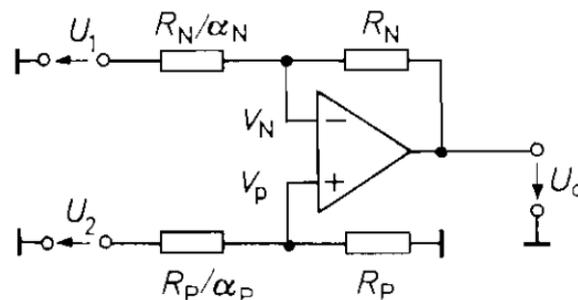


Abbildung 4.17: Subtrahierer mit Operationsverstärker [14]

Die Eingangsspannungen U_1 und U_2 in Abbildung 4.17 werden vor und nach dem Strommessshunt abgegriffen. Wird für die vier Widerstände derselbe Widerstandswert verwendet, so entspricht die Ausgangsspannung U_a der Differenzspannung am Strommessshunt. Durch die Wahl der Widerstände kann eine Verstärkung der Differenzspannung erreicht werden.

Durch die Wahl des Strommessshunt von $R_{SHUNT} = 0,025\Omega$ und die gewählte Laststrombegrenzung von rund $I_{Lmax} = 30A$ kann der Spannungsabfall am Messshunt zwischen $0 - 750mV$ betragen. Der ADC des μ Controllers besitzt einen Eingangsspannungsbereich von $0 - 5V$, weshalb eine Verstärkung der Differenzspannung durchgeführt wird.

Die Verstärkung α wird so errechnet, dass die maximal auftretende Spannung am Strommessshunt, $4,5V$ am μ Controller-Eingang erzeugt. Formel (4.9) zeigt die Berechnung.

$$\alpha = \frac{4,5V}{750mV} = 6 \quad (4.9)$$

Durch die Wahl von $\alpha_N = \alpha_P = \alpha$ vereinfacht sich der Zusammenhang der Spannungen aus Abbildung 4.17 auf den Zusammenhang in Formel (4.10).

$$U_a = \alpha \cdot (U_2 - U_1) \quad (4.10)$$

Nachdem jedoch die Hilfsversorgung an den Ausgang des Leistungsteils angeschlossen ist, bedeutet das, dass eine der beiden Eingangsspannungen aus Sicht des Operationsverstärkers auf Masse liegt. Ein Blick in Formel (4.9) zeigt, dass es sich dabei um die Spannung U_1 handeln muss, damit letztlich eine positive Verstärkung der Ausgangsspannung U_a erreicht wird. Denkt man sich in Abbildung 4.17 das Widerstandsverhältnis R_N/α_N direkt auf Masse geschaltet und zeichnet die Schaltung um, so kommt man zu einer anderen bekannten Standard-Operationsverstärker Schaltung. Das Ergebnis ist eine *nicht-invertierende Operationsverstärkerschaltung*, dessen Grundschaltung in Abbildung 4.18 dargestellt ist.

Die nicht invertierte Verstärkung errechnet sich aus der Formel (4.11).

$$\alpha = \frac{U_a}{U_e} = 1 + \frac{R_N}{R_1} \quad (4.11)$$

Bei Annahme des Widerstandswertes $R_N = 10k\Omega$ und einer gewünschten Verstärkung von $\alpha = 6$, errechnet sich durch Umformen des Zusammenhanges in Formel (4.11) der Widerstandswert $R_1 = 2k\Omega$.

4.3.2 Spannungsmessung

Für den laufenden Betrieb ist die Spannung U_L an der Last von Bedeutung. Nachdem diese Spannung einen Bereich von 20 bis $28VDC$ abdeckt ist es notwendig die Spannung für die μ Controller Eingänge auf $5V$ herunter zu wandeln. Diese Aufgabe wird mit einem Spannungsteiler gelöst,

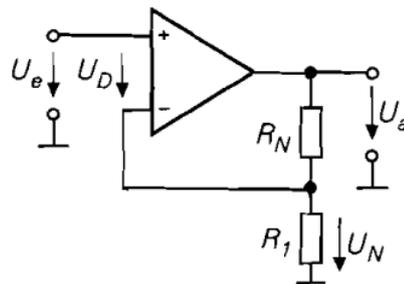


Abbildung 4.18: Schaltung nicht invertierender Verstärker [14]

welcher auf die maximal erwartbare Spannung von 28V ausgelegt wird.

Nachdem das Entwicklungsboard des μ Controllers an den Ausgang des Leistungsteils angeschlossen ist, gilt es zu bedenken, dass die Spannung U_L an der Last nicht zu messen ist, da diese aus Sicht des μ Controllers auf Masse liegt. Abhilfe schafft die Verwendung der Drain-Source-Spannung U_{DS} , welche für die Implementierung des Prinzips die Gleiche Information besitzt. Im Gegensatz zur Simulation muss nun die Pulsbreite t_p in Abhängigkeit der Drain-Source-Spannung U_{DS} nachgeführt werden. Es gilt nun jedoch zu beachten, dass je geringer die Drain-Source-Spannung U_{DS} wird, umso breiter werden die Pulsströme t_p .

Gemäß der Spannungsteiler-Regel ergibt sich der Zusammenhang in Formel (4.12).

$$\frac{U_{\mu\text{Controller}}}{U_{DS}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.12)$$

Der Spannungsteiler wird so ausgelegt, dass im maximalen Fall von $U_{DS} = 28V$, der μ Controller Eingang mit 4,5V belastet wird. Durch Wahl des Widerstandes $R_2 = 20k\Omega$, errechnet sich durch Umformen der Formel (4.12) ein Widerstandswert $R_1 = 105k\Omega$.

4.3.3 Treiberansteuerung

In der Simulation wird die Treiberschaltung mit 10V Pegeln angesteuert, damit im stationären Leitbetrieb die Gate-Source-Spannung $U_{GS} = 10V$ beträgt. Daher ist eine Verstärkung des 5V Ausgangssignals des μ Controllers um den Faktor $\alpha = 2$ erforderlich.

Für diese Aufgabe wird ebenfalls die bereits erwähnte nicht invertierende Verstärker-Schaltung aus Abbildung 4.18 verwendet. Ein Blick in Formel (4.11) zeigt, dass eine Verstärkung von $\alpha = 2$ einfach durch die Wahl gleicher Widerstandswerte $R_N = R_1 = 20k\Omega$ erreicht werden kann. Für die Darstellung der Schaltung mit den gewählten Widerstandswerten wird an dieser Stelle verzichtet und auf den *Abschnitt 4.4* verwiesen.

4.3.4 Programmierung

Die folgenden Abschnitte erläutern die relevantesten Software-Implementierungen in der Entwicklungsumgebung.

Einschaltvorgang

Für die Erzeugung des Pulsmusters während dem Einschaltvorgang wird der Timer 1 des ATmega2560 verwendet. Für die Konfiguration werden die Register *TCCR1A* und *TCCR1B* benötigt. Konfiguriert wird der Timer 1 im PWM, Phase and Frequency Correct Modus. Es wird kein *prescaler* verwendet, wodurch der Timer 1 eine Takt-Frequenz von $f_{CLK} = 16\text{MHz}$ verwendet. Diese ist notwendig um in einem nächsten Schritt die Registerwerte für das gewünschte Pulsmuster zu berechnen.

Dem Datenblatt des ATmega2560 ist zu entnehmen, dass für die Einstellung der Periodendauer T_{PWM} respektive der Frequenz f_{PWM} des Pulsmusters, das Register *ICR1* verwendet wird. Die Formel (4.13) gibt den Zusammenhang zwischen der Frequenz f_{PWM} und dem Register *ICR1* wieder. Mit einer gewünschten Periodendauer von $T_{PWM} = 400\mu\text{s}$, errechnet sich der Registerwert folgendermaßen.

$$ICR1 = \frac{f_{CLK}}{2 \cdot f_{PWM}} = \frac{f_{CLK} \cdot T_{PWM}}{2} = \frac{16\text{MHz} \cdot 400\mu\text{s}}{2 \cdot 16\text{MHz}} = 3200 \quad (4.13)$$

Durch das Setzen des soeben errechneten Wertes in das Register *ICR1* besitzt der Timer-Ausgang die Periodendauer $T_{PWM} = 400\mu\text{s}$. Die Pulsbreite t_p wiederum wird über das Register *OCR1B* eingestellt. Über die Formel (4.14) können die Registerwerte für *OCR1B* in Abhängigkeit der gewünschte Pulsdauer t_p berechnet werden.

$$OCR1B(t_p) = ICR1 - \left(ICR1 \cdot \frac{t_p}{T_{PWM}} \right) = ICR1 \cdot \left(1 - \frac{t_p}{T_{PWM}} \right) \quad (4.14)$$

Der Timer 1 ist intern mit dem PIN 12 des Entwicklungsboardes verbunden, weshalb dieser zuletzt als Ausgangspin konfiguriert werden muss. Abbildung 4.19 zeigt einen Ausschnitt aus dem Programmcode mit der Timer-Konfiguration.

Während dem Einschaltvorgang ist in Abhängigkeit der Drain-Source-Spannung U_{DS} am MOSFET die Pulsbreite t_p des Pulsmusters zu erhöhen. Die entsprechenden Pulsbreiten t_p und Spannungsschwellen werden im *Abschnitt 4.2* ermittelt. Diese Spannungsschwellen können mit dem zuvor definierten Spannungsteiler in Digitalwerte übersetzt werden. Bei dem Analog-Digitalwandler handelt es sich um eine *10Bit* Auflösung. Der $\mu\text{Controller}$ verarbeitet daher $2^{10} = 1024$ Digitalwerte von 0 bis 1023. Mit der Formel (4.15) können aus der Drain-Source-Spannung U_{DS} , die für das Programmieren relevanten Digitalwerte errechnet werden.

```
//configuration of PINs, TIMER, variables
void setup()
{
  //configure TIMER 1 in mode PWM with phase & frequency correction
  TCCR1A = 0b1111100;
  //configure no prescaling for TIMER 1 -> f_clk = 16MHz
  TCCR1B = 0b00010001;

  //configure period time to T = 400µs
  ICR1 = 3200;
  //configure pulse width to tp = 30µs
  OCR1B = 2960;

  //configure PIN 12 as OUTPUT
  pinMode(12, OUTPUT);
}
```

Abbildung 4.19: Programmcode Timer-Konfiguration

$$U_{DS} \text{ als Digitalwert} = \frac{U_{DS}}{6,25} \cdot \frac{1023}{5V} \quad (4.15)$$

Die Registerwerte OCR1B für das Nachführen der Pulsbreite t_p errechnen sich durch die Formel (4.14), indem die in *Abschnitt 4.2* definierten Pulsbreiten t_p eingetragen werden.

Abbildung 4.20 zeigt den Programmcode-Ausschnitt, der den Einschaltvorgang bewerkstelligt. Es ist zu erkennen, dass zu Beginn die Drain-Source-Spannung U_{DS} als Digitalwert eingelesen wird. In Abhängigkeit dieser wird durch mehrere *else-if-Abfragen* die Pulsbreite t_p definiert. Diese Funktion wird zyklisch im Programmablauf aufgerufen, bis die Drain-Source-Spannung U_{DS} letztlich nahezu 3V erreicht hat und damit der Einschaltvorgang abgeschlossen ist.

```
void EINSCHALTVORGANG()
{
  U_DS = analogRead(A0);

  if (U_DS > 590)
    OCR1B = 2960;
  else if (U_DS >= 426 && U_DS <= 589)
    OCR1B = 2840;
  else if (U_DS >= 262 && U_DS <= 425)
    OCR1B = 2720;
  else if (U_DS >= 98 && U_DS <= 261)
    OCR1B = 2480;
  else if (U_DS <= 97)
    OCR1B = 0;
}
```

Abbildung 4.20: Programmcode Einschaltvorgang

Kurzschlussfall-Situation

Für das Implementieren einer Kurzschlussfall-Situation ist die Information des aktuell fließenden Laststromes I_L ausschlaggebend. Mit der im Abschnitt zuvor implementierten Strommessung, kann auf die gleiche Art und Weise, wie eben zuvor für die Spannungsmessung, ein Digitalwert für den Stromwert errechnet werden. In Anlehnung an Formel (4.15) gilt der Zusammenhang in Formel (4.16).

$$I_L \text{ als Digitalwert} = I_L \cdot 0,025 \cdot 6 \cdot \frac{1023}{5V} \quad (4.16)$$

Handelt es sich um eine Kurzschlussfall-Situation beziehungsweise einen Überstrom größer dem zweifachen Nennstrom I_N , so ist die Abschaltung unverzüglich durchzuführen. Dies wird erreicht, indem der entsprechende Ausgang abgeschaltet wird. Des Weiteren wird eine Variable gesetzt, welche den Programmablauf stoppt, da eine Abschaltung erfolgt ist. Abbildung 4.21 zeigt den entsprechenden Programmcode-Ausschnitt.

```
void Kurzschluss_Ueberstromfall()
{
  I_OUT = analogRead(A1);

  if (I_OUT > 614)
  {
    Abschaltung = true;
    digitalWrite(12, LOW);
  }
}
```

Abbildung 4.21: Programmcode Kurzschlussfall-Situation

4.4 Überblick gesamte Implementierung und Aufbau

Die in den Abschnitten zuvor erarbeiteten Schaltungen sind im Schaltplan in Abbildung 4.22 dargestellt. Abbildung 4.23 zeigt den aufgebauten Leistungsteil.

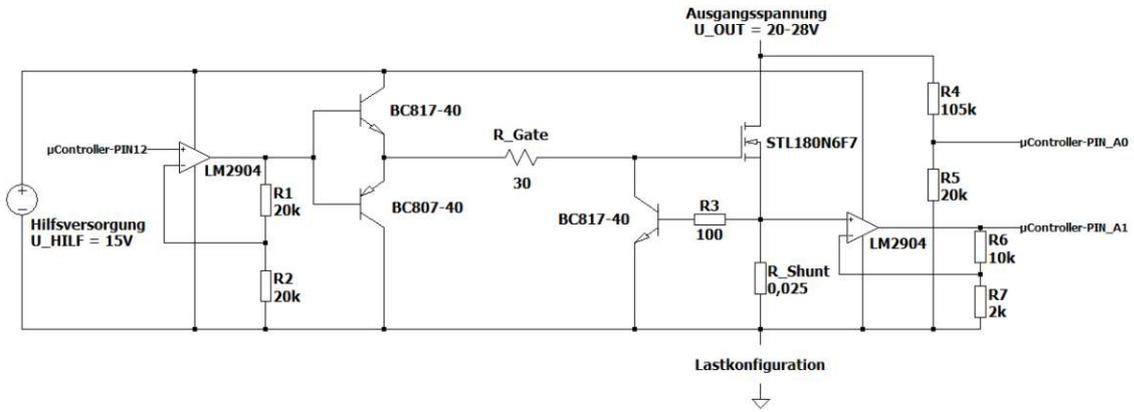


Abbildung 4.22: Implementierte Schaltung des finalen Konzeptes

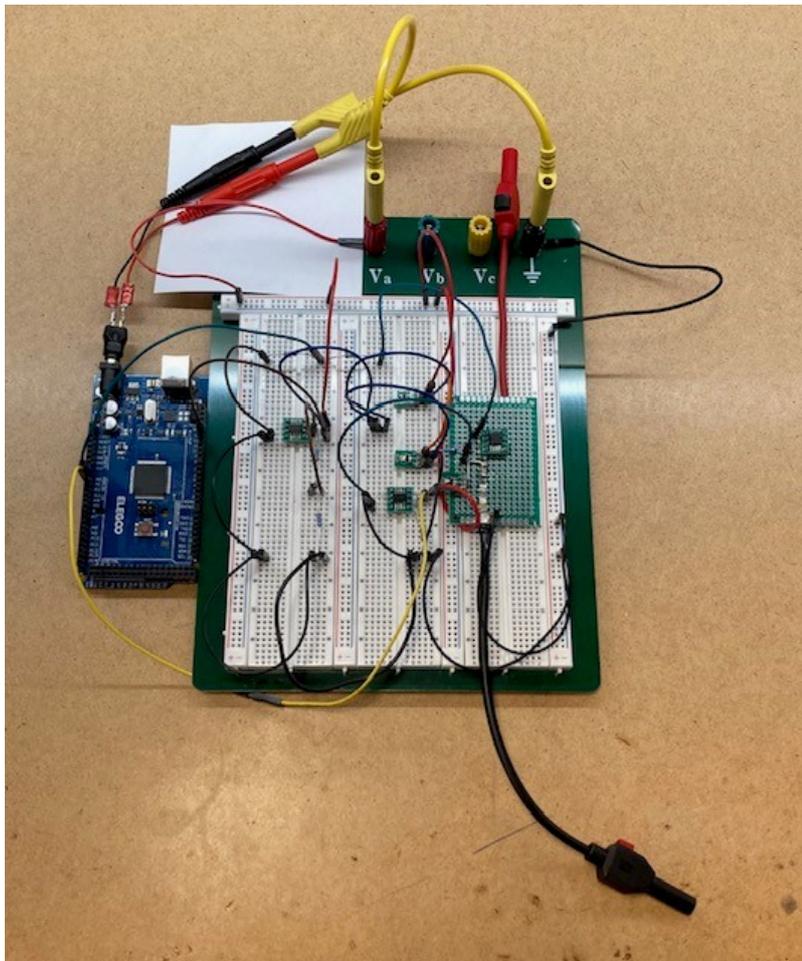


Abbildung 4.23: Aufbau Leistungsteil

KAPITEL 5

Messungen und Verifikation

Dieses Kapitel nimmt den im Kapitel zuvor implementierten und aufgebauten Leistungsteil in Betrieb. Durch anschließende Messungen wird die Funktionsfähigkeit des Leistungsteiles verifiziert. Abweichungen zwischen der Simulation und dem realen Aufbau machen Adaptierungen notwendig, welche folgend beschrieben werden. Das Hauptaugenmerk liegt, wie schon zuvor, auf dem Einschaltvorgang und der Kurzschlussfall-Situation.

Erläuterungen zu den Messungen

Für die Messungen wurde ein Oszilloskop verwendet. Für die folgenden Darstellungen der Messungen lag die Wahl der Oszilloskop-Kanäle bei:

- C1 ... Laststrom I_L
- C2 ... Drain-Source-Spannung U_{DS}
- C4 ... Spannung U_L an der Last
- C6 ... Ausgangsspannung U_{OUT}

Die Messungen wurden bei Zimmertemperatur durchgeführt.

dass es sich dabei um Pulsströme handelt, welche sich durch die Ansteuerung mit dem Pulsmuster ergeben. Andererseits werden diese Pulsströme, wie gewünscht bei rund 30A begrenzt.

Die Dauer des Einschaltvorgangs in Abbildung 5.1 erscheint für einen kapazitiven Lastanteil von $C_L = 10\text{mF}$ verglichen mit den Ergebnissen aus den Simulationen zu lange.

Abbildung 5.2 zeigt die dazugehörigen Verläufe der Spannungen für die erste Messung. Es ist zu erkennen, dass die Spannung U_L an der Last nicht die Nennspannung von $U_N = 28\text{V}$, erreicht sondern einen stationären Wert bei rund 8V einnimmt. Invers dazu bleibt die Drain-Source-Spannung U_{DS} bei rund 20V hängen.

Diese Erkenntnis macht eine Änderung in den Spannungsschwellen, bei denen das Pulsmuster umgestellt wird notwendig. Durch empirisches Ausprobieren werden letztlich die folgenden Spannungsschwellen in der Software adaptiert:

- PWM_1: $t_p = 30\mu\text{s}$ bei $T = 400\mu\text{s}$ für $U_L = [0 - 5\text{V}]$
- PWM_2: $t_p = 45\mu\text{s}$ bei $T = 400\mu\text{s}$ für $U_L = [5 - 10\text{V}]$
- PWM_3: $t_p = 60\mu\text{s}$ bei $T = 400\mu\text{s}$ für $U_L = [10 - 15\text{V}]$
- PWM_4: $t_p = 90\mu\text{s}$ bei $T = 400\mu\text{s}$ für $U_L = [15 - 23\text{V}]$

5.1.2 Messung 2

Mit den Änderungen in der Ansteuerung wird der Einschaltvorgang mit einer Lastkonfiguration von $C_L = 10\text{mF}$ und $R_L = 5\Omega$ wiederholt. Abbildung 5.3 zeigt den Verlauf der Spannungen während dem Einschaltvorgang.

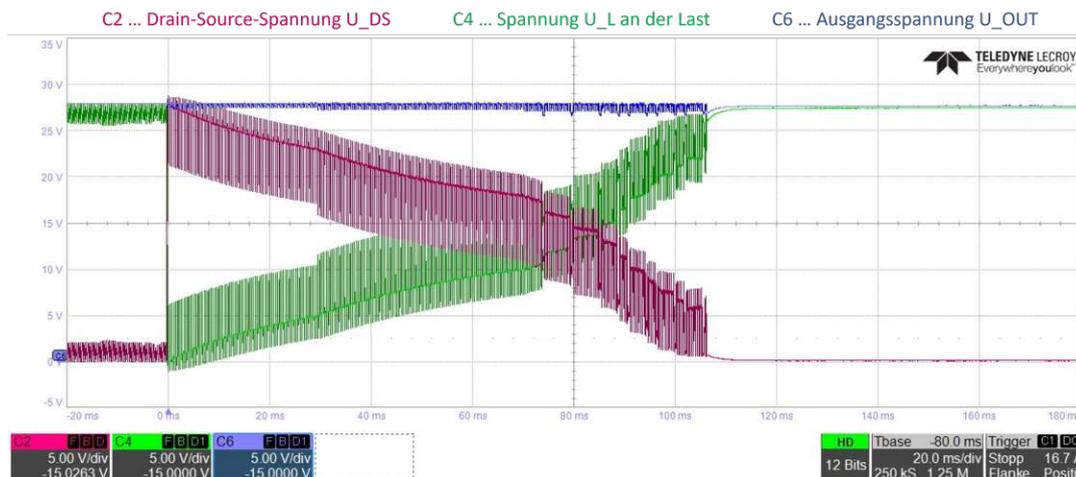


Abbildung 5.3: Einschaltvorgang Messung 2 Spannungen

In Abbildung 5.3 ist zu erkennen, dass die Spannung U_L an der Last über den Einschaltvorgang hinweg steigt, während die Drain-Source-Spannung U_{DS} am MOSFET, invers dazu sinkt. Gut erkennbar sind die linearen Abschnitte, in denen die Spannung U_L an der Last ihre Steigung verändert. Dies ist auf das Verändern der Pulsbreite t_p im Pulsmuster zurückzuführen. Bei einer Spannung U_L an der Last von rund 25V wird das Pulsmuster beendet. Die restliche Spannung U_L an der Last wird durch den kontinuierlichen Laststrom I_L hochgezogen.

Die Ausgangsspannung U_{OUT} bricht nur sehr geringfügig ein, womit der Forderung nach Selektivität Rechnung getragen wird. Letztlich dauert der Einschaltvorgang rund 110ms. Auf die Darstellung des Laststromes I_L wird verzichtet, da die Änderungen keinen Einfluss auf das Aussehen des Laststromes I_L haben. Dieser Verhält sich, wie in Abbildung 5.1 dargestellt.

5.1.3 Messung 3

Die Lastkonfiguration beträgt $C_L = 20mF$ und $R_L = 5\Omega$. Abbildung 5.4 zeigt den Verlauf des Laststromes I_L während dem Einschaltvorgang.

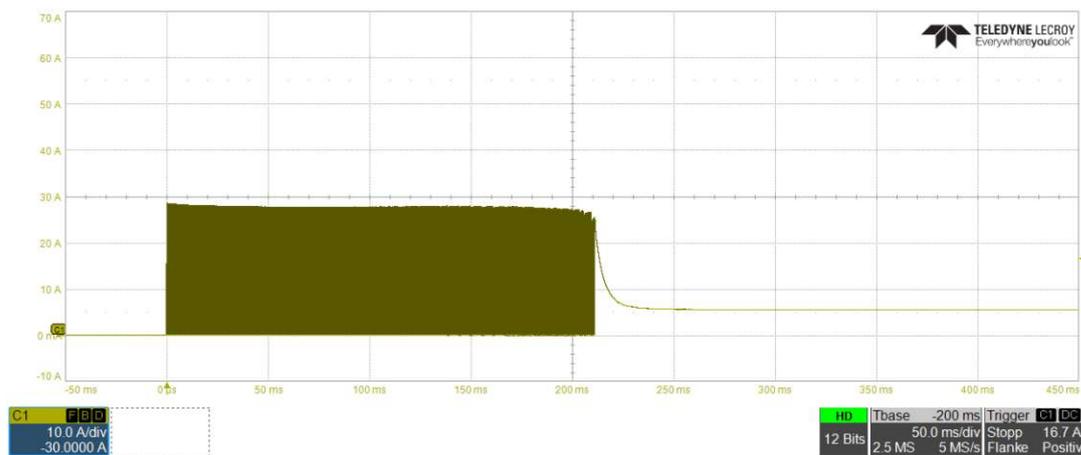


Abbildung 5.4: Einschaltvorgang Messung 3 Laststrom I_L

Es ist zu erkennen, dass auch in diesem Fall der Laststrom I_L auf maximal 30A ansteigt. Aufgrund der hohen Messauflösung und der Breite der Zeitachse sind die Pulsströme nicht mehr auseinanderzuhalten. Die gewählte Breite der Zeitachse ist jedoch notwendig, um den gesamten Einschaltvorgang, inklusive des Abklingens des Laststromes I_L nach dem erfolgreichen Laden der Kapazität darzustellen.

Abbildung 5.5 zeigt die zur dritten Messung dazugehörigen Spannungsverläufe. Wie schon in der zweiten Messung zuvor steigt die Spannung U_L an der Last kontinuierlich während des Einschaltvorganges. Die Drain-Source-Spannung U_{DS} am MOSFET nimmt ab. Der Einschaltvorgang dauert rund 210ms. Verglichen mit dem Simulationsergebnis aus Abbildung 4.11 ist die real gemessene Dauer nur rund halb so lange.



Abbildung 5.5: Einschaltvorgang Messung 3 Spannungen

5.1.4 Messung 4

Die Lastkonfiguration beträgt hier $C_L = 30mF$ und $R_L = 5\Omega$. Abbildung 5.6 zeigt den Verlauf der Spannungen während des Einschaltvorganges. Wie in den Messungen zuvor ist das gleiche korrekte Verhalten des Leistungsteils erkennbar. Auf die Darstellung des Laststromes I_L wird verzichtet, da die Messung wie in Abbildung 5.4 aussieht, mit dem Unterschied, dass der Vorgang länger dauert. Der Einschaltvorgang dauert rund $310ms$, was ebenfalls eine Diskrepanz zur Simulation aus Abbildung 4.12 darstellt.

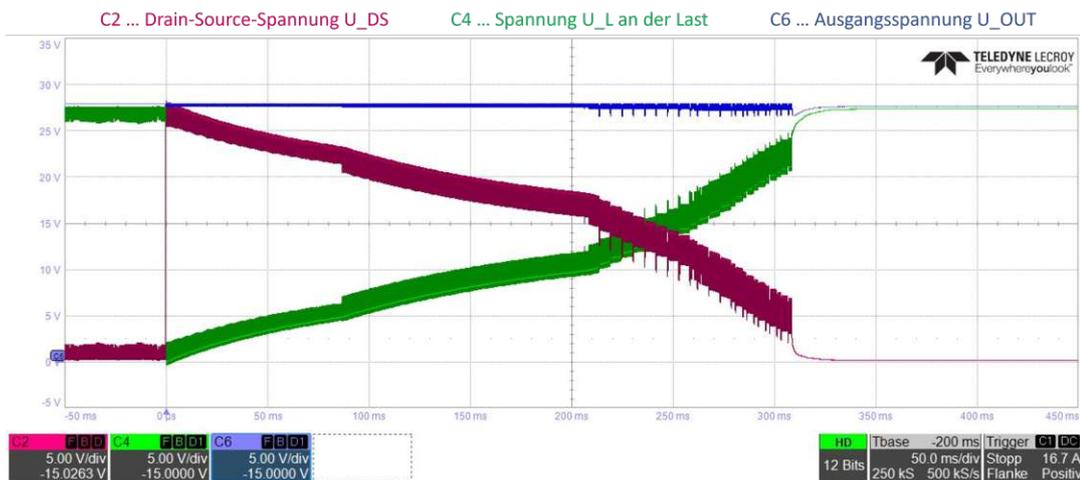


Abbildung 5.6: Einschaltvorgang Messung 4 Spannungen

5.2 Kurzschlussfall-Situation

Für die Messung einer Kurzschlussfall-Situation wird eine Lastkonfiguration von $R_L = 5\Omega$ gewählt. Zum Zeitpunkt $t_0 = 0ms$ wird die Lastkonfiguration hart kurzgeschlossen.

Abbildung 5.7 zeigt den gemessenen Laststrom I_L . Es ist zu erkennen, dass anfänglich ein stationärer Laststrom von $I_L = 5,6A$ fließt. Zum Zeitpunkt $t_0 = 0ms$ beginnt der Laststrom I_L zu steigen und wird kurz über 30A begrenzt und reduziert. Im Gegensatz zur Simulation aus Abbildung 4.14 bricht der Laststrom I_L zuerst vollständig ein. Beim zweiten Anstieg des Laststromes I_L wird dauerhaft auf rund 30A begrenzt, bis der μ Controller rund $200\mu s$ später den Laststrom I_L unterbricht.

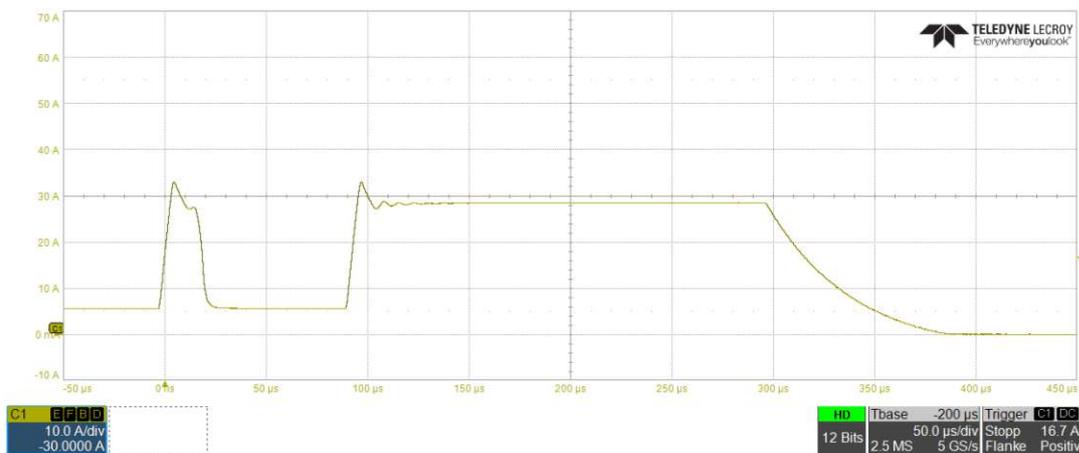


Abbildung 5.7: Kurzschlussfall-Situation Messung Laststrom I_L

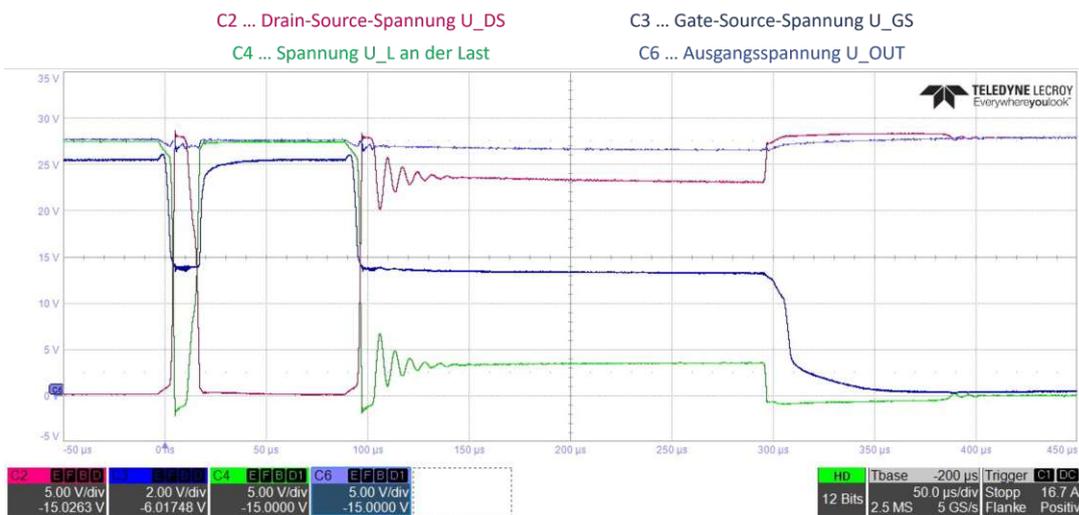


Abbildung 5.8: Kurzschlussfall-Situation Messung Spannungen

Abbildung 5.8 zeigt die dazugehörigen Verläufe der Spannungen. In dieser Abbildung ist zusätzlich zu den bisher präsentierten Spannungen am Kanal C3 des Oszilloskopes, auch die Gate-Source-Spannung U_{GS} des MOSFETs abgebildet. Zur besseren Sichtbarkeit ist diese mit einer Einstellung von $2V/div$ dargestellt, im Gegensatz zu den anderen drei Spannungen.

In Abbildung 5.8 ist zu erkennen, dass vor Auftreten der Kurzschlussfall-Situation die Drain-Source-Spannung U_{DS} bei nahezu $0V$ liegt und die Spannung U_L an der Last nahezu der Ausgangsspannung U_{OUT} der Stromversorgung entspricht. Der MOSFET ist daher im stationären Leitbetrieb und mit einer Gate-Source-Spannung von $U_{GS} = 10V$ voll aufgesteuert.

Tritt eine Kurzschlussfall-Situation ein und der Laststrom I_L erreicht $30A$, greift die Strombegrenzung ein und reduziert die Gate-Source-Spannung auf rund $U_{GS} = 5V$. Dies führt im ersten Moment zu einem kompletten Zusammenbrechen des Laststromes I_L . Nach rund $100\mu s$, nach Auftreten der Kurzschlussfall-Situation, stellt sich die Gate-Source-Spannung konstant bei rund $U_{GS} = 5V$ ein und begrenzt damit den Laststrom I_L . Letztlich wird die Gate-Source-Spannung U_{GS} durch das Abschalten des μ Controller-Ausganges vollständig auf $0V$ reduziert.

Die bereits angesprochenen parasitären Effekte, welche bereits bei den Simulationen erwähnt werden, sind auch zu erkennen. Die Spannung U_L an der Last bricht nicht komplett zusammen, weshalb auch nicht die gesamte Drain-Source-Spannung U_{DS} am MOSFET zu liegen kommt.



Die approbierte gedruckte Originalversion dieser Diplomarbeit ist an der TU Wien Bibliothek verfügbar
The approved original version of this thesis is available in print at TU Wien Bibliothek.

KAPITEL 6

Diskussion und Analyse

Dieses Kapitel diskutiert und analysiert die Durchführungen und Ergebnisse aus den vorhergehenden Kapiteln. Das Kapitel gliedert sich in mehrere Abschnitte, beginnend mit dem finalen Konzept, werden weiters mehrere Kern-Aspekte der durchgeführten Tätigkeiten und Ergebnisse betrachtet. Auf Basis der Diskussion und Analyse werden Rückschlüsse für Verbesserungen gezogen, noch zu untersuchende Fragestellungen erörtert und letztlich folgt ein Ausblick für potentielle Erweiterungen in der Zukunft.

6.1 Finales Konzept

Es kann festgehalten werden, dass das in *Kapitel 3 Lösungsansätze und Konzeptfindung* erarbeitete finale Konzept durch die Simulationen und den realen Aufbau auf eine korrekte Funktionsweise verifiziert wurde. Im Mittelpunkt dieses finalen Konzeptes steht die Verwendung eines MOSFETs in vertikaler Technologie für schaltende Applikationen. Trotz der geringen thermischen Belastbarkeit dieser MOSFETs ist es möglich einen Weg zu finden, die Ansteuerung so zu gestalten, dass es im laufenden Betrieb zu keiner thermischen Überlastung kommt. Eine Ansteuerung die es auch ermöglicht, dass im real aufgebauten Fall der Einschaltvorgang und die Kurzschlussfall-Situation erfolgreich bewerkstelligt werden kann.

Der Grundgedanke einen kostenoptimierten MOSFET in einer zukunftsweisenden Technologie zu verwenden, hat den gewünschten Erfolg gebracht. Die Parameter, welche bei der MOSFET Recherche angegeben wurden und die durchgeführten Berechnungen zeigen, wie vorzugehen ist

um MOSFETs abzuschätzen und auszuwählen. In einem nächsten Schritt ist zu überlegen, wie der Schutz vor thermischer Überlastung bewerkstelligt werden kann. Aus dieser Entscheidung leiten sich die in weiterer Folge benötigten Komponenten für den Leistungsteil ab. Im hier vorliegenden Fall wurde die Einbindung einer Strombegrenzung notwendig. Dadurch ergibt sich eine Vielzahl an Möglichkeiten, da man in der Wahl des MOSFETs nicht eingeschränkt ist. Damit ist der Forderung nach Universalität und Adaptierbarkeit, gemäß der Forschungsfrage, Rechnung getragen.

Die Implementierung hat gezeigt, dass die Strombegrenzung und die grundlegenden Komponenten einer elektrischen Strombegrenzung durch Standard-Schaltungen bewerkstelligt werden können. Damit stehen weiterhin Universalität, Adaptierbarkeit und Kostenoptimierung im Vordergrund.

Das vorliegende finale Konzept zeigt, dass es möglich ist, die Breite an Funktionalitäten von Smart Power ICs nachzubilden. Das finale Konzept hat jedoch den großen Vorteil, dass die einzelnen Komponenten und Funktionen auf die jeweiligen Spezifikationen der elektronischen Strombegrenzung ausgelegt werden können.

Letztlich sei erwähnt, dass die wichtigste Aufgabe, die eine elektronische Strombegrenzung zu bewerkstelligen hat, das Gewährleisten von Selektivität im Fehlerfall, erfüllt ist. Die Messungen haben gezeigt, dass die Einbrüche in der Ausgangsspannung U_{OUT} der vorgelagerten Stromversorgung minimal sind.

6.2 Einschaltvorgang

Die grundsätzliche Funktionalität des Leistungsteils wurde während der Implementierung durch Simulationen begründet. Damit wurden auch in weiterer Folge das Pulsmuster für die Ansteuerung des MOSFETs im Einschaltvorgang abgeleitet. Die Messungen haben jedoch gezeigt, dass das eingangs implementierte Pulsmuster nicht imstande war, die Kapazität zu bewerkstelligen.

Durch eine empirische Vorgehensweise, konnte letztlich ein Pulsmuster gefunden werden, welches die geforderte Spezifikation, eine Last mit einem kapazitiven Anteil von $C_L = 30mF$, bewerkstelligen kann. Zwei Gründe für diese Diskrepanz liegen auf der Hand. Zum einen wurde in der Simulation keine Leitungsimpedanz zur Lastkonfiguration berücksichtigt. In der Messung wurde jedoch eine rund zwei Meter lange Zuleitung zwischen dem Leistungsteil und der Lastkonfiguration verwendet, welche einen ohmschen und induktiven Anteil aufweist. Der ohmsche Anteil sorgt dafür, dass weniger Spannung an die Last gelangt und damit die Spannung U_L an der Last langsamer steigt. Die induktiven Anteile bremsen den Anstieg des Laststromes I_L , wodurch der Ladevorgang letztlich ebenfalls verzögert wird.

Zur Prüfung dieser Analyse wird auf die Simulation aus dem *Abschnitt 4.2* zurückgegriffen. Die Schaltung zur Simulation des Einschaltvorganges aus *Abbildung 4.5* wird um einen ohmschen und induktiven Anteil in der Zuleitung ergänzt. Verwendet wird das ursprünglich eingestellte Pulsmus-

ter und eine Lastkonfiguration von $C_L = 10\text{mF}$ und $R_L = 5\Omega$. Das Ergebnis der Simulation ist in Abbildung 6.1 dargestellt, mit Hinblick auf die Spannung U_L an der Last. Es ist zu erkennen, dass die Spannung U_L an der Last sich knapp unter 10V auf einen stationären Wert einstellt. Die Bedingung, die Pulsbreite t_p bei $U_L = 10\text{V}$ zu erhöhen, wird nun auch in der Simulation nicht erreicht.

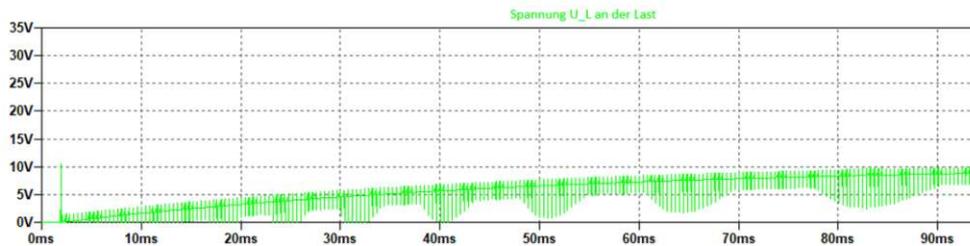


Abbildung 6.1: Simulationsergebnis Einschaltvorgang mit einer Impedanz in der Zuleitung

Es wurden zwar parasitäre Effekte an der Lastkonfiguration bedacht, jedoch wurde die Impedanz der Zuleitung nicht berücksichtigt, worauf letztlich die Diskrepanz zurückzuführen ist. Andererseits gilt es auch zu bedenken, dass die Schwellen, bei denen die Umstellung des Pulsmusters durchgeführt wird, nicht eindeutig definiert sind. Sowohl in der Simulation als auch in der Messung ist zu erkennen, dass die Spannung U_L an der Last während des Einschaltvorganges stark schwankt. Dies soll grundsätzlich kein Problem darstellen, vergleicht man den Einschaltvorgang mit etablierten Produkten am Markt.

Hier kann in Zukunft weiter untersucht werden, wie die Umstellung der Pulsbreite t_p erfolgen kann, um den Einschaltvorgang zuverlässiger zu machen. Das starke Schwanken, die Messdauer sowie die Verarbeitungszeit im $\mu\text{Controller}$ sind zu beachten. Ebenfalls ist die Verwendung mehrerer Pulsweiten-Änderungen beziehungsweise ein kontinuierliches Verändern der Pulsbreite t_p in Abhängigkeit der Spannung U_L an der Last anzudenken.

6.3 Kurzschlussfall-Situation

Es kann festgehalten werden, dass die Kurzschlussfall-Situation in der Messung erfolgreich abgeschaltet wurde. Der Laststrom I_L wurde nach rund $300\mu\text{s}$ abgeschaltet. Über diesen Zeitraum ist die Strombegrenzung im Stande den Laststrom I_L zu begrenzen.

Die Dauer von $300\mu\text{s}$ ist auf den Umstand zurückzuführen, dass der Laststrom I_L nach einem ersten Anstieg direkt zum Erliegen kommt. Erst beim zweiten Anstieg dürfte der $\mu\text{Controller}$ den Überstrom erkennen und die Abschaltung einleiten.

Die implementierte Strombegrenzung kommt damit nicht nur ihrer bedeutenden Rolle für den thermischen Schutz des MOSFETs nach. Die Strombegrenzung erfüllt damit auch gleichzeitig die

Forderung nach einer Kurzschlussstrombegrenzung von 300A.

6.4 Thermische Betrachtung

Die Messungen für den Einschaltvorgang haben gezeigt, dass Veränderungen im Pulsmuster im Vergleich zur Simulation notwendig waren. Es stellt sich nun die Frage ob das empirisch gefundene Pulsmuster zu einer thermischen Überlastung führt oder nicht. Dafür wird auf die Simulation für den Einschaltvorgang aus dem *Abschnitt 4.2* zurückgegriffen, in welche das empirisch gefundene Pulsmuster eingepflegt wird.

Abbildung 6.2 zeigt das Ergebnis der Simulation mit Hinblick auf die Junction-Temperatur T_J , für eine Lastkonfiguration von $C_L = 30mF$ und $R_L = 5\Omega$. In Abbildung 6.2 ist zu erkennen, dass die Erwärmung des MOSFETs durchaus die maximale Junction-Temperatur von $T_{J_{max}} = 175^\circ C$ erreicht. Die Dauer des Einschaltvorganges ist nun mit rund 300ms mit dem gemessenen Ergebnis im Einklang.

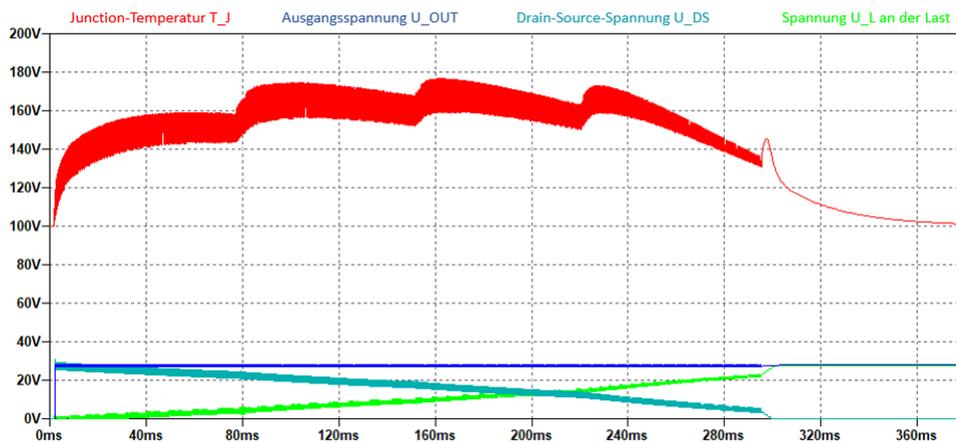


Abbildung 6.2: Simulationsergebnis empirische Spannungsschwellen Erwärmung MOSFET

Das Simulationsergebnis aus Abbildung 6.2 soll jedoch aus zwei Gründen nicht überbewertet werden. Der erste Grund ist jener, dass das Pulsmuster in viel mehr Pulsbreiten t_p unterteilt werden kann, wodurch sich die thermische Erwärmung strecken lässt. Dies knüpft an die Aussage in dem Abschnitt zuvor an, dass das Pulsmuster kontinuierlicher gestaltet werden kann.

Der zweite Grund ist der ebenfalls bereits erwähnte Effekt durch die Leitungsimpedanz. Die Spannungsabfälle und die Stromreduktion durch die Leitungsimpedanz verringern ebenfalls die thermische Erwärmung des MOSFETs während des Einschaltvorganges. In Abbildung 6.2 wurde die Simulation ohne Leitungsimpedanz durchgeführt, da die Rechenleistung nicht ausgereicht hat, den gesamten Einschaltvorgang mit einer Leitungsimpedanz zu simulieren.

Die Messung der Kurzschlussfall-Situation hat gezeigt, dass die Abschaltung nach rund $300\mu s$ erfolgt. Diese Zeitdauer ist nun ebenfalls auf die thermischen Auswirkungen am MOSFET zu evaluieren. Ein Vergleich mit Abbildung 4.16 zeigt, dass die Erwärmung nach $300\mu s$ bereits nahe der maximalen Junction-Temperatur von $T_{J_{max}} = 175^\circ C$ ist.

Aber auch hier ist das Ergebnis der Simulation nicht direkt auf die Realität umzulegen. Die Messung der Kurzschlussfall-Situation hat gezeigt, dass der Laststrom I_L nach dem ersten Anstieg einbricht und erst nach rund $100\mu s$ wieder ansteigt. Damit ist der MOSFET nicht die gesamten $300\mu s$ der vollen thermischen Belastung ausgesetzt. Lediglich die $200\mu s$ vor dem Abschalten, muss der MOSFET der gesamten thermischen Belastung standhalten. Weiteres gilt auch hier, dass die parasitären Effekte und die Impedanz der Zuleitung in einer Kurzschlussfall-Situation die thermische Belastung des MOSFETs verringern.

Damit kann abschließend festgehalten werden, dass das thermische Modell ein guter Anhaltspunkt ist, um ein Gespür für die thermische Belastung des MOSFETs in verschiedenen Betriebsfällen zu erhalten. Um sich jedoch rein auf die Simulation zu verlassen und dadurch eine realistische Aussage abzuleiten, müssen sämtliche Effekte berücksichtigt werden. Dies hat zur Folge, dass für die Simulation eine hohe Rechenleistung erforderlich ist und der Aufwand im Modellieren stark steigt.

Letztlich erscheint es am sinnvollsten, den Leistungsteil durch verschiedene reale (Langzeit-)Versuche bei der erforderlichen Umgebungstemperatur T_C zu testen. Erst dann sind verlässliche Aussagen über den thermischen Schutz des Halbleiterschalters zu treffen. Es wird angeraten, in der Zukunft diese Versuche mit dem vorliegenden Leistungsteil durchzuführen. Im Idealfall nach der Berücksichtigung der eben zuvor genannten Verbesserungen, hinsichtlich der Ansteuerung durch das Pulsmuster und die Ergänzung einer Leitungsimpedanz in der Spezifikation.

6.5 Strombegrenzung

Sowohl die Simulationen als auch die Messungen haben gezeigt, dass die Strombegrenzung funktioniert und ihren Zweck erfüllt. Die implementierte Strombegrenzung hat jedoch einen Nachteil, der zu Beginn der Implementierungen nicht erkannt wurde. Letztlich haben die Simulationen den Strommessshunt auf $R_{SHUNT} = 0,025\Omega$ festgelegt. Der volle Laststrom I_L fließt auch im stationären Betriebsfall über diesen Strommessshunt. Bei einem Nennstrom von $I_N = 10A$ ergeben sich in Formel (6.1) die stationären Verluste über den Strommessshunt.

$$P_{V_{SHUNT}} = R_{SHUNT} * I_N^2 = 0,025\Omega * 10A^2 = 2,5W \quad (6.1)$$

Die errechneten stationären Verluste aus Formel (6.1) sind nicht optimal. Hier gilt es die implementierte Schaltung zur Strombegrenzung zu überdenken. Beispielsweise in Richtung einer Vorspannung des Bipolartransistors, um den Strommessshunt im Widerstandswert zu verringern.

Ein weiterer nicht optimaler Aspekt, der erst im Rahmen der Messungen bemerkt wurde, ist, dass die Strombegrenzung einer thermischen Drift unterliegt. Die Basis-Emitter-Spannung U_{BE} des Bipolartransistors verändert sich in Abhängigkeit der Temperatur. Dem Datenblatt des verwendeten Bipolartransistors ist zu entnehmen, dass die Basis-Emitter-Spannung U_{BE} mit steigender Temperatur sinkt. Ein Umstand, der den thermischen Schutz begünstigt, da so der Laststrom I_L bereits früher begrenzt wird. Dies kann jedoch auf der anderen Seite zu Problemen beim Einschaltvorgang führen, wenn der Laststrom I_L in Summe letztlich zu gering ausfällt. Daher ist eine Überarbeitung der Strombegrenzung anzudenken.

6.6 Weiterer Umgang mit den Ergebnissen und Erkenntnissen in der Zukunft

Es wird empfohlen, die in diesem Kapitel angesprochenen weiteren Untersuchungen und Veränderungen bezüglich des Pulsmusters durchzuführen. Für die Kurzschlussfall-Situation ist anzudenken, mittels Interrupts eine schnellere Abschaltung des Leistungsteils zu erreichen. Die Strombegrenzung gilt es zu adaptieren beziehungsweise auf einen anderen Weg zu implementieren, um die soeben genannten Nachteile auszuräumen. Anschließend erscheint die Erstellung eines Layouts als sinnvoll, um in weiterer Folge reale (Langzeit-)Versuche durchzuführen, um den thermischen Schutz des MOSFETs real zu verifizieren. Ist dies erfolgreich, so ist in einem nächsten Schritt die Software zu adaptieren und auszubauen.

Auf Basis dessen können weitere Untersuchungen durchgeführt werden, um die schaltende Arbeitsweise auszubauen und mit weiteren software-basierten Funktionalitäten auszustatten. Eine Erkennung zwischen einer Überlast- und Kurzschlussfall-Situation wurde bereits im *Kapitel 3 Lösungsansätze und Konzeptfindung* vorgestellt und erörtert. Eine andere Möglichkeit bietet der Einsatz von *KI - Künstlicher Intelligenz*. Diese könnte eingesetzt werden, um ebenfalls anhand von Strom- und Spannungsverläufen Fehlerfälle zu unterscheiden. Der vermehrte Einsatz von Software erscheint ein Weg zu sein, um Kosten zu sparen, jedoch gleichzeitig die schaltende Arbeitsweise attraktiver zu gestalten.

Die schaltende Arbeitsweise zeichnet sich durch eine einfachere und kostengünstigere Topologie, im Gegensatz zu einer begrenzenden Arbeitsweise, aus. Das vorliegende finale Konzept bildet eine gute und adaptierbare Grundlage für diese Arbeitsweise. Mit dem Durchführen der angesprochenen Änderungen, steht in weiterer Folge auch ein aufgebauter Leistungsteil zur Verfügung, mit dem neue Software-Funktionalitäten getestet und erprobt werden können.

KAPITEL 7

Zusammenfassung

Elektronische Strombegrenzungen besitzen in der industriellen Automatisierungstechnik eine immer größer werdende Bedeutung. Selektivität und die damit einhergehende Versorgungssicherheit von industriellen Anlagen sind eine Notwendigkeit in der modernen Automatisierung. Konventionelle Systeme, wie der Leitungsschutzschalter, werden in absehbarer Zeit mit den Anforderungen an die Digitalisierung nicht mehr mithalten können. Aufgrund der vorkommenden Spannungs- und Stromklasse handelt es sich bei elektronischen Strombegrenzungen um das Anwendungsgebiet der Leistungselektronik respektive die Entwicklung eines Leistungsteiles.

Die steigende Nachfrage nach elektronischen Strombegrenzungen in der Zukunft, in Kombination mit technologischen Änderungen in den zugrunde liegenden Bauelementen und dem stetigen Kostendruck am Markt, erfordern eine Auseinandersetzung mit dieser Thematik. Die Forschungsfrage leitet sich entsprechend ab, einen kostenoptimierten, zukunftsorientierten und universell adaptierbar aufgebauten Leistungsteil zu entwickeln.

Die wichtigste Komponente des Leistungsteils einer elektronischen Strombegrenzung ist der Halbleiterschalter. Die Betriebsfälle von elektronischen Strombegrenzungen sorgen für eine hohe thermische Beanspruchung des Halbleiterschalters. Aus diesem Grund ist im Rahmen der Entwicklung ein besonderes Augenmerk auf die thermische Auslegung und den Schutz vor einer thermischen Überlastung zu legen.

Nachdem Anforderungen und Spezifikationen aufbauend auf den Informationen aus dem Stand der Technik abgeleitet wurden, widmete sich der Großteil der Konzeptfindung der Auswahl eines passenden Halbleiterschalters. Die Wahl einen MOSFET für schaltende Applikationen zu verwenden wurde ausgiebig argumentiert. Die Wahl der Methode für den Schutz vor einer thermischen

Überlastung macht es möglich, einen solchen MOSFET zu verwenden, wie die durchgeführten Berechnungen zeigen. Damit wird der Forschungsfrage in mehreren Punkten Rechnung getragen, da schaltende MOSFETs billiger sind als vergleichbare MOSFETs für den Linearbetrieb. Des Weiteren geht der Trend von den Herstellern in jene Richtung, schaltende MOSFETs technologisch weiterzuentwickeln. Mithilfe der Bedingungen bei der MOSFET-Recherche und die anschließend durchgeführten Abschätzungen und Berechnungen geben einen Leitfaden vor, MOSFETs für diese Applikation auszuwählen.

Durch die Wahl der Methode für den Schutz vor einer thermischen Überlastung resultiert eine Ansteuerung für den schaltenden MOSFET. Ergänzt mit einer Strombegrenzung ist der Kern des finalen Konzeptes formuliert. Die Implementierung hat gezeigt, dass es möglich ist, die Komponenten des finalen Konzeptes universell adaptierbar zu gestalten und single-source-Abhängigkeiten zu vermeiden. Dieser Umstand ermöglicht es, dass mehrere passende MOSFETs ausgewählt werden können. Auf einfache Art und Weise können die restlichen Komponenten des finalen Konzeptes auf den ausgewählten MOSFET angepasst werden.

Die Messungen zeigen, dass die Implementierung korrekt funktioniert und bestätigen damit die während der Implementierung durchgeführten Simulationen. Das finale Konzept kann damit als erfolgreich erachtet werden, womit die Forschungsfrage beantwortet ist. Verbesserungen in der Implementierung der Strombegrenzung und in der Gestaltung des Pulsmusters sind anzudenken. Des Weiteren sind Langzeitversuche notwendig, um die thermische Überlastung korrekt einschätzen zu können.

Die vorliegende Arbeit bietet damit einen konkurrenzfähigen Leistungsteil, welcher mit heute vergleichbaren am Markt verfügbaren Produkten mithalten kann. Gerade der universelle Aufbau und die Vermeidung von single-source-Abhängigkeiten sticht heraus.

Aufbauend auf den Ergebnissen in der vorliegenden Arbeit können weitere Funktionalitäten untersucht und ergänzt werden, um damit die Nachteile einer schaltenden Arbeitsweise im Vergleich zu einer begrenzenden Arbeitsweise auszugleichen. Eine Möglichkeit für die Erkennung von Überlast-Situationen wurde bereits in den Lösungsansätzen diskutiert. Eine andere Möglichkeit bietet die Einbindung und Verwendung von künstlicher Intelligenz in der Erkennung von Überlast-Situationen. Es wird angeraten diese Möglichkeiten zu untersuchen und damit schaltende Arbeitsweisen weiterzuentwickeln. Das hier vorgestellte finale Konzept bildet dazu eine Grundlage.

Literatur

- [1] W. Pläßmann, “Halbleiter in der Leistungselektronik,” eng, in Springer Fachmedien Wiesbaden, 2016, ISBN: 3658070498.
- [2] “Miniature circuitbreaker versus electronic selectivity module,” 2020, online abgerufen am 17.02.2024. Adresse: <https://assets.new.siemens.com/siemens/assets/api/uuid:3957096776af0654c834b8223541b2f0ad191405/application-note-selectivity-en.pdf>.
- [3] “Solid-State Circuit Breaker,” online abgerufen am 24.01.2024. Adresse: <https://www.infineon.com/cms/en/applications/industrial/high-voltage-solid-state-power-distribution/solid-state-circuit-breaker/>.
- [4] J. Specovius, *Grundkurs Leistungselektronik : Bauelemente, Schaltungen und Systeme*, ger, 10th ed. 2020. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden Imprint: Springer Vieweg, 2020, ISBN: 3658303999. Adresse: 10.1007/978-3-658-30399-0.
- [5] *MOSFET GaN FET Application Handbook*. Copyright © Nexperia, 2020, online abgerufen am 18.02.2024, ISBN: 978-0-9934854-7-3. Adresse: https://assets.nexperia.com/documents/user-manual/%20%5C%5CNexperia_document_book_MOSFETGaNfetApplicationHandbook_2020.pdf.
- [6] F. Zach, *Leistungselektronik : Ein Handbuch Band 1 / Band 2*, ger, 6th ed. 2022. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden Imprint: Springer Vieweg, 2022, ISBN: 3658314362. Adresse: 10.1007/978-3-658-31436-1.
- [7] *PROFET® BTS 6143 D*, 2007, online abgerufen am 17.02.2024. Adresse: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-BTS6143D-DS-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d4625a888733015aa3da10821022.
- [8] *Speed TEMPFET BTS282Z*, 2013, online abgerufen am 26.02.2024. Adresse: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-BTS282Z-DS-v01_03-en.pdf?fileId=db3a3043405f2978014071d29660203c.

- [9] M. Troyer, “Verfahren zur reduktion eines temperaturanstiegs bei einem steuerbaren schalt-element,” 2019, online abgerufen am 29.04.2024. Adresse: <https://patents.google.com/patent/WO2019206964A1/de?inventor=troyer+markus&oq=troyer+markus>.
- [10] “OptiMOS™ Linear FET,” online abgerufen am 27.02.2024. Adresse: <https://www.infineon.com/cms/de/product/power/mosfet/n-channel/optimos-and-strongirfet-latest-family-selection-guide/optimos-linear-fet-100v-150v-200v-/>.
- [11] *ISC015N06NM5LF2*, 2023, online abgerufen am 09.03.2024. Adresse: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-ISC015N06NM5LF2-DataSheet-v02_01-EN.pdf?fileId=8ac78c8c8b6555fe018be59a94313bd9.
- [12] *STL180N6F7*, Datenblatt online abgerufen am 10.03.2024. Adresse: <https://www.st.com/en/power-transistors/stl180n6f7.html>.
- [13] “Spannungsstabilisierung mit Strombegrenzung,” online abgerufen am 05.04.2024. Adresse: <https://www.elektronik-kompodium.de/sites/slt/0204132.htm>.
- [14] U.Tietze und Ch.Schenk, *Halbleiter-Schaltungstechnik*, 12th ed. 2002. Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2002, ISBN: 3-540-42849-6.