

Master Arbeit

# ENTWICKLUNG EINES RELAISTREIBERKONZEPTES FÜR EIN 48V BATTERIESYSTEM

ausgeführt am



Fachhochschul-Masterstudiengang  
Automatisierungstechnik-Wirtschaft

von

**Ing. Gerald Schalli, BSc**

1510322025

betreut und begutachtet von  
Dipl.-Ing. Dr. techn. Manfred Pauritsch

Graz, im Jänner 2017

Gerald Schalli

## **EHRENWÖRTLICHE ERKLÄRUNG**

Ich erkläre ehrenwörtlich, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig und ohne fremde Hilfe verfasst, andere als die angegebenen Quellen nicht benützt und die benutzten Quellen wörtlich zitiert sowie inhaltlich entnommene Stellen als solche kenntlich gemacht habe.

Gerald Schalli

## **GLEICHHEITSGRUNDSATZ**

Um den Lesefluss nicht durch eine ständige Nennung beider Geschlechter zu stören, wird in dieser Arbeit ausschließlich die männliche Form verwendet. Dies impliziert aber immer auch die weibliche Form.

## **Danksagung**

Ich bedanke mich außerordentlich bei meiner Lebensgefährtin und bei meiner Tochter, die mich während des Studiums stets unterstützt haben. Auch die Unterstützung und Verständnis meiner Familie, Freunde und Arbeitskollegen trugen wesentlich zum Gelingen dieser Arbeit bei.

Des Weiteren bedanke ich mich bei Herrn Dr. Maximilian Hofer für die Idee der Masterarbeit sowie die Unterstützung bei der Verfassung dieser Arbeit.

Außerdem gebührt Herrn Dipl.-Ing. Dr. techn. Manfred Pauritsch aufrichtiger Dank für die Unterstützung während der Ausführung.

## **KURZFASSUNG**

Die Firma Samsung SDI Battery Systems GmbH in Premstätten entwickelt und produziert Batteriesysteme für den Automotive Sektor. Dabei erfolgt die gesamte Entwicklung, Simulation, Berechnung und Fertigungsplanung an diesem Standort. Das Portfolio der Firma Samsung deckt dabei alle verschiedenen Typen von Elektrofahrzeugen ab.

Aufgrund einer Kundenanforderung wird erstmals ein 48V Batteriesystem entwickelt. Ziel dieser Arbeit war es, die Ansteuerelektronik für das Hauptrelais im Batteriesystem, welches zum Ein- und Ausschalten der gesamten 48V Seite dient, zu entwickeln. Dieses Batteriesystem dient als Zusatzenergiequelle, um elektrische Verbraucher im Fahrzeug, wie z.B. Klimaanlage, Starter und diverse kleinere Verbraucher im Fahrgastraum zu versorgen.

Nachdem alle Anforderungen an das System erhoben wurden, begann das Projekt mit der Berechnung aller wichtigen Komponenten. Anschließend wurden Simulationen durchgeführt, um die Berechnung zu validieren. Weiters wurde ein Stromlaufplan entworfen und in weiterer Folge ein Layout entworfen, welches in das Gesamtlayout des Steuergerätes integriert wurde. Nach der Fertigstellung des Prototyps wurden an diesem Messungen durchgeführt, um die Funktionen für den Einsatz im Fahrzeug zu verifizieren.

Das Resultat der Arbeit ist ein fertiger Relaisreiber, welcher alle Kunden- und Sicherheitstechnischen Anforderungen für den Automotive Einsatz erfüllt.

Dieser kann nach Anpassung einer wenigen Feinheiten in der Serie auch für zukünftige Projekte eingesetzt werden.

## **ABSTRACT**

Samsung SDI Battery Systems, which is located in Premstätten, develop and produce Battery Systems for automotive usage. All necessary steps e.g. development, simulation, dimensioning and production planning takes place at this site. The company's portfolio covers all types of electric vehicles.

Due to a customer demand an entirely new 48 V battery system is currently developed. It was the aim of this thesis to develop an electronic control system for the main relay in the battery system. This relay is used for switching the whole 48V system on and off. Such a battery system is needed as an extra energy source for driving e.g. air condition, starter motor and miscellaneous loads in the passenger compartment.

After identifying all requirements, the main components were determined. Afterwards simulations were done for validation of the calculation. Then a scheme was created and a layout was developed, which was integrated in the battery management unit. After the prototype of this PCB was manufactured, all necessary measurements were carried out to verify the functions for automotive usage.

The outcome of the thesis is a relay driver, that fulfils all requirements of the OEM and functional safety.

After small improvements, the concept will be ready for introduction in further automotive projects.

# INHALTSVERZEICHNIS

Danksagung .....	ii
1 Einleitung.....	4
1.1 Anstoß zum Thema .....	4
<u>I Theoretische Grundlagen</u>	
2 Grundlagen.....	5
2.1 Relais .....	5
2.2 Spannungsregler .....	6
2.2.1 Spannungsteiler .....	6
2.2.2 Linearer Spannungsregler .....	7
2.2.3 Getakteter Spannungsregler / Schaltregler .....	8
2.3 MOSFET .....	9
3 Klassifizierung von Abwärtswandlern.....	14
3.1 Aufbau und Funktionsweise.....	15
3.1.1 Buck Converter .....	15
3.1.2 SEPIC .....	16
3.2 Spezifikation.....	18
3.3 Schaltregler vs. PWM Ansteuerung.....	19
4 EMV Betrachtung .....	21
4.1 Störungen ausgehend vom Relaisreiber .....	21
4.2 Störung des Relaisreibers von außen .....	21
5 Kostenoptimierung .....	22
5.1 Instrumente des Kostenmanagements .....	22
5.2 Target Costing .....	22
5.2.1 Ziele des Target Costings .....	23
5.2.2 Einsatz des Target Costing.....	24
5.2.3 Erreichen der Zielkosten .....	25
<u>II Praktische Umsetzung</u>	
6 Konzepterstellung für die praktische Umsetzung.....	26
7 Berechnung und Simulation .....	28
7.1 Berechnung der Bauteilwerte für den Abwärtswandler .....	28
7.1.1 Berechnung der Induktivität .....	29
7.1.2 Berechnung der Ausgangskapazität.....	29
7.1.3 Berechnung der Diode .....	30
7.1.4 Auswahl des MOSFET's.....	31
7.1.5 Zusätzliche Komponenten für den Relaisreiber.....	32
7.2 Simulation des Abwärtswandlers.....	32
7.2.1 Simulation für den Betriebsfall .....	32
7.2.2 Simulation für den Fehlerfall .....	35
8 Schaltplan und Layout.....	39

8.1	Erstellung des fertigen Schaltplans aus dem Konzept .....	39
8.2	Einsatz und Erklärung der Sicherheits- und Diagnosefunktionen .....	41
8.2.1	Verpolungsschutz und Diagnose der Versorgungsspannung .....	41
8.2.2	Spannungsdiagnose nach Relais .....	43
8.3	Layout .....	44
9	Messungen .....	45
9.1	Effizienzberechnung .....	45
9.2	Kurzschlussstest .....	47
9.3	Einschalten mit 100% Duty Cycle .....	51
9.4	Einschalten mit Vermeidung von Einschaltstromstößen .....	52
9.5	Anpassung des Duty Cycles an die Eingangsspannung .....	53
9.6	Ausschalten und Spannungsverlauf an den Freilaufdioden .....	53
10	Kostenoptimierung des Relais treibers .....	57
11	Zusammenfassung und Ausblick .....	61
11.1	Erkenntnisse aus der Arbeit .....	61
11.2	Änderungen für den Einsatz als Serienprodukt .....	62
<a href="#">III Anhang</a>		
12	Abbildungsverzeichnis .....	63
13	Verwendete Messgeräte .....	65
14	Literaturverzeichnis .....	66

# 1 EINLEITUNG

Die Masterarbeit wird für die Firma Samsung SDI Battery Systems GmbH verfasst. Die Hauptaufgaben des Unternehmens am Standort Premstätten sind die Entwicklung und Montage von Lithium-Ionen-Akku-Systemen für den Einsatz im Automotive Bereich. Dabei wird der gesamte OEM Markt national und international bedient. Alle Arten von elektromotorbetriebenen Fahrzeugen wie z.B. Hybriden, Plug-In Hybriden und reinen Elektroautos, kurz xEV's, können und werden mit Batteriesystemen ausgestattet.

In Premstätten befindet sich das Kompetenzzentrum für die Entwicklung der Battery Packs, angefangen vom Gehäuse bis hin zur Kühlung und der Steuereinheit.

## 1.1 Anstoß zum Thema

Aufgrund der wachsenden Nachfrage auf dem 48V xEV Sektor wird eine maßgeschneiderte Lösung für die korrekte Ansteuerung des Hauptrelais im Kraftfahrzeug benötigt. Das Hauptrelais ist im Hauptstrompfad eingebaut, somit gilt dieses als Hauptschalter für den Leistungsteil. Dieser Relaisreiber ist keine eigene Einheit, sondern wird direkt auf der Steuerplatine für die Batterie integriert. Somit betrachtet diese Arbeit nur einen Teil des Gesamtsteuersystems.

Bisher können nur Hochvoltsysteme, also Batteriesysteme mit Gesamtspannungslevel von etwa 400V DC bedient werden. Um nun auch für die Niederspannungssysteme eine Lösung parat zu haben, wird eine Entwicklung dahingehend gestartet. Der Unterschied zwischen diesen Hochvoltsystemen und dem 48V System dieser Arbeit ist vor allem die Topologie. Während beim 400V System 4 Relais zum Einsatz kommen, sind für das behandelte System nur eines vorgesehen. Als Vorlage dient jedoch das Hochvoltsystem mit Hinblick auf Kostenoptimierung.

Der Grund für die Entwicklung einer eigenen Schaltung mit Ansteuerung durch einen Mikrocontroller ist die Tatsache, dass ein solcher sowieso für die restlichen Teile der Schaltung zum Einsatz kommt und dieser zusätzlich für den Relaisreiber herangezogen werden kann. Weiters sind fertige Lösungen für den automotive Bereich größtenteils nicht qualifiziert und bieten nicht das Spannungsspektrum wie vom OEM gefordert.

Da EMV, Elektromagnetische Verträglichkeit, in der Automobilbranche ein sehr großes Thema ist, soll der fertige Relaisreiber auch hinsichtlich leitungsgebundenen und -ungebundenen Störungen betrachtet und ausgelegt werden.

Durch den Kostendruck bei Stückzahlen zwischen 100k und 1 Mio. Stück spielt dieses Thema eine sehr große Rolle, da sich Änderungen bereits im €-Cent Bereich sehr stark auf den Gesamtumsatz auswirken.

## 2 GRUNDLAGEN

Um eine Schaltung entwickeln zu können, sind grundlegende Bauteile bzw. Schaltungen notwendig. Um hohe Leistungen schalten zu können, gibt es verschiedene Arten von Bauteilen. Obwohl u.a. ein Relais dem mechanischen Verschleiß unterliegt, bewähren sich diese über die Lebensdauer gegenüber Halbleiterschaltern wie z.B. Leistungs - MOSFET's und IGBT's.

### 2.1 Relais

Beim Relais handelt es sich um elektromagnetisches Bauteil, welches mit niedriger Leistung hohe Leistungen schalten kann. Durch Anlegen einer geringen Spannung an den Spulenkontakten wird ein Magnetfeld erzeugt, welches den ferromagnetischen Anker anzieht und dadurch die Leistungskontakte schließt.

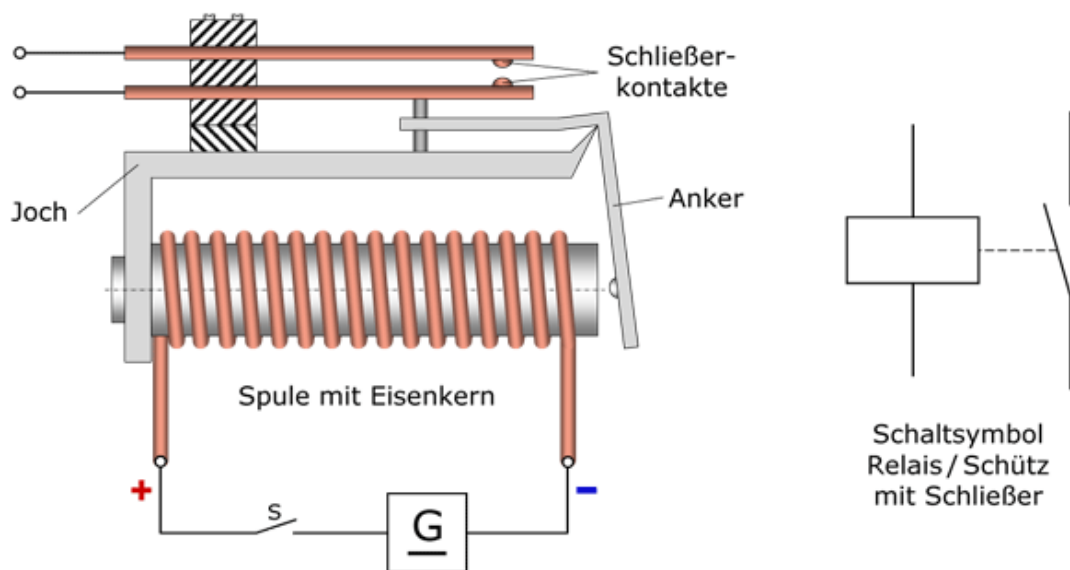


Abbildung 1 Ersatzschaltbild Relais<sup>1</sup>

Im Batteriesystem dieses speziellen Projektes kommt ein Relais der Marke Daesung zum Einsatz. Mit 12V DC Steuerspannung wird der 48V DC Hauptstromkreis geschaltet. Dabei kann es Kurzschlussströme bis zu 3,5kA bis zu 3 Mal abschalten, ohne, dass die Relaiskontakte durch den Lichtbogen verschweißen, welcher bei solch einem hohen Strom entsteht. Nennströme bis zu 800A sind möglich.

<sup>1</sup> Abb. von (Klähn, 2016)



## 2.2 Spannungsregler

Es gibt mehrere Arten, Gleichspannung von einem Spannungslevel auf ein höheres oder niedrigeres zu bringen. In den nachfolgenden Unterpunkten wird auf die verschiedenen Arten näher eingegangen

### 2.2.1 Spannungsteiler

Die einfachste Variante, die Spannung zu verringern ist die Serienschaltung zweier Widerstände. Der Vorteil ist dabei, dass sich das Verhältnis der am Vorwiderstand abgefallenen zu der am Lastwiderstand abgefallenen Spannung sehr leicht durch einen simplen Spannungsteiler ausrechnen lässt. Der Nachteil dieser Schaltung ist jedoch, dass die Spannungsquelle eine weitaus höhere Leistung erbringen muss, als am Ausgang benötigt. Die restliche Leistung muss am andere Widerstand des Spannungsteilers abgeführt werden. Dazu muss dieser Widerstand jedoch auch in der Lage sein, diese enorme Energie aufzunehmen und in Wärme umwandeln zu können. Dafür gibt es eigens Leistungswiderstände, welche ihre Grenzen im Bereich um 300W haben. Handelsübliche bedrahtete und SMD Widerstände liegen im Bereich  $\frac{1}{4}$  oder 1W. Somit ist diese Variante für Spannungsmessungen aller Art sinnvoll und wird auch verwendet, in der Leistungselektronik jedoch nicht. Die einzige Ausnahme sind asiatische Batteriesteuergeräte, in denen diese Art von Spannungsregler eingesetzt wird, jedoch nur für sehr kleine Leistungen, um beispielsweise die Leistung des Relais' zu begrenzen. Hier überwiegt der Kostendruck gegenüber der Energieeffizienz des Systems.

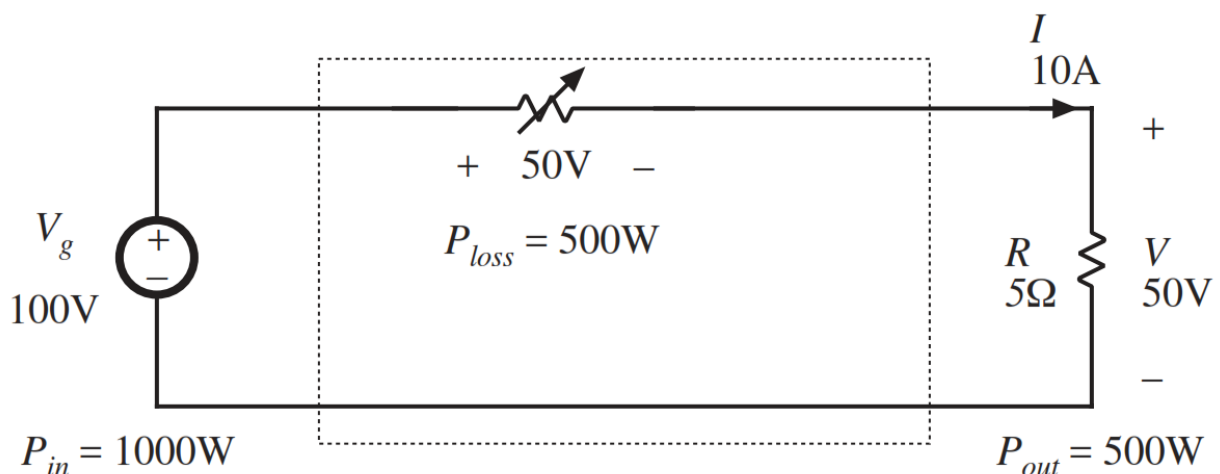


Abbildung 2 Spannungsteiler<sup>2</sup>

<sup>2</sup> Abb. aus (Erickson/Maksimovic, 2001)

## 2.2.2 Linearer Spannungsregler

Bei dieser Variante wird die Eingangsspannung mittels mehrerer Transistoren, Kondensatoren und Dioden geregelt. Der Vorteil dabei ist, dass die Ausgangsspannung im Vergleich zum Spannungsteiler geregelt wird und in der Praxis auch sehr oft angewendet, aber nur in Fällen, wo der Wirkungsgrad keine allzu hohe Rolle spielt, da dieser abhängig von Ein- und Ausgangsspannung ist. In dieser speziellen Anwendung, mit Eingangsspannung 48V und einer Ausgangsspannung 12V, liegt dieser bei nur rund 25%, was im Automotive Bereich nicht vertretbar ist. Untenstehend ist der innere Aufbau eines LM78xx ersichtlich, einer der bekanntesten und am häufigsten eingesetzten linearen Spannungsregler. Als zusätzlich eingebaute Funktionen kommen bei diesem Typ noch eine Strombegrenzung, Temperaturabschaltung und Sicherheitsarbeitszone. Um Strom und Spannung auch einstellen zu können, werden externe Komponenten benötigt.

Dabei wird zwischen die Eingangsspannung zwischen den Anschlüssen  $V_{IN}$  und GND angelegt und die geregelte Ausgangsspannung wird zwischen den Anschlüssen  $V_{OUT}$  und GND abgegriffen. Dabei dient der Spannungsteiler R20 und R21 als Feedback für den Regler. Transistor Q16 dies als Pass-Device und R16 als Shunt für die Strombegrenzung. An diesen beiden Bauteilen fällt die nahezu die gesamte Verlustleistung im LM78xx an.<sup>2</sup>

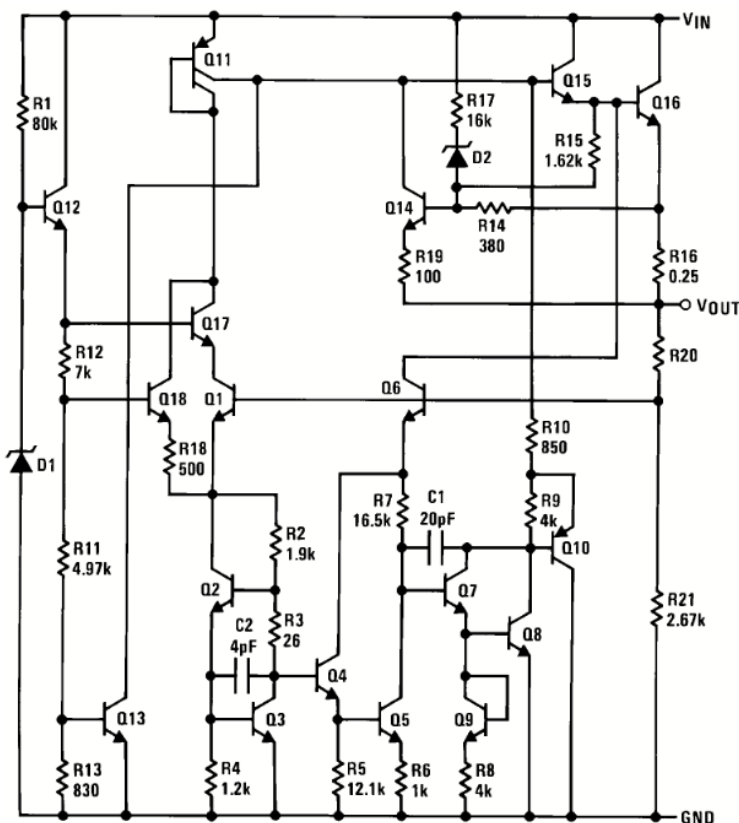


Abbildung 3 Linearspannungsregler LM78xx<sup>3</sup>

<sup>3</sup> Abb aus (Incorporated, 2016)

### 2.2.3 Getakteter Spannungsregler / Schaltregler

Im Gegensatz zum Linearregler, wo das Produkt aus Spannungsdifferenz, Strom und Zeit als Wärme abgeführt wird, wird beim Schaltregler diese Differenz magnetisch gespeichert und an einem späteren Zeitpunkt wieder zugeführt. Diese Schaltregler sind recht einfach aufgebaut und bestehen zumeist aus Drossel, Kondensator, Diode und einem Schalter. Um hohe Schaltfrequenzen erreichen zu können werden dazu größtenteils Feldeffekttransistoren verwendet. Diese können im Gegensatz zu bipolaren Transistoren um ein Vielfaches schneller geschaltet werden (Ein- und Ausschaltzeiten bis in den einstelligen Nanosekunden Bereich,  $10^{-9}$  s, entspricht bis zu 1 GHz als Taktfrequenz). Aus diesem Grund lassen sich Schaltungen mit niedrigeren Bauteilwerten realisieren, was eine enorme preisliche Einsparung bedeutet.<sup>4</sup>

Eingeteilt werden diese in Aufwärts-, Abwärts- und Invertierende Wandler, wobei die Ausgangsspannung bei ersterem höher, bei zweitem niedriger und beim Invertierende Wandler gleich hoch, jedoch negativ der Eingangsspannung ist.

Der einfachste der Abwärtswandlerfamilie ist der Buck Converter.

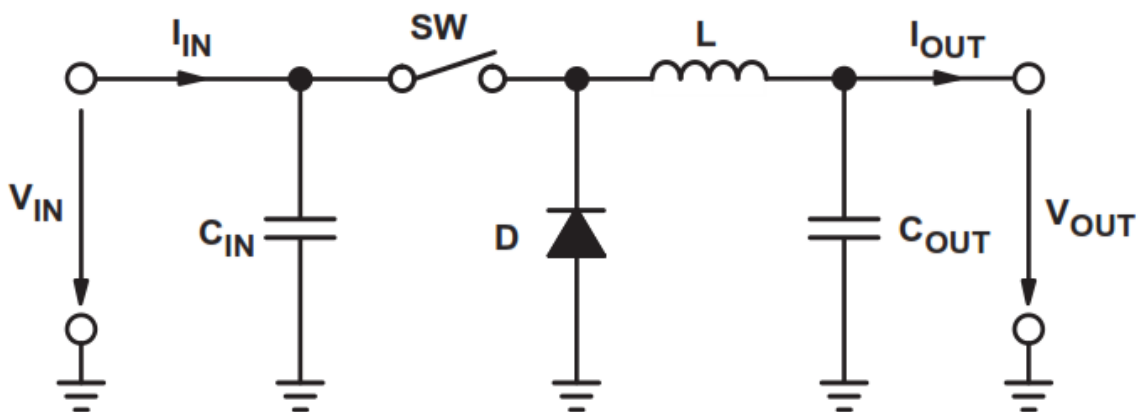


Abbildung 4 Buck Converter<sup>5</sup>

Unterschieden wird bei den Betriebsarten von getakteten Spannungswandlern zwischen lückenden (Discontinuous Mode) und nicht-lückenden (Continuous Mode) Betrieb. Beim nicht-lückenden Betrieb sinkt der Strom durch die Induktivität niemals auf null, wogegen er dies beim lückenden Betrieb sehr wohl kann und darf. Durch eine adäquate Berechnung kann der lückende Betrieb vermieden werden, welcher Störabstrahlungen und Stabilitätsprobleme hervorruft. Diese sind gerade im Automotive Bereich in großes Thema.<sup>5</sup>

<sup>4</sup> Vgl. (Basso, 2008)

<sup>5</sup> Abb. aus (Hauke, 2011)

## 2.3 MOSFET

Beim MOSFET handelt es sich um eine Art des Feldeffekttransistors. Dieser wird anders als der Bipolartransistor nicht mit Strom in die Basis, sondern durch Anlegen einer Spannung zwischen den Anschlüssen Gate und Source angesteuert. Dadurch wird, wie unten ersichtlich die Leitfähigkeit zwischen Drain und Source beeinflusst. Der vierte Anschluss B, welcher für Bulk steht, wird bei Einzeltransistoren nicht extra ausgeführt, sondern wird mit Source verbunden. Durch die Oxidschicht  $\text{SiO}_2$ , wie unten gezeichnet, wird das Gate vom Kanal isoliert. Die Steuerspannung kann somit beide Polaritäten annehmen, ohne dass ein Strom fließt. Wird nun eine Steuerspannung zwischen Gate und Source angelegt, bildet die unter dem Gate liegende Inversionsschicht einen leitfähigen Kanal und ein Strom kann fließen. Je nach Dotierung des Kanals (= Einbringen von Fremdatomen in die Trägerschicht) handelt es sich um einen selbstleitenden (depletion) oder selbstsperrenden (enhancement) MOSFET. Ein selbstleitender MOSFET benötigt eine  $U_{GS}$  von  $0V$ , um einen Stromfluss ermöglichen zu können, bei einem selbstsperrenden ist die Threshold-Voltage  $U_{TH}$  höher als  $0V$ .<sup>6</sup>

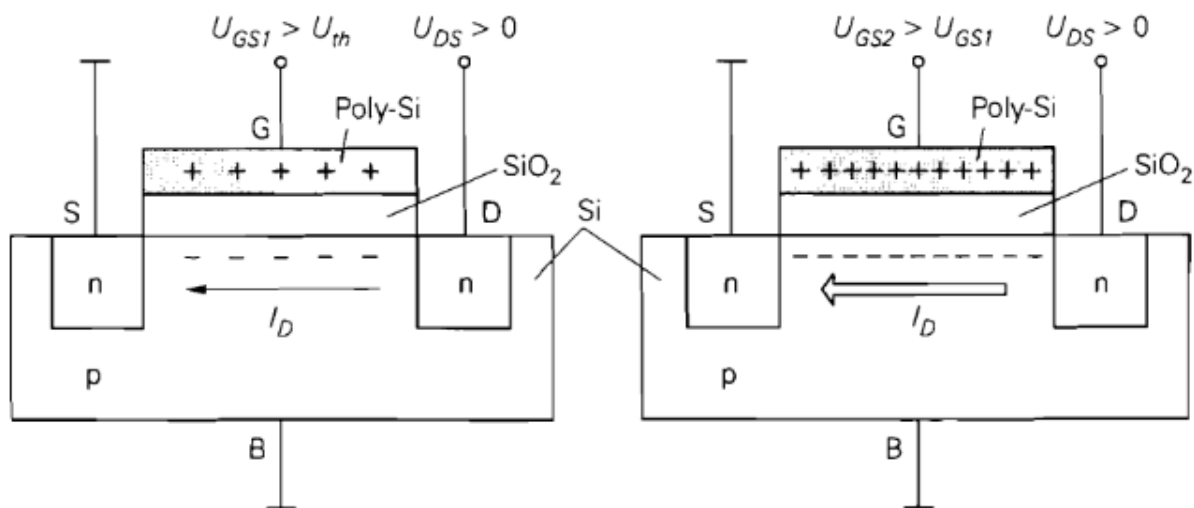


Abbildung 5 Funktionsweise eines N-Kanal MOSFET's<sup>7</sup>

Wie im vorherigen Kapitel erwähnt wird der Schalter mit einem MOSFET realisiert. Zum Einsatz kommt ein N-Kanal MOSFET, bei welchen im Gegensatz zu bipolaren Transistoren weitaus schneller und effizienter geschaltet werden kann.

Um die Funktionsweise näher zu beschreiben, verwendet man die Ausgangskennlinie des MOSFET's. Im ersten Bereich, links von der strichlierten Linie, befindet sich der ohmsche, lineare Bereich. Im Englischen wird dieser Deep triode Region genannt, unter anschließend mehr dazu. Die Steuerspannung zwischen

<sup>6</sup> Vgl. (Tietze, Schenk, & Gamm, 2016)

<sup>7</sup> Abb. aus (Tietze, Schenk, & Gamm, 2016)

Gate und Source,  $U_{GS}$ , wird so lange gesteigert, bis der MOSFET beginnt, leitend zu werden. Dies geschieht ab der Schwellenspannung  $U_{TH}$ . Bis zu diesem Punkt verhält sich der Strom  $I_{DS}$  nahezu linear, wobei  $U_{GS}$  eine fixe Spannung ist und lediglich  $U_{DS}$ , also die Spannung, welche am MOSFET anliegt, verändert wird. Ab diesem Punkt spricht man vom Abschnür- oder Sättigungsbereich ( $U_{DS,ab} = U_{GS} - U_{TH}$ ). Der Strom bleibt ab diesem Punkt nahezu gleich.<sup>8</sup>

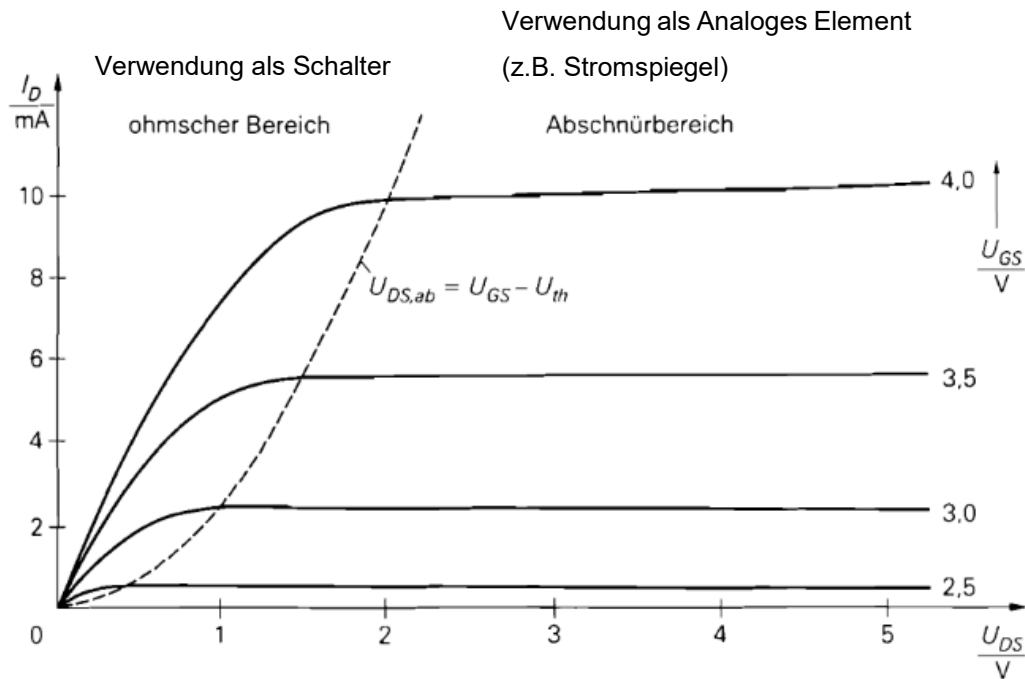


Abbildung 6 Ausgangskennlinie des N-Kanal MOSFET's<sup>9</sup>

In diesem Fall wird der MOSFET dabei in der sogenannten "Deep Triode Region" betrieben. Dabei handelt es sich um den linearen Bereich des MOSFET's, in welchem die Kennlinien linear durch den Ursprung verlaufen.

Um in den ohmschen oder im Abschnürbereich zu betreiben muss die  $V_{GS}$  über  $V_{TH}$  liegen. Ob man sich im ohmschen oder Abschnürbereich befindet wird über die Spannung an Drain und Source  $V_{DS}$  bestimmt. Ist  $U_{GS} - U_{TH} < U_{DS}$  befindet man sich im ohmschen Bereich.

Da der MOSFET über ein elektrisches Feld gesteuert wird, ist es möglich, dass dieser durchgeschaltet sein kann, obwohl am Steuereingang (Gate) nur ein sehr geringer Strom fließt. Im Vergleich dazu ist dies bei einem Bipolartransistor nicht möglich, da allein der Basisstrom, welcher den Transistor durchschaltet, schon fließen muss.<sup>8</sup>

<sup>8</sup> Vgl. (Tietze, Schenk, & Gamm, 2016)

<sup>9</sup> Abb. aus (Tietze, Schenk, & Gamm, 2016)

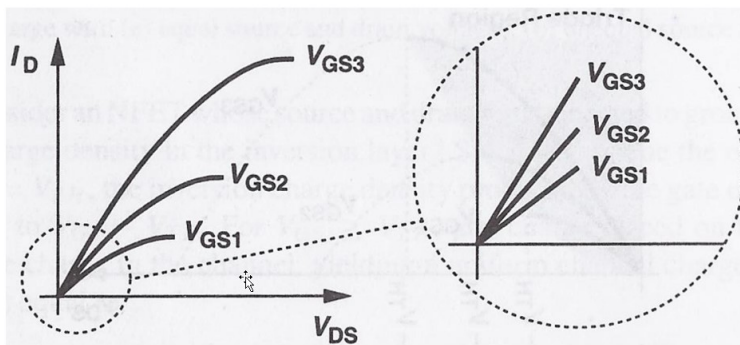


Abbildung 7 Deep Triode Region MOSFET<sup>10</sup>

In der Darstellung im vorherigen Kapitel (2.2.3) müsste als MOSFET ein P-Kanal Typ eingesetzt werden, da dieser eine negative Gate-Source Spannung benötigt, um durchschalten zu können. Wird stattdessen ein N-Kanal MOSFET an dieser Stelle eingesetzt, müsste zusätzlich eine Ladungspumpe eingesetzt werden, welche die Spannung auf die vorgesehene Gate-Source Spannung hebt. Daher wird ein N-Kanal MOSFET sowie eine Spule im Masse Zweig eingebaut. Diese Topologie ist für die Ansteuerung deshalb möglich, weil ein Relais nur zur Versorgung und Masse eine Verbindung hat, somit unempfindlich und nicht funktionsbeeinträchtigt auf eine dauerhafte Versorgungsverbinding wirkt.<sup>11</sup>

Eine Ladungspumpe kann auch als getakteter Schaltregler gesehen werden, jedoch mit Abstrichen hinsichtlich Stabilität, Leistung und Schaltvermögen. Einsatz findet diese z.B. in Schreib- und Speicherzugriffe (z.B. bei Flash Speicher, hier benötigt man eine höhere Spannung (ca. 15V) um Elektronen in das floating Gate zu „tunneln“) sowie Ansteuerung von MOSFET's. Im ersten Schritt, also beim Anschluss  $\phi_1$  liegt ein High Pegel an, werden die Kondensatoren in diesen Zweigen geladen. Im zweiten Schritt, also bei  $\phi_2$  liegt ein High Pegel an, liegen die vorhin geladenen Kondensatoren in Serie mit der Versorgung und der Last, hier als Load bezeichnet. Dadurch ergibt sich eine Erhöhung der Spannung, welche abhängig von der Anzahl an Verzweigungen ist. Diese nennt man auch Stufen und werden unter Berücksichtigung der Verluste durch Laden, Entladen und Schalten berechnet. Um diese Verluste verringern, werden statt Dioden MOSFET's eingesetzt. Diese Art der Ladungspumpe kommt vor allem in Integrierten Schaltungen wie z.B. in High-Side Switches zum Einsatz, welche zumeist eine Kombination aus N-Kanal MOSFET und Ladungspumpe sind und zusätzlich mit Überlastschutz und Temperaturabschaltung ausgestattet sind, um eine Beschädigung des Bauelementes zu vermeiden.<sup>12</sup>

<sup>10</sup> Abb. aus (Razavi, 2008)

<sup>11</sup> Vgl. (Tietze, Schenk, & Gamm, 2016)

<sup>12</sup> Vgl. (Doutreloigne)

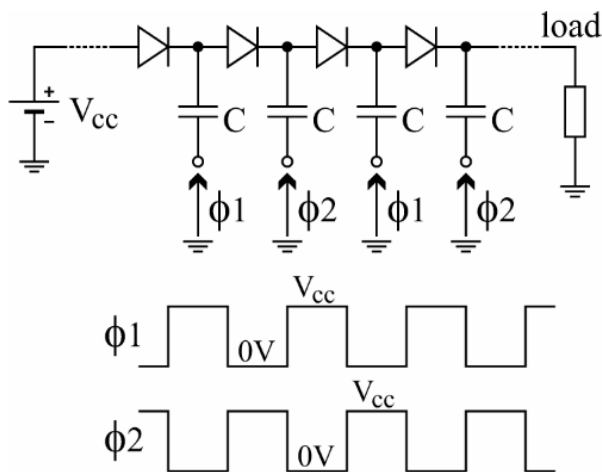


Abbildung 8 Abbildung einer Dickson Ladungspumpe<sup>13</sup>

Der große Vorteil des N-Kanal MOSFET's gegenüber dem P-Kanal Typs, ist die um etwa 3fach kleinere Baugröße, da der P-Kanal MOSFET in etwa die 3fache Größe des N-Kanal Typs haben muss, um das gleiche Schaltvermögen zu erzielen. Dieser Unterschied kommt aus dem physischen Aufbau des MOSFET's. Während bei einem N-Kanal MOSFET die Minoritätsladungsträger Elektronen sind, nennt man diese beim P-Kanal MOSFET Löcher. Im untenstehenden Diagramm ist die Mobilität  $\mu_B$  im Verhältnis zur Dotierung ersichtlich. Als Dotierung bezeichnet man die Einbringung von Fremdatomen in das Grundmaterial.<sup>14</sup>

<sup>13</sup> Abb. aus (Doutreloigne)

<sup>14</sup> Vgl. (Tsividis, 2008)

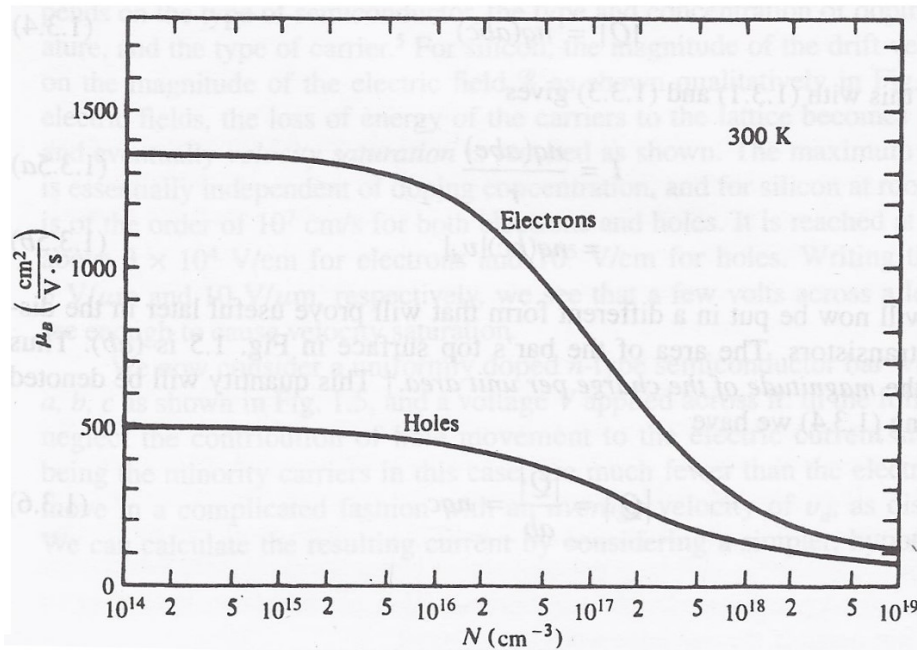


Abbildung 9 Mobilität von P und N-Kanal MOSFETS im Verhältnis zur Dotierung<sup>15</sup>

Mit der Baugröße steigen aber sowohl der Preis als auch die Gate Kapazität, was wiederum eine verringerte Schaltgeschwindigkeit zur Folge hat. Durch die erhöhte Mobilität ist beim N-Kanal MOSFET weniger Energie zum Schalten des Transistors notwendig.

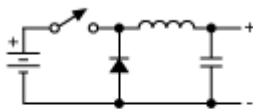
<sup>15</sup> Abb. aus (Tsividis, 2008)



### 3 KLASSIFIZIERUNG VON ABWÄRTSWANDLERN

Abhängig von Einsatzgebiet und Anforderungen kann ein Spannungsregler aus unterschiedlichen Topologien bestehen. Grundlegend unterscheidet man zwei Arten, jene, die isoliert, und jene, die nicht isoliert sind. Untenstehend ist eine kleine Übersicht verschiedener Topologien. Für den Automotive Bereich werden isolierte, also mit Transformator, aufgrund der erhöhten Kosten durch ein zusätzliches Bauteil, wenn nicht unbedingt erforderlich, vermieden.

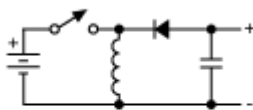
#### Step-Down (Buck)



#### Step-Up (Boost)



#### Inverter



#### Flyback

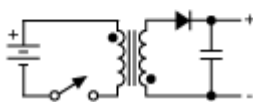


Abbildung 10 Aufstellung Spannungswandler<sup>16</sup>

Für den Einsatz als Relaisreiber werden dahingehend die Arten Buck und SEPIC (ein Abwärtswandler mit zwei Induktivitäten) näher betrachtet. Ein weiterer Wandler mit zwei Induktivitäten ist der Cuk Converter, welcher dem SEPIC zwar sehr ähnlich ist, jedoch invertiert dieser die Eingangsspannung, was in diesem Fall für Diagnose- und Messzwecke ungeeignet ist.

Unterschieden werden bei den Wandlern jeweils lückender- (Discontinuous Mode, DCM) und nicht-lückender Betrieb (Continuous Mode, CCM). Für die Verwendung in diesem Projekt wird der nicht-lückende Betrieb gewählt und auch nur diese betrachtet.

<sup>16</sup> Abb. aus (Maxim Integrated Products, 2013)

### 3.1 Aufbau und Funktionsweise

#### 3.1.1 Buck Converter

Wie eingangs bereits erwähnt, besteht der Buck Converter aus einem Schalter, einer Induktivität, einer Diode (oder eines zweiten Schalters) und einem Kondensator.

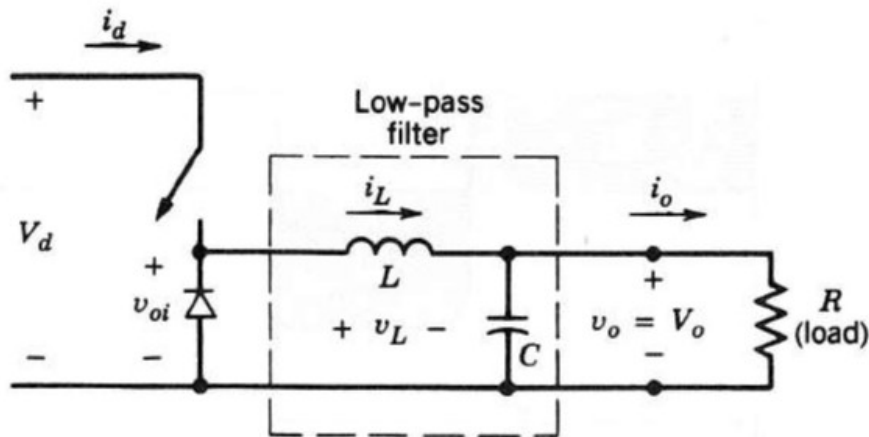


Abbildung 11 Buck Converter Topologie<sup>17</sup>

Wird der Schalter geschlossen, beginnt ein Strom zu fließen ( $i_L$ ). Dieser ist abhängig von der Einschaltdauer.  $v_L$  ist die Spannung an der Spule.<sup>18</sup>

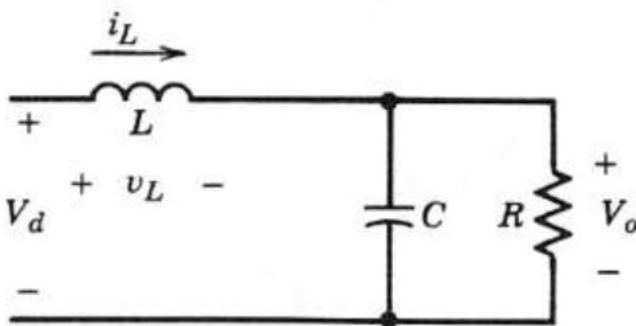


Abbildung 12 Buck Converter Schalter geschlossen<sup>17</sup>

Wird der Schalter wieder geöffnet, bleibt die Stromflussrichtung gleich, jedoch muss sich die Spannung  $v_L$  an der Spule drehen, um ein Zusammenbrechen des Magnetfeldes zu verhindern. Die Induktivität treibt

<sup>17</sup> Abb aus (Herzog, 2012)

<sup>18</sup> Vgl. (Herzog, 2012)

den Strom durch die Diode weiter, da der induktive Strom weiterfließen muss. Ist das durch einen offenen Stromkreis nicht möglich, würde die Induktivität davon Schaden nehmen.<sup>19</sup>

Die Ausgangsspannung  $U_a$  berechnet sich zu  $U_a = U_e * D$ <sup>19</sup>

Dabei steht  $U_a$  für die Ausgangsspannung,  $U_e$  für die Eingangsspannung und  $D$  für den Duty Cycle.

### 3.1.2 SEPIC

Der SEPIC Wandler ist eine Kombination aus Buck / Boost Converter und Inverswandler, daher ist theoretisch jede Ausgangsspannung zwischen null und unendlich möglich. Die Hauptvorteile des SEPIC Wandlers sind der geringe Eingangsstromrippe (=Welligkeit), ein leicht integrierbarer Überlastungsschutz und der große Aussteuerungsbereich. Um die Störabstrahlung geringer zu halten empfiehlt es sich, gekoppelte Spulen zu verwenden.<sup>21</sup>

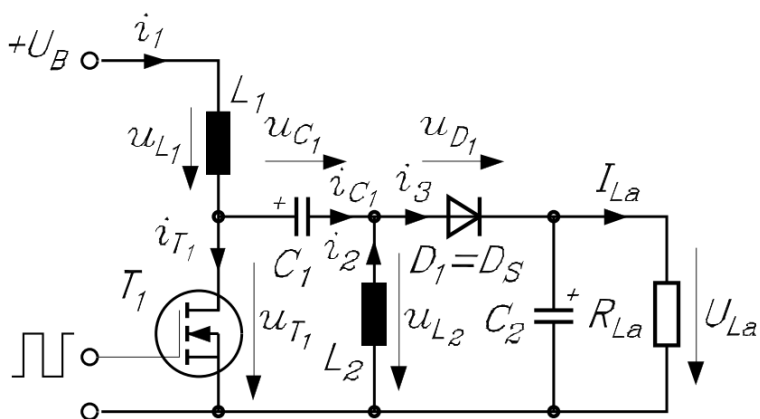


Abbildung 13 SEPIC Topologie<sup>20</sup>

Betrachtet wird nur der nicht-lückende Betrieb. Bei geschlossenem Schalter steigt der Strom  $i_1$  annähernd linear an. Der Kondensator liegt dabei am linken Anschluss an der Masse. An der rechten Seite resultiert daher ein negatives Potential, die Diode sperrt und es liegt ein L-C Serienschwingkreis vor. Der Strom  $i_{L2}$  durch die Induktivität steigt ebenso an.<sup>21</sup>

<sup>19</sup> Vgl. (Herzog, 2012)

<sup>20</sup> Abb aus (Zach, 2010)

<sup>21</sup> Vgl. (Zach, 2010)

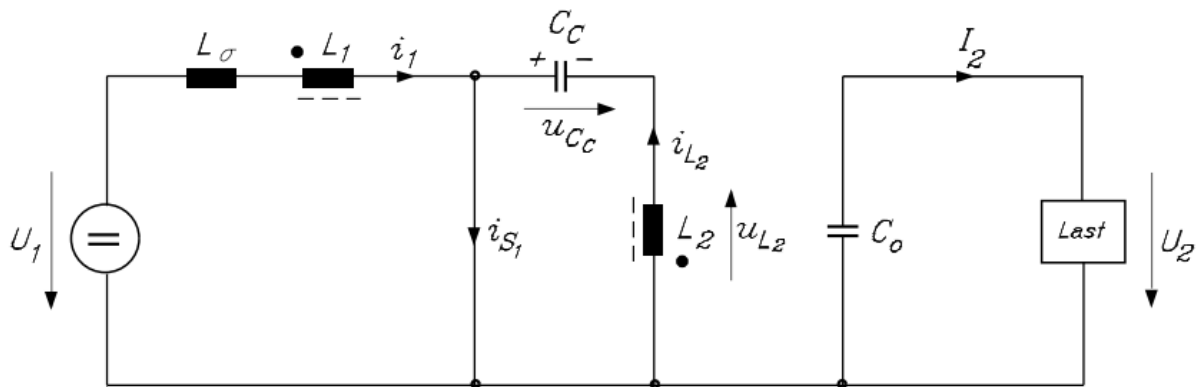


Abbildung 14 SEPIC Schalter geschlossen<sup>22</sup>

Wird der Schalter nun geöffnet, dreht sich, wie beim Buck Converter, die Spannung an  $L_2$  und steigt so weit, bis sie über die Diode und dem Ausgangskondensator  $C_o$  festgehalten wird.<sup>23</sup>

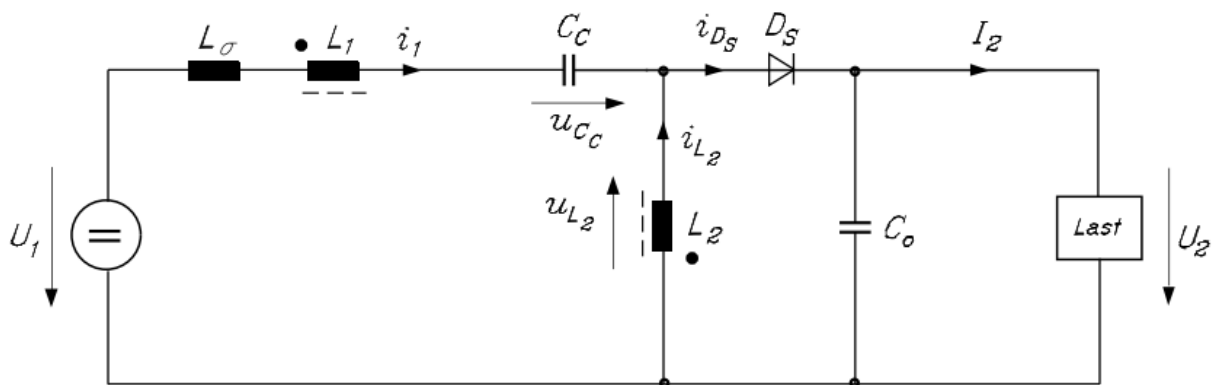


Abbildung 15 SEPIC Schalter offen<sup>22</sup>

Die Ausgangsspannung berechnet sich zu  $U_2 = U_1 * \frac{D}{1-D}$

Dabei ist D das Verhältnis von Einschaltdauer zu gesamte Periodendauer (Einschalt- und Ausschaltdauer), Duty Cycle.<sup>23</sup>

<sup>22</sup> Abb aus (Zach, 2010)

<sup>23</sup> Vgl. (Zach, 2010)

## 3.2 Spezifikation

Die nötigen Parameter, um einen Abwärtswandler auslegen zu können sind wie folgt:

- Minimale und Maximale Eingangsspannung
- Ausgangsspannung
- Maximaler Ausgangsstrom
- Maximal zulässiger Ausgangsstromripple (=Welligkeit)
- Dynamisches Verhalten, Reaktion auf Laständerungen am Ausgang

Für die Auslegung gilt, je höher die Schaltfrequenz, umso kleiner können die Bauteile gewählt werden. Also geringste einzusetzende Schaltfrequenz wird 20 kHz angenommen, da dies die auditive Hörschwelle des menschlichen Ohres ist und daher hörbares Rauschen bzw. Geräusche in Audiosystemen hervorrufen kann. Außerdem ergibt sich bei höherer Frequenz auch ein geringerer Stromripple auf der Ausgangsseite.

Zusätzlich kann durch die Ansteuerung eines Mikrocontrollers die Schaltzeit und somit die Ausgangsspannung nach vollständigem Anziehens des Relais verringert werden. Dies senkt zusätzlich den Stromverbrauch aus der Batterie.

Bei diesen Schaltfrequenzen spielt der Schalter, also der MOSFET, eine große Rolle. Dieser muss eine Ein- bzw. Ausschaltzeit aufweisen, die klein genug ist, um vollständiges Ein- und Ausschalten ohne Überschneidungen garantieren zu können.

Dafür steht der Bauteilparameter, abgesehen von der Schaltspannung ( $U_{GS}$  oder  $V_{GS}$ ), der Maximalen Schaltspannung ( $U_{DS}$ ) und maximaler Durchlassstrom ( $I_{DS}$ ), Eingangskapazität im Vordergrund.<sup>24</sup>

---

<sup>24</sup> Vgl. (Hauke, 2011)

Der Einschaltvorgang lässt sich in drei Teile, wie unten ersichtlich, einteilen:

Im ersten Abschnitt wird die Gate-Source Kapazität bis zum Erreichen der Schwellspannung geladen

Im zweiten Abschnitt wird die sogenannte Miller-Kapazität geladen. Die Gate Spannung bleibt nahezu unverändert auf dem gleichen Wert stehen, dem sogenannten Miller-Plateau. Der MOSFET beginnt in diesem Bereich bereits, leitend zu werden. Durch das Leitend werden des Kanals ändern sich die Spannungen an Drain und Source. Durch  $Q=C*U$  ( $U$  ändert sich) wird die benötigte Ladung größer zum anderen wird auch  $C$  durch den Aufbau einer Leitenden Verbindung zwischen Drain und Source vergrößert.

Ist diese Kapazität vollständig geladen, steigt die Spannung weiter bis auf die Schaltspannung ( $U_{GS}$ ) und der MOSFET schaltet nun vollständig durch (Abschnitt drei).<sup>25</sup>

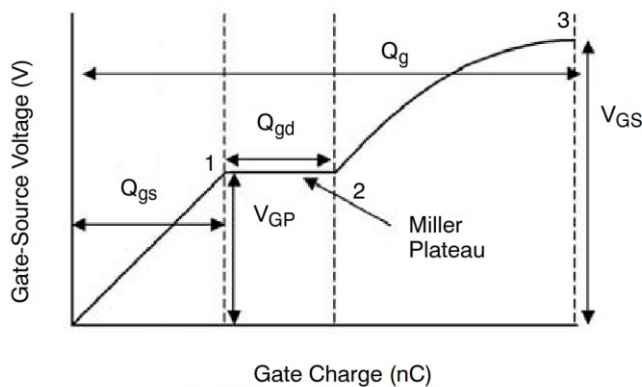


Abbildung 16 Einschaltvorgang MOSFET<sup>26</sup>

### 3.3 Schaltregler vs. PWM Ansteuerung

Um sich den Aufwand und die Bauteile für einen Schaltregler zu sparen, steht als Alternative auch die Relaisansteuerung direkt mittels PWM zur Auswahl. Die Effizienz dieser Methode kann höher sein als der eines Schaltreglers mit Kondensator. Jedoch ist dies auch kein einfaches Unterfangen, da, wie beim Schaltregler auch, Störungen durch hochfrequentes Takten entstehen. Hier wird in diesem Fall ein getaktetes Spannungssignal auf langen Kabelstrecken zum Relais geführt. Der Spannungshub zwischen 0V und maximaler Spannung kann beträchtliche Störungen verursachen. Um dies zu vermeiden, werden niederfrequente PWM Ansteuerungen verwendet. Um diese glätten zu können sind wieder

<sup>25</sup> Vgl. (Brown, 2004)

<sup>26</sup> Abb. aus (Brown, 2004)

Filterschaltungen notwendig. Zusätzlich wird ebenso eine Induktivität, sowie eine Diode und ein Kondensator benötigt.<sup>27</sup>

---

<sup>27</sup> Vgl. (Basso, 2008)

## **4 EMV BETRACHTUNG**

Ein sehr wichtiger Aspekt bei der Entwicklung eines Spannungsreglers bzw. in diesem konkreten Fall eines Relais treibers ist die Betrachtung hinsichtlich EMV.

Da Leistung mit sehr hoher Frequenz geschaltet wird, strahlt das System nach außen hin.

### **4.1 Störungen ausgehend vom Relais treiber**

Um Störabstrahlungen vom Relais treiber ausgehen zu vermeiden, sind Filter vorzusehen. Das gesamte Leiterplattendesign wird in diesem Fall nicht betrachtet, da eine EMV günstige Schaltung angenommen wird.

Im vorherigen Kapitel wurde erwähnt, dass die Schaltfrequenz größtmöglich gewählt werden soll, um kleinere Bauteile einsetzen zu können. Die Erhöhung der Frequenz bringt auf der anderen Seite jedoch Störungen mit sich, welchen gesondert entgegengewirkt werden muss. Dieser Aufwand steht jedoch nicht in Relation mit erhöhten Bauteilpreisen der Grundschialtung, da das teuerste Element des Relais treibers die Induktivität ist. Tiefpassfilterschaltungen mit Widerständen und Kondensatoren fallen somit nicht ins Gewicht.

Dieser Punkt muss mit hoher Priorität bereits in der Entwicklung behandelt werden. Durch Simulationen und Berechnungen lassen sich grobe Richtwerte bezüglich der Störabstrahlung eruieren.

### **4.2 Störung des Relais treibers von außen**

Wie auch der Relais treiber aus dem Batteriesystem Richtung Fahrzeug Störungen emittiert, so gehen auch Störabstrahlungen vom Fahrzeug aus, welche auf das Batteriesystem und somit den Relais treiber einwirken.

Verantwortlich dafür sind z.B. Lichtmaschine bei einem Fahrzeug mit Verbrennungsmotor, etwaige Umrichter für den Elektro-Antriebsmotor und sonstige, alternierende Signale.

Diese Störungen sind in generell vom OEM zu bewerten und sollten ebenso bei der Auslegung betrachtet werden. Es ist jedoch nicht zu erwarten, dass es hier zu Problemen kommt, da im Relais Treiber keine Empfindlichen Diagnose und Kommunikationsabläufe stattfinden.



## 5 KOSTENOPTIMIERUNG

Für die Entwicklung neuer Systeme ist nicht nur der technische Aspekt ausschlaggebend, sondern auch der wirtschaftliche muss berücksichtigt werden. Obwohl für die Entwicklung des ersten funktionierenden Systems, dem Prototypen, die Kosten noch im Hintergrund stehen, müssen diese, je näher der Prototyp in Richtung Serienreife rückt, mitkalkuliert werden. So wird in der Entwicklungsphase zuerst ein funktionierendes System entworfen und anschließend hinsichtlich Kosten optimiert.

### 5.1 Instrumente des Kostenmanagements

Unter dem Begriff Kostenmanagement versteht man die längerfristigen Maßnahmen zur Beeinflussung der Kosten.

So bedient man sich dazu mehrerer Werkzeuge für unterschiedliche Anwendungen:

- Target Costing
- Life Cycle Costing
- Prozesskostenrechnung
- Benchmarking Costing
- Gemeinkostenmanagement

In diesem speziellen Fall ist das erste Instrument, das Target Costing, am sinnvollsten anzuwenden, daher wird auf dieses genauer eingegangen.<sup>28</sup>

### 5.2 Target Costing

Ins Deutsche übersetzt bedeutet Target Costing nichts Anderes als Zielkostenrechnung oder Zielkostenmanagement. Target Costing ist eine Kombination aus Kostenplanungs-, Kostenkontroll- und Kostenmanagementinstrumenten, welche bereits in frühen Phasen der Produktentwicklung zum Einsatz kommen. Die Zielkosten richten sich nur auf den Markt und die Unternehmensziele aus. Die technische Umsetzung steht zu diesem Zeitpunkt noch im Hintergrund. Daher lässt sich die Kostenstruktur bereits früh gestalten, jedoch werden gleichzeitig auch viele Entscheidungen vorweg getroffen bzw. Möglichkeiten ausgeschlossen.<sup>27</sup>

Die ersten Formen des Target Costing kamen das erste Mal unter Ferdinand Porsche zum Einsatz. Unter dem Gesichtspunkt, den Volkswagen zu nicht mehr als 990 Reichsmark verkaufen zu können, wurden

---

<sup>28</sup> Vgl. (Bogensberger/Messner/Zihr/Zihr, 2006)

verschieden technische Lösungen hinsichtlich Kosten verglichen. So konnten beispielsweise für die Umsetzung mittels Seilzugbremsen statt hydraulischen Bremsen 25 Reichsmark eingespart werden.<sup>29</sup>

In den 1960er Jahren wurde das Target Costing vom Automobilhersteller Toyota entwickelt und hat sich in den 90er Jahren in dieser Sparte weit verbreitet.<sup>30</sup>

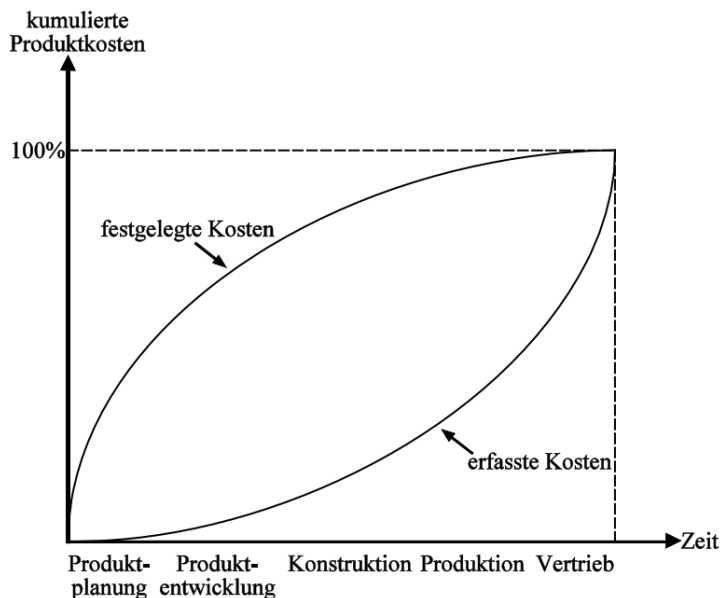


Abbildung 17 Kostenfestlegung und Kostenentstehung<sup>31</sup>

Anders als bei den traditionellen Kostenrechnungsarten stellt man sich beim Target Costing nicht die Frage, "Was kostet mich die Herstellung des Produktes XY?", sondern vielmehr "Was darf die Herstellung des Produktes kosten?".<sup>32</sup>

Strategisch betrachtet dient das Target Costing vor allem der Entscheidungsunterstützung.

### 5.2.1 Ziele des Target Costings

Folgende Punkte können als Hauptziele des Target Costings genannt werden:

- Unterstützung des strategischen Kostenmanagements

---

<sup>29</sup> Vgl. (Ewert/Wagenhofer, 2014)

<sup>30</sup> Vgl. (Fleig/Wolf/Rößler, 2015)

<sup>31</sup> Abb. (Ewert/Wagenhofer, 2014)

<sup>32</sup> Vgl. (Fleig/Wolf/Rößler, 2015)

Durch Target Costing lassen sich Informationen finden, welche für Entscheidungen hinsichtlich Produkt- und Markteinführung, das Produkt selbst und dem Prozess der Leistungserstellung wichtig sind.

- Marktbezogene Kostengestaltung  
Statt über das für das Produkt vorgegebene Ziel hinaus zu schießen orientiert sich das Target Costing sehr stark an Kunden- und Marktsicht.
- Möglichst frühzeitige Kostenbeeinflussung  
Je früher die Informationen von Kunden und Markt vorliegen, umso eher und effizienter kann auf diese Anforderungen reagiert und so das Produkt beeinflusst werden.
- Instrument zur Motivation  
Die Zielkosten werden auch als Instrument zur Motivation der Produktentwickler und Konstrukteure genutzt. Dies geschieht durch aktive Beeinflussung der Produktkosten durch Einsatz verschiedener Technologien und Prozessen.<sup>33</sup>

### 5.2.2 Einsatz des Target Costing

Die Hauptaufgabe des Target Costing liegt in der Produktneuentwicklung. Durch frühzeitiges Eingreifen bzw. Mitwirken können kostenoptimale Produkte entwickelt werden. Zusätzlich kann das Target Costing bei bereits bestehenden Produkten für Cost Down Zwecke und Rationalisierungen eingesetzt werden. Bei diesem Vorgehen ist der Handlungsspielraum natürlich begrenzter als bei Neuentwicklungen.

Durch dieses Verfahren lassen sich jedoch nicht nur Produkte und Leistungen verbessern, sondern neue und bestehende Produktionsprozesse effizienter planen und verbessern.<sup>33</sup>

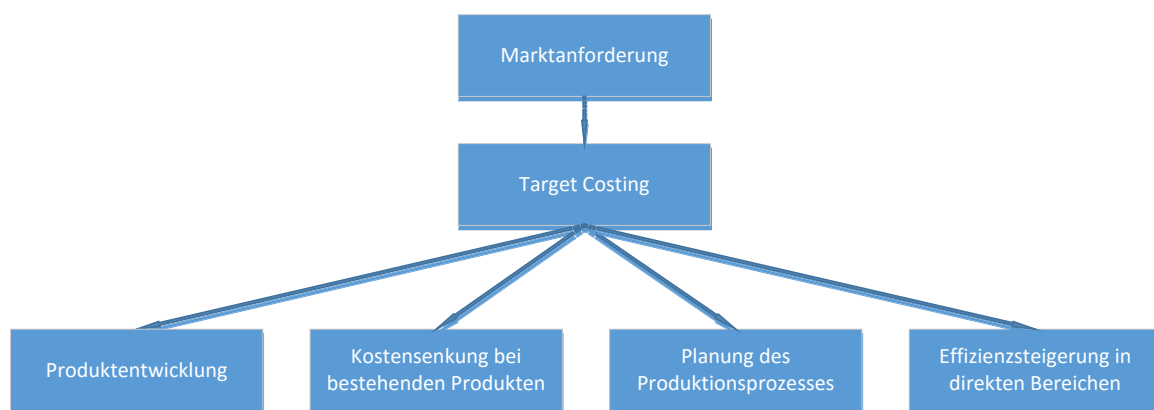


Abbildung 18 Einsatzmöglichkeiten des Target Costing<sup>34</sup>

---

<sup>33</sup> Vgl. (Bogensberger/Messner/Zihr/Zihr, 2006)

<sup>34</sup> Eigene Abbildung, aus (Bogensberger/Messner/Zihr/Zihr, 2006)

### 5.2.3 Erreichen der Zielkosten

Um nun die gesetzten Zielkosten zu erreichen, werden diese mit den Standardkosten verglichen. Als Standardkosten bezeichnet man die Kosten, welche bei der Verwendung der bestehenden Technologie für den Prototyp anfallen würden. Die Zielkosten liegen im Normalfall unter den Standardkosten. Die Differenz zwischen Standardkosten und Zielkosten ergeben die Kosteneinsparung für das Produkt oder Leistung.

Sind die Zielkosten definiert, liegt es an den Produktentwicklern und Konstrukteuren das Produkt so zu entwickeln, dass die Standardkosten gleich oder niedriger als die Zielkosten sind.<sup>35</sup>

Wie effektiv sich eine solche Maßnahme gestalten lässt, ist von Fall zu Fall unterschiedlich. Beispiele dafür sind:

- Änderung der physischen Faktoren wie Größe und Gewicht, um spätere Lager- und Logistikkosten einzusparen
- Einsatz anderer Materialien
- Bevorzugter Einsatz von Standardteilen statt einzelnen Spezialanfertigungen
- Gesamte Supply Chain in die Planung miteinbinden
- Effiziente Gestaltung der Arbeitspakete
- Komponenten fremd beziehen statt selber fertigen

In der Konzeptphase des Produktes sind die Freiheiten hinsichtlich Funktion und Kosten wesentlich höher als in der späteren Detailkonstruktion.<sup>35</sup>

---

<sup>35</sup> Vgl. (Ewert/Wagenhofer, 2014)

## 6 KONZEPTERSTELLUNG FÜR DIE PRAKTISCHE UMSETZUNG

Für die Verwendung als Relaisreiber wird nun die Variante mit dem Buck Converter gewählt. Da es sich um sehr hohe Stückzahlen handelt, ist es sinnvoll bereits im €-Cent Bereich Bauteilkosten zu sparen. Daher wird die Variante mit nur einer Spule verwendet. Der SEPIC Wandler wird aus Kostengründen nicht gewählt, da eine zweite Spule weitaus teurer als eine Filterschaltung ist, die generell eingesetzt wird.

Zusätzlich zur Kosteneinsparung ist auch die AECQ Qualifizierung ein Muss, um Bauteile im automotive Bereich einsetzen zu können. Auf dem Markt gibt es derzeit keine vergleichbaren Produkte, die für den Einsatz im Automotive Bereich qualifiziert sind und diese Anforderungen erfüllen.

Natürlich gibt es auch fertige Relaisreiber, die auf dem Prinzip des Buck Converters aufgebaut sind. Diese haben jedoch nur einen eingeschränkten Spannungsbereich und da auf dem Steuergerät sowieso ein Mikrocontroller eingesetzt wird, ist es naheliegend, mit diesem ein PWM Signal zur Ansteuerung zu generieren. Zusätzlich kommen diese Treiber im Endeffekt nur günstiger, wenn sie ohne Intelligenz eingesetzt werden, da diese fertigen Treiberstufen noch eine Spule und einen Transistor brauchen. Das Kostenthema wird in einem späteren Kapitel noch näher behandelt.

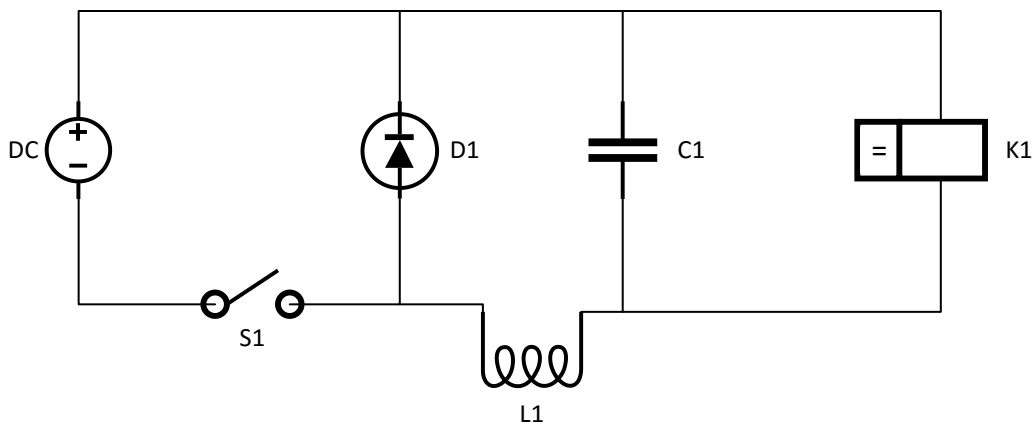


Abbildung 19 Konzept des Relaisreibers<sup>36</sup>

Anders als in der Prinzipschaltung im Kapitel 3.1 angeführt, befinden sich die Induktivität und das Schaltelement nicht auf der High-, sondern auf der Low-Side bzw. dem Massepfad der Schaltung. Dadurch kann der schneller schaltende N-Kanal MOSFET ohne eine Ladungspumpe eingesetzt werden.

Zusätzlich kommen noch verschiedene Sicherheits- und Diagnosefunktionen zu Einsatz. So wird vor einer Verpolung geschützt bzw. durch einen MOSFET dieser entgegengewirkt oder der Strompfad auf der High-Side mit einem High-Side Switch zusätzlich geschaltet, was in erster Linie sicherheitstechnischen Aspekten genüge tut, sowie im Fehlerfall die Relaischaltung zu schützen und ein nicht mehr mögliches Abschalten

<sup>36</sup> Eigene Darstellung

verhindert. Des Weiteren wird an mehreren Stellen die Spannung diagnostiziert, so z.B. am für die Vermeidung einer Verpolung eingesetzten MOSFET und im GND Pfad des Relais. Durch eine Parallelschaltung eines Widerstandes zum Relais lässt sich auch detektieren, ob die Relaisspule unterbrochen ist.

Ausgewertet sowie Angesteuert werden diese Diagnosefunktionen sowie der gesamte Relaisreiber vom Mikrocontroller, der das Herzstück des gesamten Steuergerätes darstellt. Der Relaisreiber ist nur ein kleiner Teil einer komplexen und aufwändigen Elektronik. Somit ist die Anforderung an den Mikrocontroller von Relaisreiberseite nur die PWM Ansteuerung, die Taktfrequenz wird im folgenden Kapitel berechnet.

## 7 BERECHNUNG UND SIMULATION

Nachdem das Konzept steht, wird der Abwärtswandler dimensioniert. Im Kapitel 3.2 wurden die Spezifikationen angeführt, welche nun erfüllt werden sollen.

### 7.1 Berechnung der Bauteilwerte für den Abwärtswandler

Folgende Werte ergeben sich aus den Anforderungen des OEM's bzw. aus dem System und sind unbedingt zu erfüllen:

- Minimale und Maximale Eingangsspannung: 8 - 40VDC
- Ausgangsspannung 12 bzw. 6VDC
- Maximaler Ausgangsstrom 400mA
- Maximal zulässiger Ausgangsstromripple (=Welligkeit) 20mA
- Dynamisches Verhalten, Reaktion auf Laständerungen am Ausgang

Die angeführten 8V können im System bei einem Kaltstart vorkommen und sind vom OEM vorgeschrieben. Jedoch ist es mit dem eingesetzten Relais möglich, bis zu einer Spannung hinunter bis 6V, zuzuschalten. Mit der diagnostizierten Spannung auf der Spannungsversorgung lässt sich die Regelung der Relaisspannung realisieren. Zusätzlich gibt die Relaisspannungsdiagnose noch Feedback diesbezüglich.

### 7.1.1 Berechnung der Induktivität

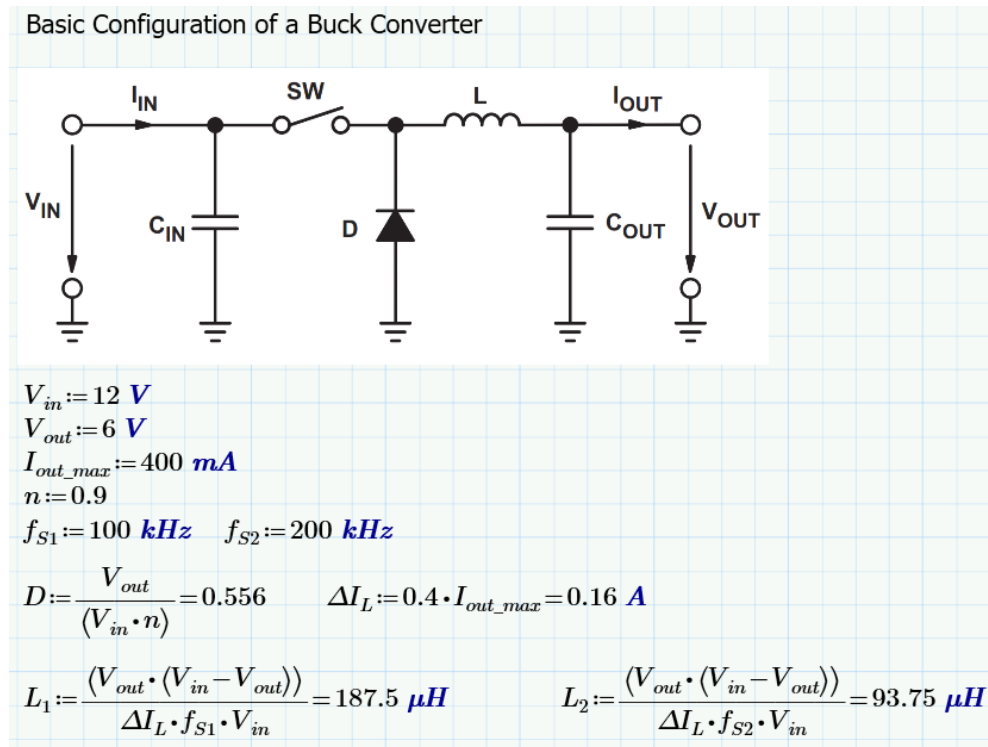


Abbildung 20 Auslegung des Buck Converters<sup>37</sup>

In diesem Schritt wurde die Induktivität berechnet, welche als magnetischer Energiespeicher der Schaltung dient. Zur Flexibilität wurde mit zwei unterschiedlichen Taktfrequenzen gerechnet, um später in der Simulation und der Vermessung des Prototyps verschiedene Szenarien gestalten zu können. Aus der Rechnung ist ersichtlich, je höher man die Taktfrequenz steigert, desto geringer kann die Induktivität gewählt werden.

### 7.1.2 Berechnung der Ausgangskapazität

Zusätzlich wird noch die Ausgangskapazität berechnet:

$$\Delta V_{out} := 0.2 \text{ V}$$

$$C_{out\_min} := \frac{\Delta I_L}{8 \cdot f_{S2} \cdot \Delta V_{out}} = 0.5 \text{ } \mu\text{F}$$

Abbildung 21 Berechnung Ausgangskapazität<sup>37</sup>

<sup>37</sup> Eigene Darstellung



Der Ausgangsspannungsripple wird mit 200mV angenommen, dies ist ein Wert, mit dem das Relais arbeiten kann, ohne den Zustand zwischen geschlossen und offen gewechselt wird.

Ist die Schaltung nach dem Abwärtswandler empfindlich gegenüber Transienten beim Einschalten, lässt sich die Ausgangskapazität auch auf eine zweite Art berechnen:

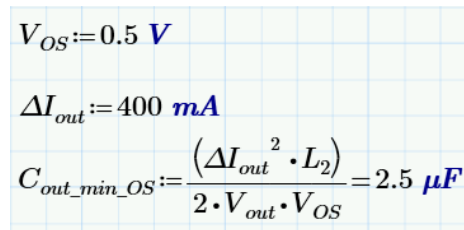

$$V_{OS} := 0.5 \text{ V}$$
$$\Delta I_{out} := 400 \text{ mA}$$
$$C_{out\_min\_OS} := \frac{(\Delta I_{out}^2 \cdot L_2)}{2 \cdot V_{out} \cdot V_{OS}} = 2.5 \text{ }\mu\text{F}$$

Abbildung 22 Berechnung der Ausgangskapazität mit Überschwingbegrenzung<sup>38</sup>

Hier bezeichnet  $V_{OS}$  die Differenz zwischen Spannungsspitze und Ausgangsspannung, die maximal erreicht werden darf, ohne zur Beschädigung einer nachfolgend eingesetzten Komponente zu führen.

$\Delta I_{out}$  steht für den Strom, den der Überschwinger maximal höher als der Ausgangsstrom sein darf.

### 7.1.3 Berechnung der Diode

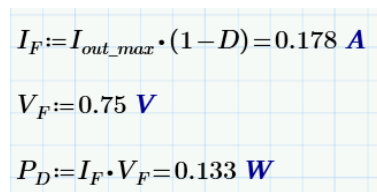

$$I_F := I_{out\_max} \cdot (1 - D) = 0.178 \text{ A}$$
$$V_F := 0.75 \text{ V}$$
$$P_D := I_F \cdot V_F = 0.133 \text{ W}$$

Abbildung 23 Berechnung der Diode<sup>38</sup>

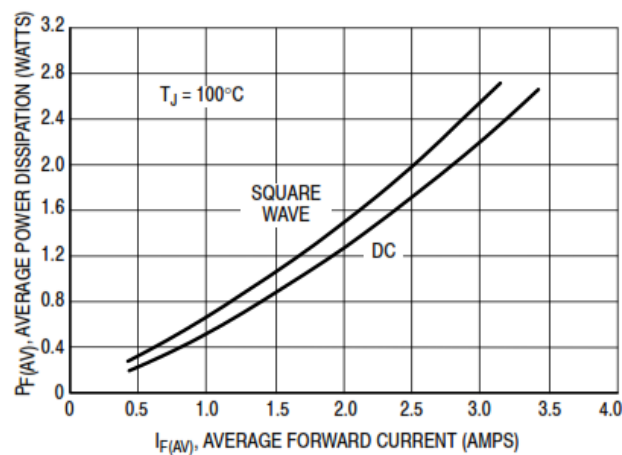
In der obenstehenden Gleichung steht  $I_F$  für den Vorwärtsstrom durch die Diode. Es wird empfohlen, Schottky Dioden einzusetzen, um Verluste gering zu halten. Diese Art von Dioden verträgt weitaus höhere Stromspitzen als normale bipolare Dioden, also Dioden, die einen P-N Übergang besitzen.

Ausgewählt wurde in diesem Fall die Schottky Diode MBRS1100 vom Hersteller ONSEMI. Der Grund dafür war die Erfüllung der Anforderungen und die Tatsache, dass es sich dabei um eine bereits bewährte Komponente aus vorherigen Projekten und Schaltungen handelt.

Diese Diode verträgt bis zu 100V Sperrspannung, einen mittleren Durchlassstrom von bis zu 2A (abhängig von der Umgebungstemperatur) und eine hat Durchlassspannung von 0,35V.

---

<sup>38</sup> Eigene Darstellung

Abbildung 24 Abführbare Leistung der Diode<sup>39</sup>

Aus dem Datenblatt ist ersichtlich, dass die Verlustleistung der Diode unter der Kennlinie im Datenblatt liegt und diese somit ausreichend dimensioniert ist, da der maximale Durchlassstrom 178mA beträgt und die Kurve erst bei 400mA beginnt.

#### 7.1.4 Auswahl des MOSFET's

Als nächstes Bauteil wird der MOSFET ausgewählt. Die Anforderungen an diesen sind einen maximalen Strom von 400mA schalten zu können. Zusätzlich muss die Schaltfrequenz für Testzwecke bis zu 1MHz betragen können, was dementsprechend niedrige Anstiegs- und Abfallzeit sowie niedrige Anstiegs- und Abfallzeitverzögerung bedeutet. Außerdem muss die maximale Spannung 40VDC betragen können. Des Weiteren muss der MOSFET, wie jedes andere Bauteil auch, AECQ also Automotive qualifiziert sein.

Gewählt wurde der OptiMOS-3 Kleinsignaltransistor BSR606N von Infineon. Dieser besitzt eine maximale Drain-Gate Spannung von 60V, einen Dauer-Drainstrom von 2,3A bei 25°C Umgebungstemperatur und Anstiegs- und Abfallzeiten von 2,6 bzw. 2,1ns. Somit ist sein Schaltvermögen groß genug und kommt auch mit den geforderten Schaltgeschwindigkeiten zurecht.

Dieser MOSFET ist jener, der den Anforderungen am nächsten kommt. Aus Gründen von bereits bewährten Transistoren dieses Herstellers wurde die Firma Infineon ausgewählt.

<sup>39</sup> Abb. aus (Semiconductors, 2015)

### **7.1.5 Zusätzliche Komponenten für den Relaisreiber**

Aufgrund von OEM spezifischen bzw. firmeninternen Vorschriften müssen noch weitere Komponenten in die Schaltung integriert werden. So wird als Anforderung an die Funktionale Sicherheit eine zusätzliche Schaltmöglichkeit versorgungsseitig eingebaut. Hierbei kommt ein High-Side Switch zum Einsatz, welcher auf der einen Seite als normaler Schalter auf der High-Side des Relais' dient, auf der anderen Seite eine thermische und Überstromabsicherung darstellt. Ein Solcher High-Side Switch ist meistens ein N-Kanal MOSFET mit eingebauter Ladungspumpe, welcher alle Vorteile eines solchen aufweist (geringere Gate-Kapazität, schnellere Einschalt- und Ausschaltzeiten, geringere Baugröße und geringerer Preis) und durch die eingebaute Ladungspumpe in der High-Side eingesetzt werden kann.

Auch für diese Komponente wurde wieder der Hersteller Infineon ausgewählt mit dem High-Side Switch BSP762T. Dieser hat einen Einsatzbereich von 5-40V für die Versorgungsspannung und einen minimalen Dauerstrom von 2A bei einer Umgebungstemperatur von 85°C.

## **7.2 Simulation des Abwärtswandlers**

Nachdem die Komponenten für den Abwärtswandler nun berechnet und ausgewählt sind, kann der nächste Schritt für Entwicklung durchgeführt werden. Für die Simulation wird das Programm LTSPICE von der Firma Linear Technologies verwendet. Dieses Simulationsprogramm ist ein sehr gängiges Programm und lässt sich ähnlich wie ein Schaltplaneditor bedienen.

### **7.2.1 Simulation für den Betriebsfall**

Zu Beginn wird das Standardkonzept simuliert, um einen groben Überblick über die Funktionsweise und Zusammenspiel der Komponenten zu erhalten:

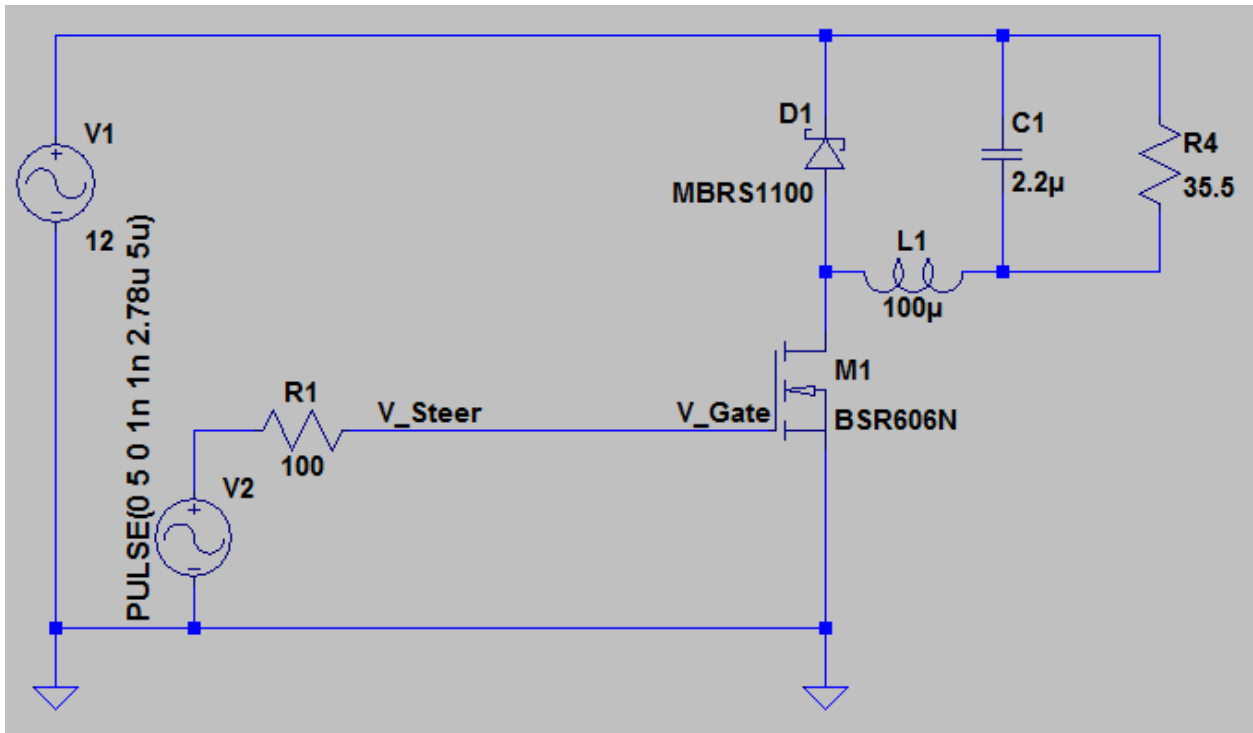


Abbildung 25 Schaltplan für die Simulation<sup>40</sup>

Die Spannungsquelle V1 stellt in diesem Fall die 12V Versorgung im Fahrzeug dar, V2 ist der Pulsgenerator, welcher später vom Mikrocontroller realisiert wird. Dabei werden die Parameter wie im Kapitel 7.1 berechnet mit einer Frequenz von 200kHz eingesetzt. Bei einem Duty Cycle von 55,6% ergeben sich folgende Werte:

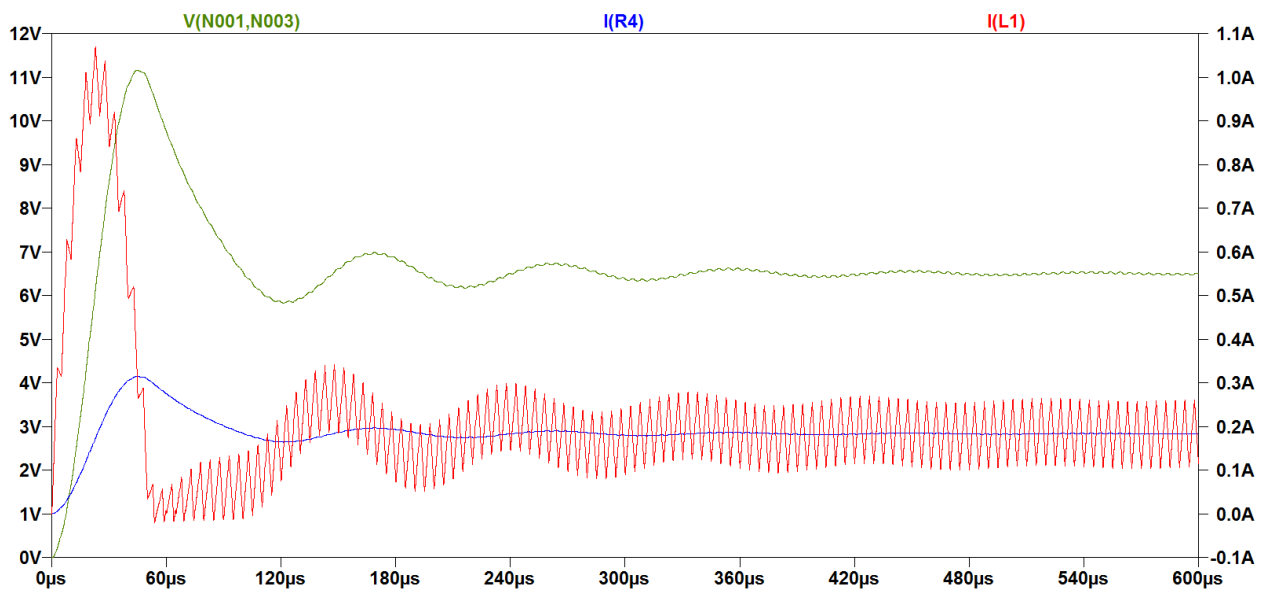


Abbildung 26 Simulation der Ausgangsspannung und -strom bei 200kHz<sup>40</sup>

<sup>40</sup> Eigene Darstellung

Das Relais wird in diesem Fall mit dem Spulenwiderstand von  $33 \Omega$  nur als ohmscher Widerstand eingezeichnet. Dieser Wert geht aus dem Datenblatt und Widerstandmessung hervor und ist für die Simulation bzw. den maximal benötigten Strom ausreichend.

Im Bild zu sehen sind in grüner Farbe die Spannung, welche am Relais anliegt, in blauer Farbe der Strom durch das Relais und in roter Farbe der Strom, welcher die Induktivität durchfließt.

Die Werte dazu sind nach etwa  $400\mu\text{s}$  in etwa eine mittlere Relaisspannung von  $6,4\text{V}$  mit einer Welligkeit von ca.  $60\text{mV}$ , ein mittlerer Relaisstrom von ca.  $193,8\text{mA}$  mit Welligkeit von ca.  $2\text{mA}$  und ein Spulenstrom von ca.  $195\text{mA}$  mit einer Welligkeit von ca.  $150\text{mA}$ .

Halbiert man nun die Frequenz auf  $100\text{kHz}$  ergibt sich folgender Verlauf:

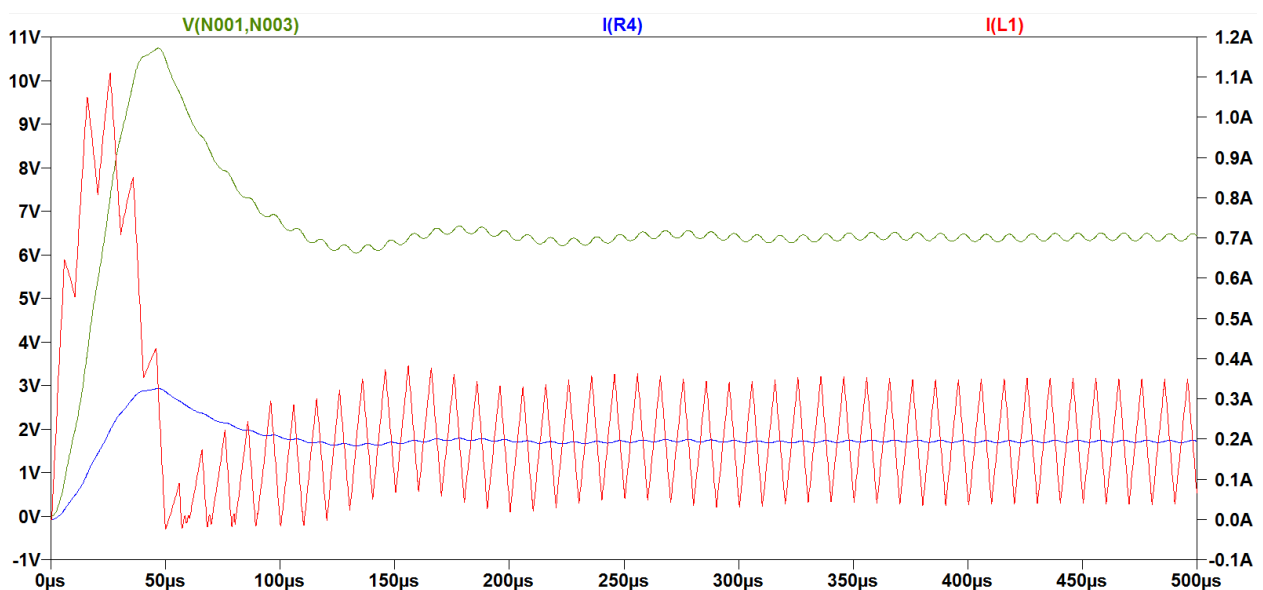


Abbildung 27 Simulation der Ausgangsspannung und -strom bei  $100\text{kHz}$ <sup>41</sup>

Alleine aus den Simulationsverläufen erkennt man schon einen deutlichen Unterschied, welcher sich in den Werten auch widerspiegelt:

Diese hierzu sind nach etwa  $400\mu\text{s}$  in etwa eine mittlere Relaisspannung von  $6,4\text{V}$  mit einer Welligkeit von ca.  $180\text{mV}$ , ein mittlerer Relaisstrom von ca.  $194\text{mA}$  mit Welligkeit von ca.  $6\text{mA}$  und ein mittlerer Spulenstrom von ca.  $193\text{mA}$  mit einer Welligkeit von ca.  $315\text{mA}$

Somit fällt in dieser ersten Simulation die Variante mit einer Taktfrequenz von  $100\text{kHz}$  bereits aus, da die angeforderten höchst zulässigen  $200\text{mA}$  Welligkeit in der Induktivität bereits überschritten werden.

Daher wird für die weitere Vorgehensweise nur die Taktfrequenz von  $200\text{kHz}$  näher betrachtet.

<sup>41</sup> Eigene Darstellung

## 7.2.2 Simulation für den Fehlerfall

Um auch im Schadensfall keine Schädigung des Relais' bzw. des Steuergerätes hervorzurufen, wird auch dieser Fall simuliert. Der häufigste in der Praxis vorkommende Fehler ist eine leitende, niederohmige Verbindung zwischen Drain und Gate. Das führt zu einem Spannungsüberschlag von der meist viel höheren, zu schaltenden Spannung am Drain auf die geringere, steuernde Spannung am Gate. Dazu ist unten die Simulation ersichtlich:

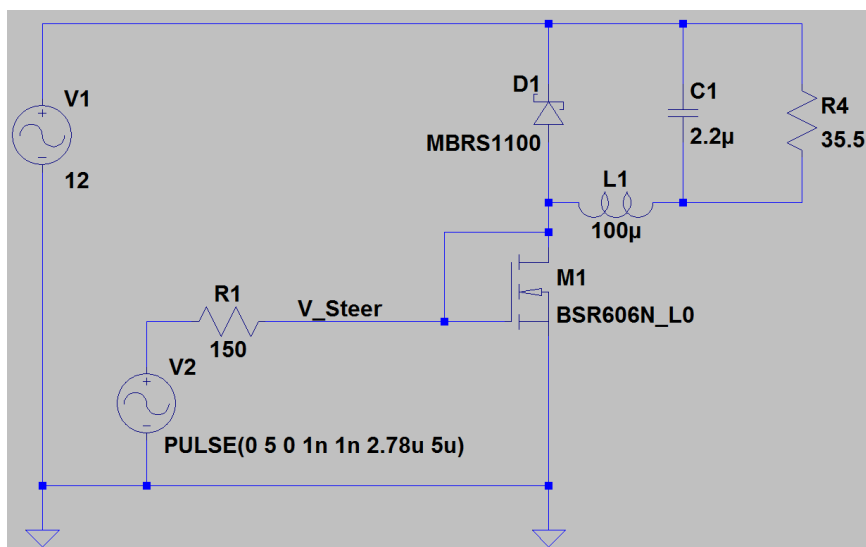


Abbildung 28 Fehlerfall Kurzschluss zwischen Drain und Gate<sup>42</sup>

Tritt dieser Fall nun auf, ergeben sich folgender Stromverlauf:

<sup>42</sup> Eigene Darstellung

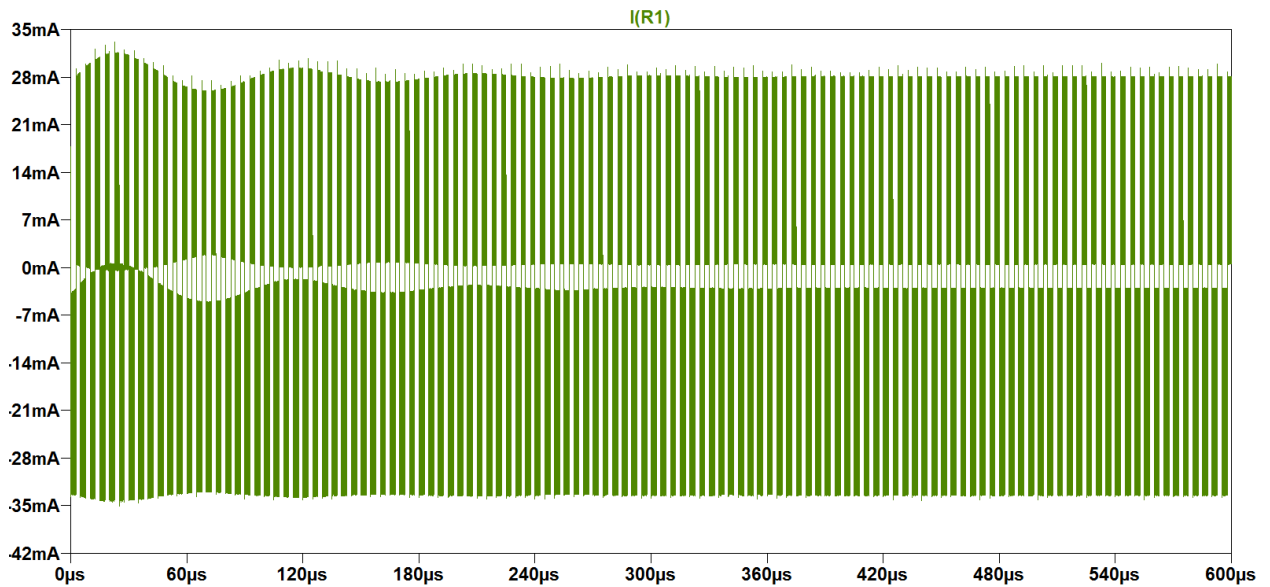


Abbildung 29 Stromverlauf bei Kurzschluss zwischen Drain und Gate Anschluss des MOSFET's<sup>43</sup>

Aus dieser Simulation ist der Strom ersichtlich, welcher im Fehlerfall in Richtung Mikrocontrollerpin fließt. Der maximale Strom beträgt 34mA. Das bedeutet, dass die 5V Domäne mit maximal diesem Strom belastet wird, wenn es zum Kurzschluss kommt. Für alle eingesetzten Bauteile wie Buffer, System Basis Chip und Mikrocontroller ist dieser Strom ungefährlich. Somit zieht das Versagen des MOSFET's keine weiteren Zerstörungen nach sich. Betrachtet man weiter noch die Relaisreiberströme und -spannungen ergeben sich folgende Verläufe:

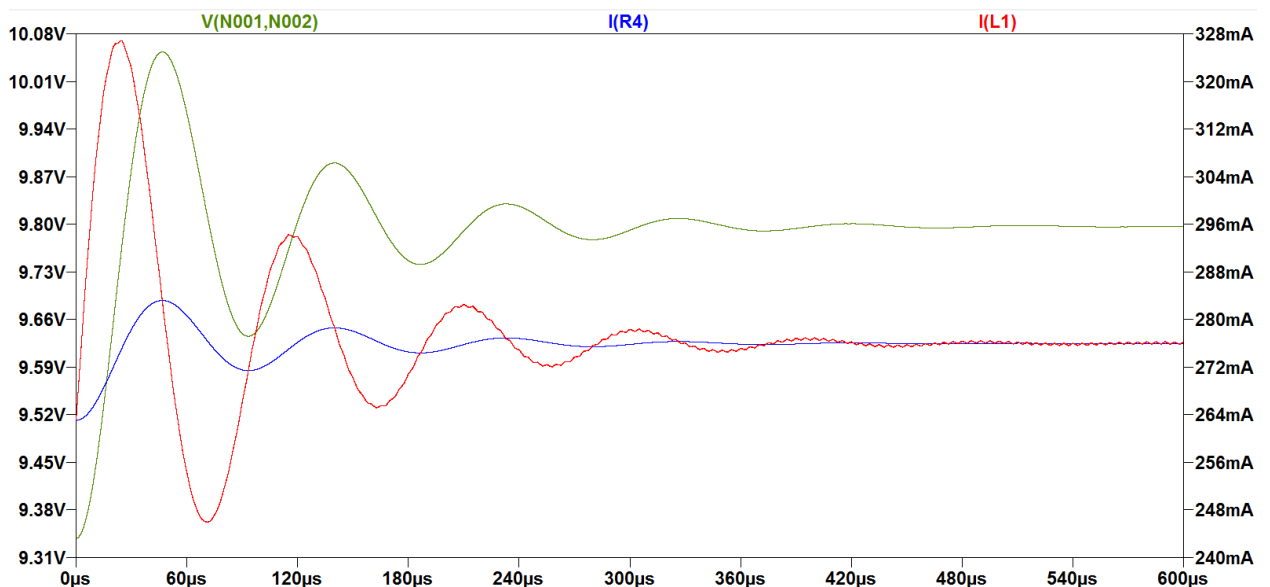


Abbildung 30 Relaisreiberströme und -spannungen bei Kurzschluss zwischen Drain und Gate des MOSFET's<sup>43</sup>

<sup>43</sup> Eigene Darstellung

Hieraus ist ersichtlich, dass sich weder Spulen- noch Relaisströme oder -Spannungen auf einem gefährlichen Niveau bewegen. So erreicht die Relaisspannung ein Maximum von 10,07V der Relaisstrom maximal 276mA und der Spulenstrom in etwa den gleichen Wert. Daher ist dieser Fehler als nicht kritisch zu sehen und kann vernachlässigt werden.

Um ein worst-case Szenario zu erhalten, wird anschließend die gesamte Schaltung, so wie sie später zum Einsatz kommen wird, nachgebildet und jeweils mit den höchsten Bauteilwerten simuliert:

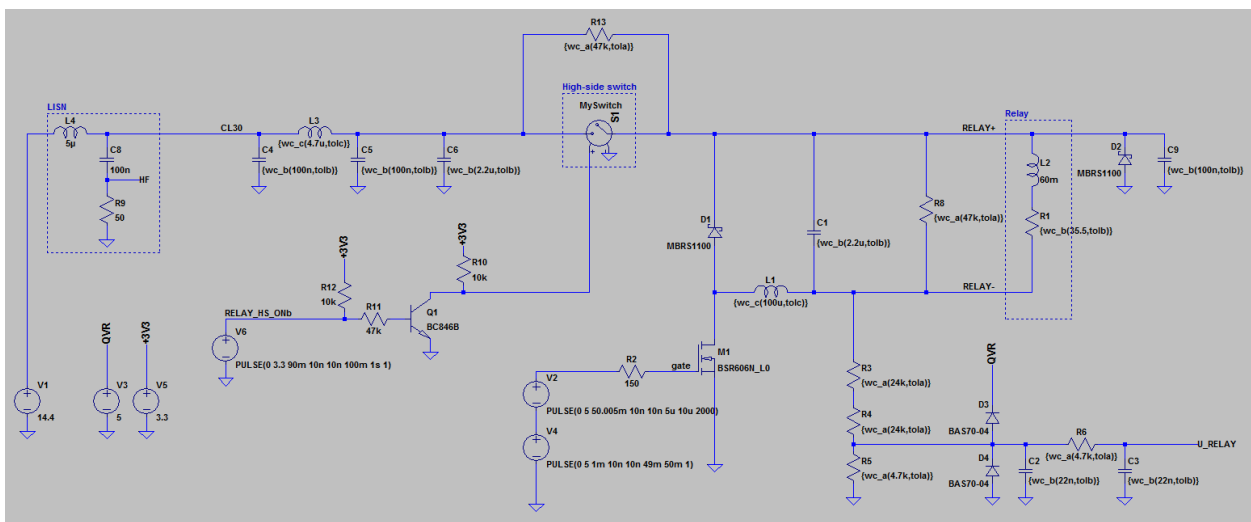


Abbildung 31 Simulation gesamte Schaltung<sup>44</sup>

Die oben ersichtliche und für die Simulation erstellte Schaltung ist ein Vorgriff auf den Schaltplan, welcher im folgenden Kapitel genauer erklärt wird.

Bei dieser Simulation ist der Verlauf der Ausgangsspannungen und -ströme durch die Gegenüberstellung der unterschiedlichen Toleranzwerte sehr genau ersichtlich. Daraus ergeben sich folgende Werte beim Einschaltvorgang mit einem Duty Cycle von 100% (bis zu einer Zeit von 50ms) und anschließend reduzieren auf 50 (von 50ms bis 70ms) bzw. 0% (ab 70ms) sowie Toleranzen von 1, 10 und 20%:

<sup>44</sup> Eigene Darstellung



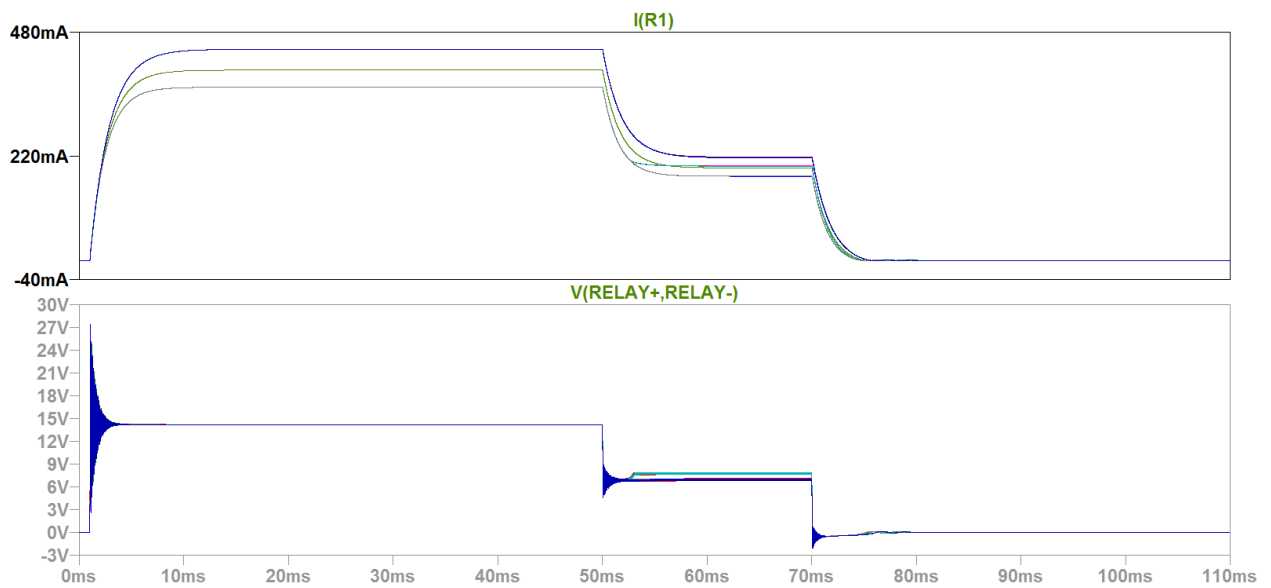


Abbildung 32 Spannungs- und Strömverlauf am Relais<sup>45</sup>

Aus der Simulation ersichtlich erreicht die Spannung beim Einschalten eine Spitze von 27V und benötigt 3ms, bis sich eine konstante Spannung von 14,4 V einpendelt. Die Simulation wurde in diesem Szenario mit einer Höhe von 14,4V angenommen, was für die 12V Ebene im KFZ als Normal angesehen wird.

<sup>45</sup> Eigene Darstellung

## 8 SCHALTPLAN UND LAYOUT

Durch die Simulation wurde die Richtigkeit der Berechnung bestätigt. Alle Funktionen wurden bestätigt und die Ausgangsspannungen und -ströme liegen innerhalb der Grenzen. Der nächste Schritt in der Entwicklung ist der Entwurf des Schaltplans und des Layouts.

Zusätzlich zu dem im Kapitel 6 erstellten Konzept kommen noch Diagnoseschaltungen hinzu. Diese sind ein wichtiger Bestandteil der Funktionalen Sicherheit. Ohne diese wäre es nicht zulässig, das Steuergerät in der Serie zu fertigen.

### 8.1 Erstellung des fertigen Schaltplans aus dem Konzept

Die Prinzip Schaltung ist aus Kapitel 6 zu entnehmen. Diese wird um die erwähnten Diagnosefunktionen erweitert. Der fertige Schaltplan ist unten ersichtlich:

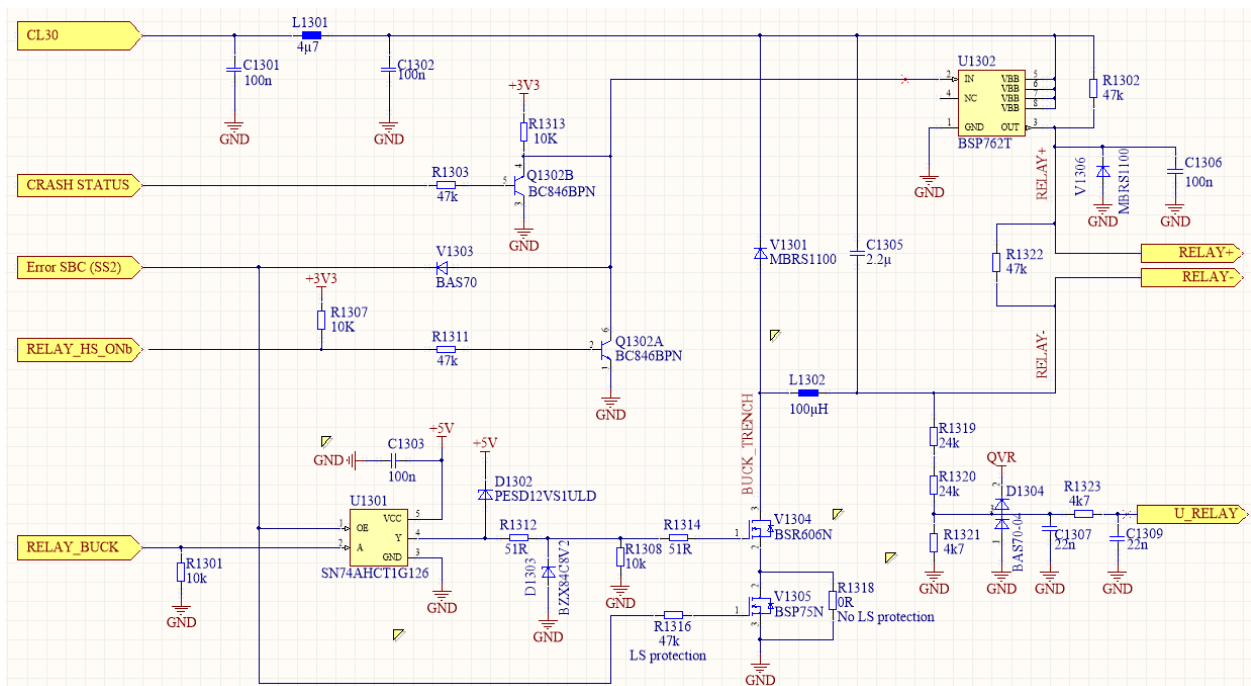


Abbildung 33 Fertiger Schaltplan des Relais treibers<sup>46</sup>

Die Komponenten V1301, C1305, L1302 und V1304 sind die 4 Grundkomponenten aus dem bereits erklärten und simulierten Konzept. Zusätzlich hinzu kommt noch Pegelwandler / Buffer (U1301), ein

<sup>46</sup> Eigene Darstellung

zusätzlicher MOSFET als Abschaltorgan nach dem MOSFET (V1305) und ein High-Side Switch (U1302), welcher als weitere Schalt- und Sicherungsfunktion eingesetzt wird.

Ohne diesen Pegelwandler wäre es nicht möglich, den MOSFET zu schalten, da dieser eine  $V_{TH}$  Spannung von 4,5V benötigt, was bedeutet, dass er ab 4,5V zwischen Gate und Source Anschluss benötigt, um durchschalten zu können. In diesem konkreten Fall ist der Mikrocontroller jedoch ein 3,3V Typ, was bedeutet, dass jeder Ausgang nur maximal 3,3V an Spannung liefert. Möglich wäre statt dieses Wandlers auch, Transistoren zu verwenden, jedoch würden sich die gesamten Kosten stärker dadurch erhöhen.

Der zweite MOSFET im Low-Side Pfad ist OEM spezifisch und eine Bestückungsvariante. Daher ist zusätzlich ein  $0\Omega$  Widerstand parallel eingezeichnet, um im Bedarfsfall diesen MOSFET bestücken zu können.

Die Bipolartransistoren Q1302A und B sowie Q1303 dienen der Freigabe bzw. Default Zuständen der Fehlersignale an den Schalt-MOSFET und High-Side Switch. So kann es beim Einschalten des Systems vorkommen, dass Ausgangssignale, wie z.B. das Error-Signal SBC, welches ein vom System Basis Chip generiertes Signal zur Überwachung der fehlerfreien Funktion dieses Bauteils ist und zum aktivieren des Relais treibers notwendig ist, kurz im Pegel schwanken können. Um dem entgegenzuwirken wird mittels Pullup-Widerstand der jeweilige Transistor in einen vordefinierten Zustand gebracht, damit keine Fehlersignale vom Mikrocontroller anliegen, welche erst nach dem Startup definierte Werte annehmen.

Die beiden Z-Dioden D1302 und D1303 werden eingesetzt, um im Fehlerfall eine Beschädigung der restlichen Elektronik zu verhindern. Um nach dem Ausschaltvorgang des Relais treibers eine sehr schnelle Trennung der Relaiskontakte garantieren zu können, wird ein sogenannter Schnelllastabwurf mittels der Dioden V1306 und V1303 realisiert, wobei letztere im Betriebsfall bereits notwendig ist. Messungen hierzu folgen in späteren Kapiteln.

Eingangsseitig bilden die beiden Kondensatoren C1301 und C1302 sowie die Spule L1301 einen Eingangsfilter. Dieser ist wichtig, um bei hohen Schaltfrequenzen keine Störung ist das 12V Bord Netz einzuspeisen.

## 8.2 Einsatz und Erklärung der Sicherheits- und Diagnosefunktionen

Zur Sicherstellung der ordnungsgemäßen Funktionsweise des Relais treibers gibt es mehrere Funktionen. Eine Sicherheitsfunktion stellt den Verpolungsschutz dar, die andere die Spannungsüberwachung, welche auch als Stellgröße für die Spannungsregelung dient. So wird die Diagnosespannung der Klemme 30 als Regelgröße verwendet und die Spannungsdiagnose nach dem Relais sowohl als Bestätigung der Schaltfunktion des Relais' als auch als Plausibilisierung für die Regelung verwendet. Für die Umsetzung in der Software muss sich dieser Wert in einem definierten Fenster befinden.

Im folgenden Kapitel werden die Diagnosen näher erläutert.

### 8.2.1 Verpolungsschutz und Diagnose der Versorgungsspannung

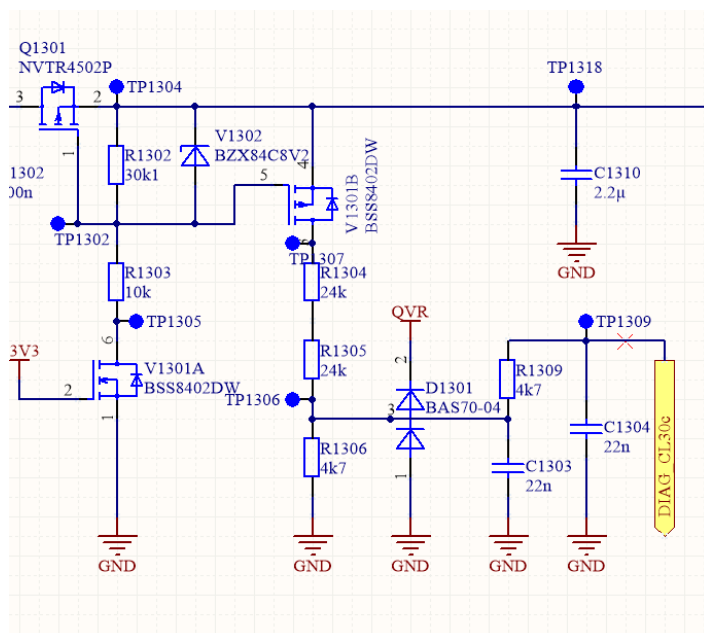


Abbildung 34 Verpolungsschutz mit Diagnose<sup>47</sup>

Diese Diagnose ist nicht auf der Schaltplanseite des Relais treibers zu finden, da sie eine globale Funktion für den Mikrocontroller darstellt. Die Funktion wird jedoch für die Regelung der Ausgangsspannung benötigt, deswegen wird sie in diesem Kapitel erklärt.

Um eine Verpolung und damit eine mögliche Beschädigung von Komponenten zu verhindern, werden direkt auf der Versorgungsseite von der Klemme 30 kommend mehrere MOSFET's wie oben ersichtlich eingesetzt. Dies ist eine Anforderung, welche die ISO 16750 fordert.

<sup>47</sup> Eigene Darstellung

Der MOSFET Q1301 ist mit der Body Diode in Richtung des Stromes eingetragen. So beginnt Strom zu fließen, sobald das 12V Bordnetz Spannung führt. Meistens ist dies vor Hochfahren des Mikrocontrollers bzw. System Basis Chip der Fall. Sobald der System Basis auch im Betrieb ist, wird auch die 3,3V Domäne mit Spannung versorgt und der MOSFET V1301A schaltet durch, was in weiterer Folge auch den MOSFET V1301B leitend werden lässt. Sind jedoch Klemme 30 und Masse verdreht und zwischen Massen und Klemme 30 liegen +12V an (im Normalfall liegen zwischen Klemme 30 und Masse +12V an), kommt niemals ein Strom über die Body Diode zum Fließen, da sich diese in Sperrrichtung befindet. Ebenso kann auch der MOSFET Q1301 nie durchgeschaltet werden, da zwischen Gate und Source eine positive Spannung notwendig ist. In diesem Fall liegen am Gate 3,3V an und am Source 12V, das ergibt eine  $V_{GS}$  von -8,7V. Der MOSFET wird im verpolteten Zustand niemals geschaltet werden können.

Die Funktion des MOSFET's V1301B ist die Verringerung des Leakage-Stromes im Zustand Sleep. Dabei befindet sich System Basis Chip im deaktivierten Zustand, was eine Abschaltung der 3,3V Domäne bedeutet. Trotzdem fließt ein geringer Strom im 100µA Bereich durch diesen MOSFET, was im Automotive Bereich seitens der OEM's nicht gestattet ist. Als Grenzwert dient ein Strom von 100µA für das gesamte Steuergerät. Daher wird ein weiterer MOSFET an dieser Stelle eingesetzt, um den Leakage Strom im Zustand Sleep zu verringern. Im eingeschalteten Zustand ist dieser MOSFET generell aktiviert, deshalb sind in diesem Zustand Ströme im 100µA Bereich zu vernachlässigen.

Zusätzlich zum Verpolungsschutz kommt durch den Signalabgriff DIAG\_CL30c noch eine Diagnosefunktion für die Messung der Versorgungsspannung hinzu.

Die Widerstände R1304, R1305 und R1309 ergeben einen Spannungsteiler, welcher sich wie folgt berechnet:

$$\frac{4,7k\Omega}{24k\Omega + 24k\Omega + 4,7k\Omega} = \frac{4,7k\Omega}{52,7k\Omega} = 0,089184$$

Liegen nun auf der Versorgungsseite 12V an, liegen über den Spannungsteiler auf der Diagnoseleitung

$$12V * 0,089184 = 1,0702V$$

Der Grund, warum ein Spannungsteiler mit diesem Verhältnis eingesetzt wurde ist der erweiterte Spannungsbereich. Da die 12V Domäne bis zu 40V funktionieren muss bzw. nicht beschädigt werden darf, ist diese Maßnahme notwendig. Liegen nun 40V an, ergibt sich für den Spannungsteiler folgender Wert:

$$40V * 0,089184 = 3,56736V$$

Somit wird auch im Fehlerfall der Mikrocontrollereingang und damit möglicherweise der Mikrocontroller nicht beschädigt. Diese Forderung ist seitens der Funktionalen Sicherheit entstanden.

Die Doppeldiode D1301 wird in diesem konkreten Fall als ESD bzw. EMV Schutzdiode eingesetzt. Sie soll verhindern, dass im Falle einer kurzzeitigen Spannungsspitze, einer sogenannten Transiente, die Eingänge empfindlicher Bauteile nicht beschädigt werden. Dies gilt vor allem für Mikrocontroller oder anderen IC's mit sensiblen Eingängen. Daher wird eine Diode von Masse auf Signal und eine solche von Signal auf IC Versorgungsspannung eingesetzt. Dabei handelt es sich wieder um Schottky Dioden, welche wie bereits beim Relaisreiber eingesetzt schneller geschaltet werden können als herkömmliche Bipolar Dioden.

Die Kondensatoren C1303 und C1304 dienen als Filter- bzw. Stützkondensatoren für die Spannungsdiagnose.

## 8.2.2 Spannungsdiagnose nach Relais

Um feststellen zu können, ob das Relais Ordnungsgemäß funktioniert, kommt diese Diagnose zum Einsatz.

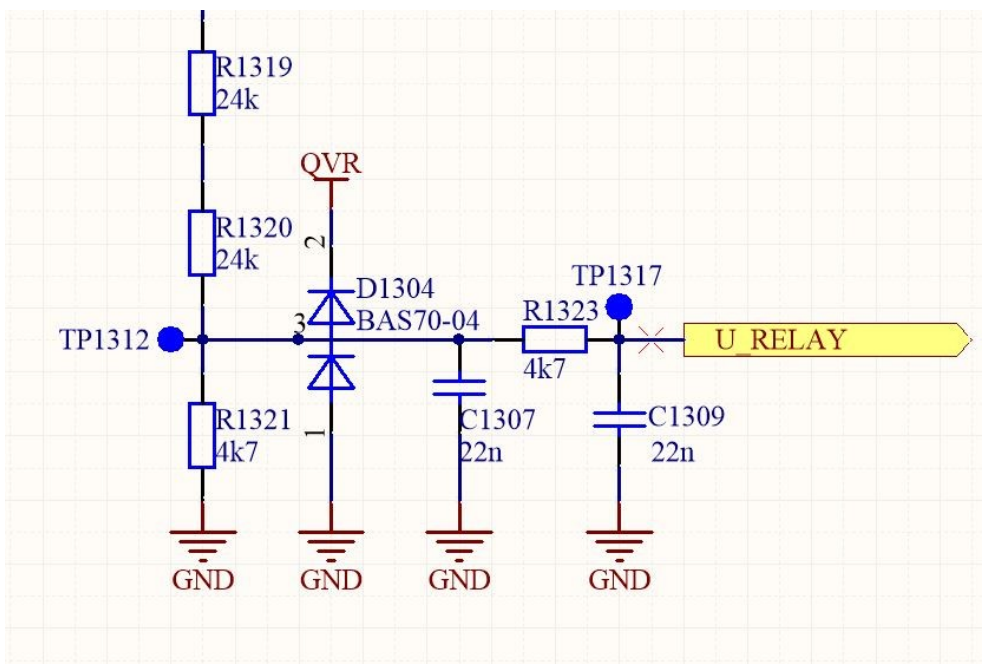


Abbildung 35 Spannungsdiagnose nach Relais<sup>48</sup>

Gleich wie im vorherigen Kapitel kommt wieder ein Spannungsteiler mit Verhältnis von

$$\frac{4,7k\Omega}{24k\Omega + 24k\Omega + 4,7k\Omega} = \frac{4,7k\Omega}{52,7k\Omega} = 0,089184$$

zum Einsatz. Am Punkt des Abgriffs ergibt sich bei einem Duty Cycle von 50% eine Spannung von 5,55V, daher ergibt sich durch den Spannungsteiler

$$5,55V * 0,089184 = 0,49497V$$

Diese Spannung wird somit am Mikrocontrollereingang eingelesen und bietet zum einen Rückschlüsse auf die Regelung, zum anderen können verschiedene Fehlerarten diagnostiziert werden.

Zusätzlich wie bereits bei der vorherigen Diagnose kommt wieder eine ESD / EMV Schutzdiode zum Einsatz, das es sich wieder um einen Eingang des Mikrocontrollers handelt.

<sup>48</sup> Eigene Darstellung

## 8.3 Layout

Nach Fertigstellung des Relaisreiberschaltplans ist der nächste Schritt der Entwurf des Layouts für die Herstellung der Leiterplatte.

Für dieses Projekt wurde dieser Schritt an eine externe Firma vergeben, da die Ressourcen zu diesem Zeitpunkt nicht vorhanden waren. Außerdem war die gesamte Steuereinheit zu entwerfen und nicht nur der Relaisreiber.

Untenstehend befindet sich das fertige Layout des gesamten Steuergerätes. Der rot eingerahmte Bereich markiert den Teil des Relaisreibers.

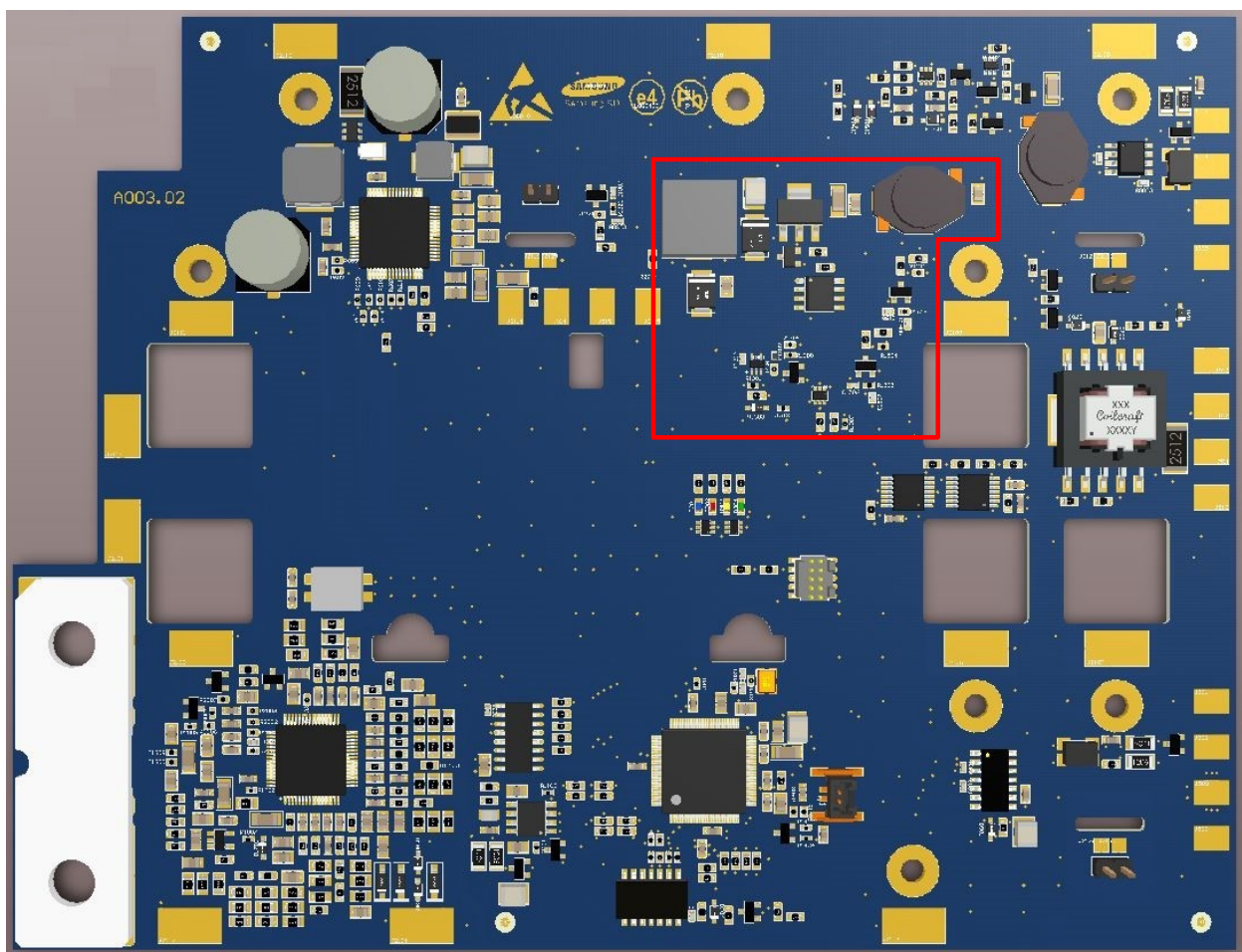


Abbildung 36 Fertiges Layout des gesamten Steuergerätes<sup>49</sup>

<sup>49</sup> Eigene Darstellung

## 9 MESSUNGEN

Um schlussendlich alle Berechnungen und Simulationen, welche im Vorfeld getätigt wurden, zu verifizieren, werden Messungen am Prototyp durchgeführt. Diese Messungen geben Aufschluss darüber, ob das Steuergerät später in das Batteriesystem eingebaut werden kann und alle Funktionen erfüllt. Im Automotive Zweig nennt man diesen ersten Prototyp A-Muster. Dabei können noch manche Funktionen nicht vollständig vorhanden bzw. softwaretechnisch implementiert sein und auch auf Hardwareebene können noch Änderungen durchgeführt werden. So kommt es sogar manchmal vor, dass durch kleinere Bugs auf der Platine noch Bauteile umgelötet, Leiterbahnen aufgetrennt und mit Kupferlackdraht geändert werden.

Dieses A-Muster geht jedoch selten an den Kunden und dient lediglich den firmeneigenen Test und Erprobungen. Erst das B-Muster wird zumeist an den Kunden ausgeliefert und dient diesem für Testfahrten bzw. Erprobungen.

### 9.1 Effizienzberechnung

Um einen Vergleich bezüglich des Wirkungsgrades bei den verschiedenen Taktfrequenzen zu bekommen, wird diese Messung durchgeführt.

Die Effizienz berechnet sich zu

$$\eta = \frac{U_{in} * I_{in}}{U_{relay} * I_{relay}}$$

Dabei steht  $U_{in}$  für die Spannung, mit der der Relaisreiber versorgt und  $I_{in}$  der Strom, den die gesamte Schaltung aufnimmt. Weiter steht  $U_{relay}$  für die Spannung am Relais und  $I_{relay}$  für den Strom, der direkt in das Relais hineinfließt.



Aus der Literatur und Application Notes ist zu entnehmen, dass der Wirkungsgrad solcher Abwärtswandler im Bereich von 85 – 95% liegt. In der Berechnung wurde ein Wirkungsgrad von 90% angenommen. Aus den Messungen gehen folgende Werte hervor:

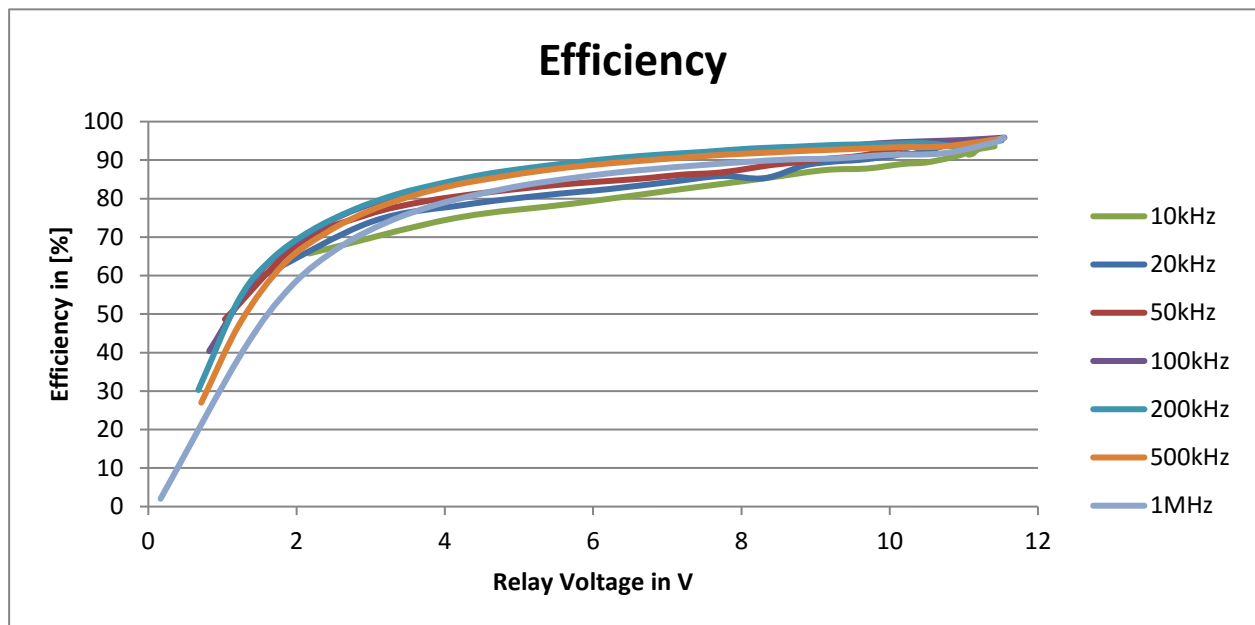


Abbildung 37 Effizienzmessung Relaisreiber<sup>50</sup>

Für die Messungen wurden 100mΩ Shunt-Widerstände direkt in die Leiterbahn eingelötet und der Spannungsabfall über diese gemessen. Das ist deshalb notwendig, um auch später Messungen mit dem Oszilloskop durchführen zu können.

Dabei wurde die Spannung jeweils am Eingang und am Relais sowie der Strom am Eingang und am Relais gemessen. Für die Strom- und Spannungsmessungen wurden jeweils Digitalmultimeter [1] verwendet. Als Spannungsversorgung wurde ein Labornetzteil [2] eingesetzt.

Das Ergebnis dieser Messung fließt mit in die Entscheidung über die Taktfrequenz ein. Hervorzuheben ist, dass die Effizienz bei 200kHz über das gesamte Relaisspannungsband am kontinuierlichsten und höchsten ist. Schaltverluste an MOSFET's gingen nicht in diese Messungen ein.

<sup>50</sup> Eigene Darstellung

## 9.2 Kurzschlussstest

Dieser Test stellt einen Kurzschluss des Relais' im Betrieb dar. Dabei werden die beiden Spulenanschlüsse des Relais' im Betrieb miteinander verbunden, woraufhin der Strom auf ein vielfaches des normalen Betriebsstromes von maximal 400mA ansteigt. Im Laborversuch ist dieser so hoch, wie es das Netzgerät zulässt bzw. liefern kann, im realen Einsatz, wenn die Batterie als Versorgung dient, weitaus höher, da Fahrzeugbatterien einen Stromstoß von bis zu einigen 100A liefern können. Dieser würde die Steuerelektronik innerhalb kürzester Zeit zerstören. Daher dient dieser Test, den High-Side Switch auf ordnungsgemäße Funktion zu testen, welcher im Kurzschlussfall den Strom begrenzt, ohne selbst Schaden zu nehmen.

Der erste Test wurde mithilfe eines Netzgerätes [2] ausgeführt, welche maximal 20A liefern kann. Es wird erwartet, dass der Strom einen weitaus höheren Wert als die im Datenblatt als Begrenzungsstrom angegebenen 10A erreicht, da der High-Side Switch eine gewisse Zeit benötigt, um in diese Begrenzungszone zu kommen. Danach sollte dieser abschalten. Bleibt nun das Freigabesignal am Anschluss "In" weiterhin aktiv, wird zwar zugeschaltet, jedoch wird der Strom dabei auf einen geringeren Wert von nur 7A begrenzt und anschließend wieder abgeschaltet. Die Dauer des abgeschalteten Zustands wird durch die Abkühlung bestimmt. Diese Funktion ermöglicht bei anderen Anwendungen einen kontinuierlicheren Betrieb, wenn ein Fehler nur einmal für eine sehr kurze Zeit Auftritt oder die nachgeschaltete Elektronik z.B. beim Anlaufen kurzzeitig einen hohen Strom aufnimmt.

Im Test stellte sich nach herstellen des Kurzschlusses heraus, dass dieser Wert in dieser kurzen Zeit nicht erreicht wird. Stattdessen wird eine Spitze von in etwa 8,3A durch das Relais erreicht. Im untenstehenden Bild ist der steile Anstieg auf diesen Spitzenstrom ersichtlich. Dieser Verlauf ist auf die unzureichende Leistungsfähig in so kurzer Zeit zurückzuführen.

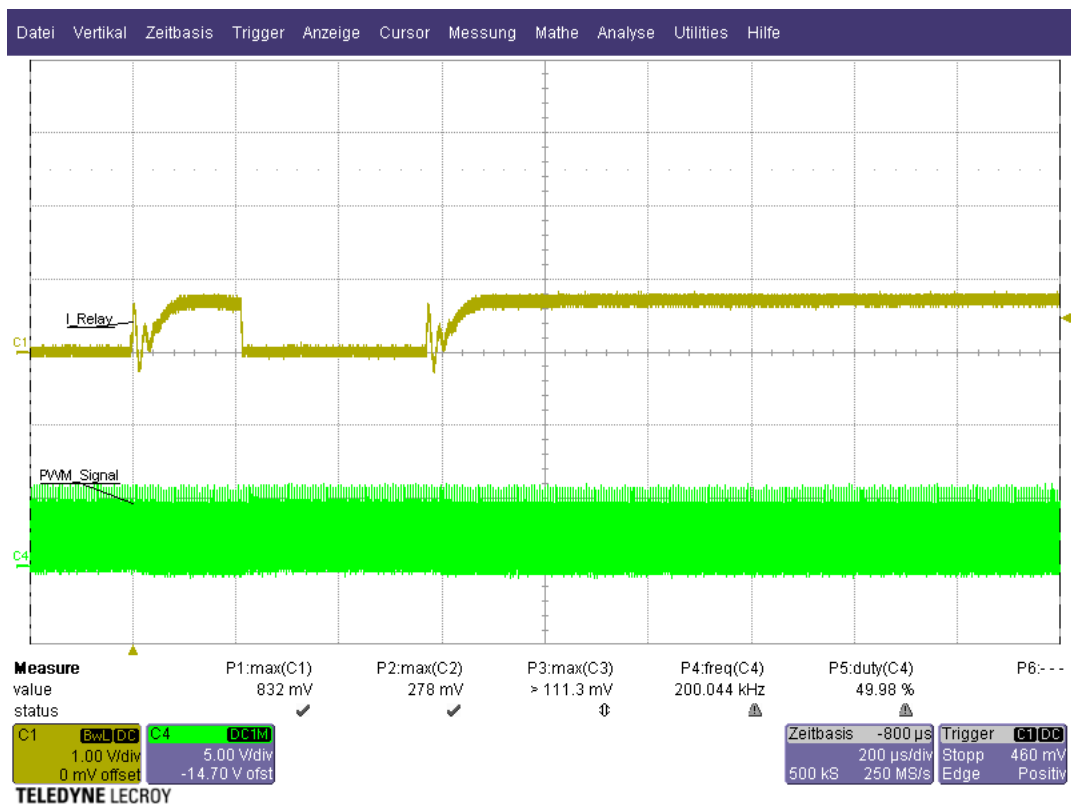


Abbildung 38 Kurzschlussversuch mit Labornetzgerät<sup>51</sup>

Aufgrund der fehlenden Leistung des Netzgerätes wurde auf eine Starthilfebatterie gewechselt. Diese besitzt eine Ausgangsspannung von 12V und kann kurzzeitig einen Spitzenstrom von 500A sowie einen Dauerstrom von 200A liefern. Diese Eckdaten sollten für den Versuch ausreichend sein.

<sup>51</sup> Eigene Darstellung

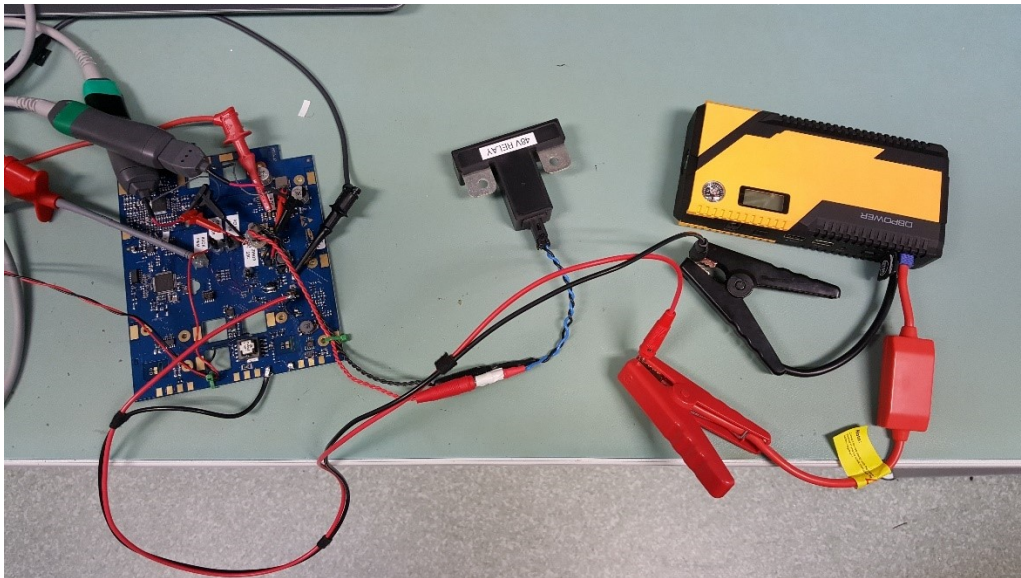


Abbildung 39 Versuchsaufbau mit Starthilfebatterie<sup>52</sup>

Für diesen Test wurde nun wiederum eine  $0\Omega$  Brücke zwischen den beiden Relaispolen hergestellt. Anders, als erwartet, verhielt sich der Strom annähernd gleich wie im ersten Test. Der Verlauf ist untenstehend ersichtlich:

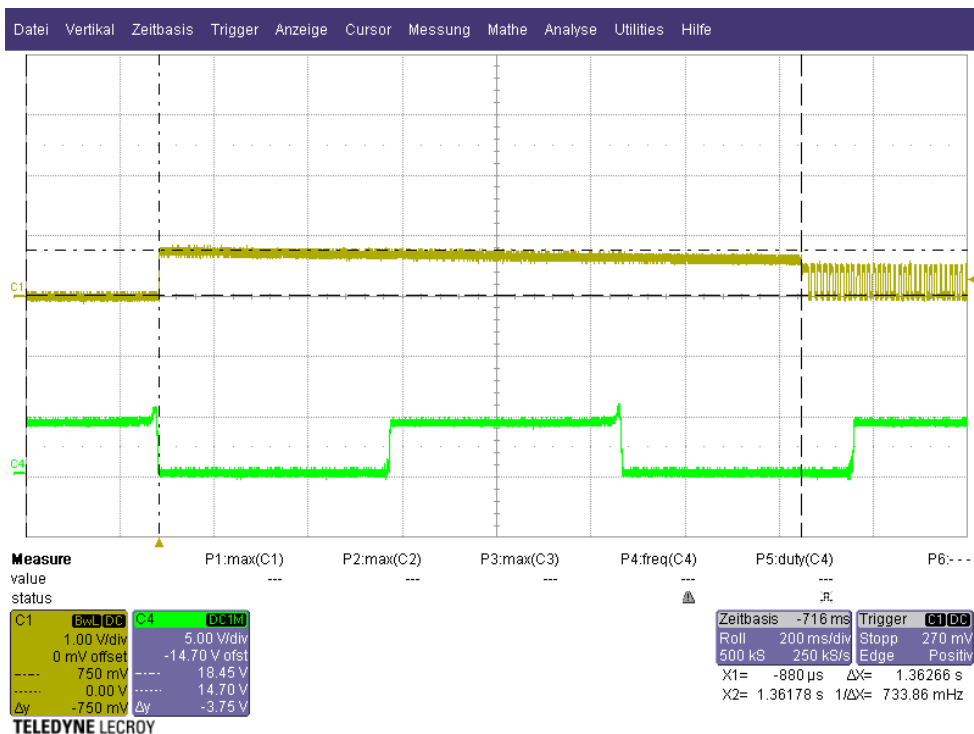


Abbildung 40 Kurzschlussstromverlauf mit Starthilfebatterie<sup>52</sup>

<sup>52</sup> Eigene Darstellung

In dieser Aufnahme kann annähernd die im Datenblatt beschriebene Arbeitsweise (siehe unten) erkennen. Nachdem der Kurzschluss hergestellt ist, steigt der Strom auf einen Wert von ca. 7,5A an und fällt innerhalb der Zeitspanne von 1,36s auf in etwa 5,9A ab. Anschließend fällt dieser auf ca. 4,5A runter, wo dieser für ca. 15ms bleibt, bis komplett abgeschaltet wird. Nach ca. 4,66ms steigt der Strom jedoch wieder auf diese 4,5A an und verweilt für ca. 9,1ms, bis wieder abgeschaltet wird. Dieser Wechsel zwischen Ein- und Ausgeschaltet sein geschieht aufgrund der Erwärmung im High-Side Switch. Der Kurzschlussstrom erwärmt das Bauteil, dieses schaltet ab. Nach kurzer Zeit der Abkühlung wird wieder zugeschaltet. Wie oben ersichtlich wiederholt sich dieser Vorgang immer wieder. Selbst nach mehrmaliger Wiederholung des Tests nimmt das Steuergerät keinen Schaden. Dieser Versuch wird in der zweiten, B-Musterstufe im Zuge der Langzeittests ein weiteres Mal mit längerer Testdauer durchgeführt, um das Design zu validieren (DV – Design Validation Test).

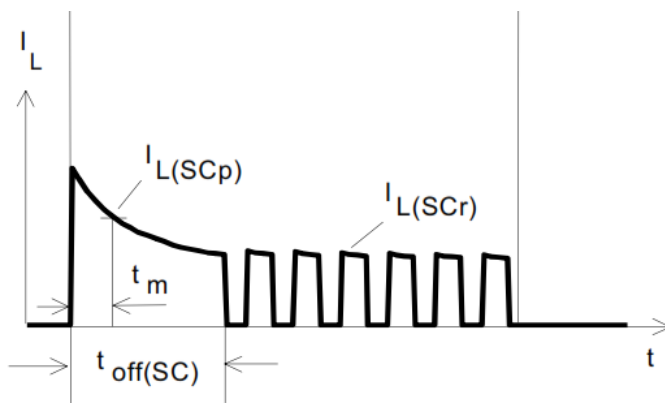


Abbildung 41 Ausschaltverhalten im Kurzschlussfall<sup>53</sup>

Die leichten Abweichungen der Strombegrenzungswerte sind wohl auf eine Bauteiltoleranz sowie eine höhere, lokale Temperatur auf dem Steuergerät zurückzuführen. Für die nächste Designstufe muss dieser Test zusätzlich noch bei verschiedenen Temperaturen durchgeführt werden. Für den automotive Bereich sind Betriebstemperaturen von  $-40^{\circ}\text{C}$  bis  $+85^{\circ}\text{C}$  üblich, wobei zumeist die geforderte Messgenauigkeit nur zwischen  $-20^{\circ}\text{C}$  und  $+60^{\circ}\text{C}$  gegeben sein muss. Im Bereich darunter bzw. darüber kann sich diese auch in einem erweiterten Toleranzbereich befinden.

Für diesen konkreten Anwendungsfall ist der High-Side Switch geeignet und diese Funktion einsetzbar, da, sobald das Relais zugeschaltet wurde und die Spannung nach vollständigem Erreichen des gewünschten Levels dieses verlässt, ein Fehlerzustand durch Auswertung des Mikrocontrollers eingeleitet wird

<sup>53</sup>Abb. aus (AG, 2007)

### 9.3 Einschalten mit 100% Duty Cycle

Schaltet man den Relaisreiber mit 100% Duty Cycle zu, entsteht ein Kurvenverlauf wie unten ersichtlich. Dies hat zur Folge, dass sich beim Einschaltvorgang eine sehr hohe Stromspitze ergibt. Diese ist bereits aus der Simulation ersichtlich und sollte vermieden werden, da ein schneller Stromanstieg Bauteile wie Relaispule und MOSFET's belastet und zusätzlich Störungen und Ausfälle hervorrufen kann. Daher wird im Steuergerät mit der fertigen Software der Duty Cycle kontinuierlich gesteigert um solche Überschwinger zu vermeiden.

Der Einschaltvorgang ist unten ersichtlich. Der Stromripple am Relais beträgt in etwa 100mA, nach dem Filter ca. 250mA und auf der Klemme 30, also versorgungsseitig ca. 1,36A. Daraus folgt, dass bei dieser Art des Einschaltens Spannungseinbrüche auftreten können, welche Mikrocontroller und System Basis Chip resetieren bzw. neu starten lassen können. Gut zusehen ist auch, dass der Filter einen großen Teil des Ripples herausnimmt und so nur mehr ein kleiner Teil am Relais ankommt.

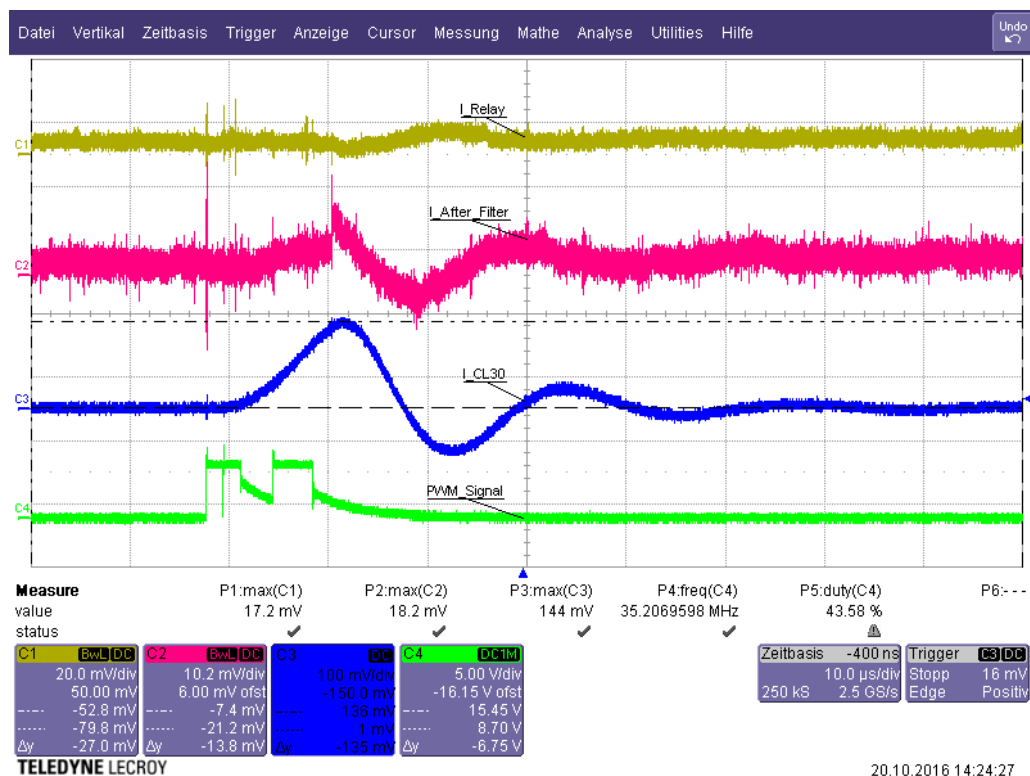


Abbildung 42 Oszilloskopaufnahme des Einschaltvorgangs mit Duty Cycle = 100%<sup>54</sup>

<sup>54</sup> Eigene Darstellung

## 9.4 Einschalten mit Vermeidung von Einschaltstromstößen

Dieser Versuch wird im Labor durchgeführt mithilfe eines Funktionsgenerators [4], da zum Zeitpunkt der Tests die Software noch nicht fertiggestellt war, um einen Test unter realen Bedingungen durchführen zu können. Behelfsweise wurde daher das ansteigende PWM Signal mit diesem Generator nachgestellt, welches den Low-Side Switch ansteuert. So wurde der Duty Cycle beginnend bei 0% in 10% Schritten bis 100% gesteigert. Im realen Betrieb wird anschließend noch zusätzlich der Duty Cycle auf 50% verringert, da das Relais mit ca. 6V noch angezogen bleibt. Dieses Prozedere wird später durch den Mikrocontroller auch beim Zuschaltvorgang des Batteriesystems angewendet. Dies soll wie in der Simulation und im Versuch den hohen Einschaltstromstoß vermeiden, welcher sich negativ auf die anderen Bauteile und auf die Leiterplatte auswirkt.

Im Versuch wie unten ersichtlich wurde der Duty Cycle langsam von 0 – 100% in einer Zeit von ca. 4,6ms erhöht. Daraus ist der Verlauf ohne Überschwingen, wie im vorherigen Kapitel, zu erkennen. Nach Erreichen des maximalen Duty Cycles von 100% steigt der Strom weiter an, bis der maximale Relaisstrom erreicht wird. Der Grund für den Knick im Anstieg konnte nicht vollständig geklärt werden.

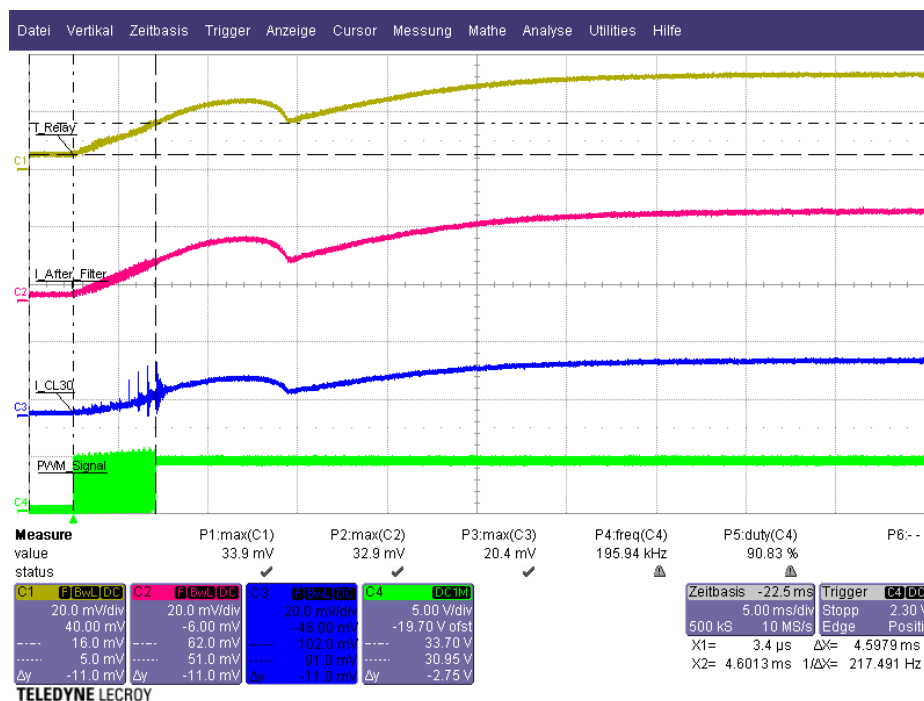


Abbildung 43 Einschaltvorgang mit steigenden Duty Cycle<sup>55</sup>

<sup>55</sup> Eigene Darstellung

## 9.5 Anpassung des Duty Cycles an die Eingangsspannung

Im realen Einsatz im Fahrzeug kann es zu Schwankungen in der Versorgung kommen. Dies ist bedingt durch Lastwechsel bzw. Schwankungen bei den Verbrauchern und des Generators. Daher ist es eine Anforderung, dass das Steuergerät bis hinunter auf 6V funktionieren muss. Ein Zuschalten des Relais' ist bei diesem Spannungsniveau nicht mehr notwendig. Diese Funktion muss bis 8V möglich sein. Somit muss durch den Mikrocontroller eine Regelung impliziert werden. Durch die vorhandenen Diagnosefunktionen der Klemme 30 und der Spannungsabgriff nach dem Relais ist dies möglich. Der Spannungsabgriff auf der Klemme dient damit als Führungsgröße und die Spannung nach dem Relais dient als Rückführung für die Regelabweichung. Dieser Test kann aufgrund fehlender Software nicht durchgeführt werden. Die Effizienzmessung im Kapitel 9.1. zeigt jedoch, dass sich durch verringern des Duty Cycles die Spannung in gewissen Bereichen annähernd proportional einstellen lässt. Dieser Test ist ausreichend, um die Aussage treffen zu können, dass im späteren Einsatz die Relaisspannung durch gezielte Änderung des Duty Cycles vom Mikrocontroller aus eingestellt bzw. geregelt werden kann.

## 9.6 Ausschalten und Spannungsverlauf an den Freilaufdioden

Durch den Einsatz eines Relais', bei welchem es sich um ein Bauteil mit Induktivität handelt, ist es wichtig, einen Freilauf für den Ausschaltvorgang einzusetzen. Schaltet man das Relais nun ab, ist der Strom durch die Spule bestrebt, weiter zu fließen. Die Spannung steigt dadurch nach der Spule kontinuierlich an und zerstört den MOSFET, nachdem die maximal zulässige Spannung für diese Komponente überschritten ist. Um dieses Szenario zu verhindern setzt man zum Abbau der Energie sogenannte Freilaufdioden ein. Diese leiten den Strom nach Ausschalten von induktiven Bauteilen gegen Masse bzw. Versorgung ab. Da es sich beim Relais im 48V Batteriesystem um eine Sicherheitskritisches Bauteil handelt, ist es notwendig, den Abschaltvorgang schneller zu gestalten um im Fehlerfall eine rasche Trennung des Stromkreises zu ermöglichen. Daher spricht man auch von einem Schnelllastabwurf oder kurz Schnellabwurf. Dabei wird nicht nur eine Diode entgegen der Stromrichtung der Spule eingebaut, sondern zusätzlich noch eine zweite, welche entgegen der ersten eingebaut wird. Beide Dioden überbrücken jeweils einen Schalter, einmal den High-Side, einmal den Low-Side Switch. Der Vorteil zweier Dioden ist der weitaus schnellere Abbau der Energie aus der Relaispule, da diese in das 12V Bordnetz rückgespeist wird.



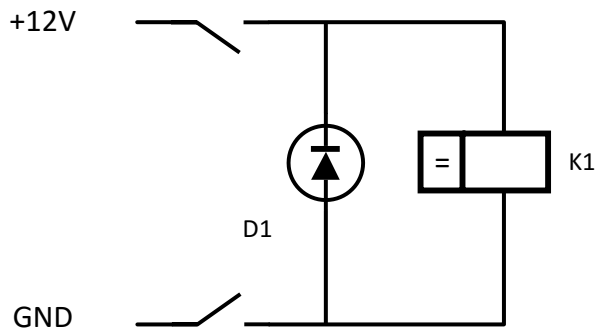


Abbildung 44 Darstellung Freilauf / Lastabwurf mit einer Diode<sup>56</sup>

Werden nun ein oder beide Schalter geöffnet, ist kein geschlossener Stromkreis mehr über die Fahrzeugbatterie gewährleistet, die Spule im Relais ist jedoch bestrebt, den Strom weiterzutreiben. Dies ist in diesem Fall über die Diode möglich. Dabei geht man von einer Durchlassspannung von 0,7V und einem Strom von 400mA aus und erhält mit der Leistungsformel

$$P = U * I = 0,7V * 400mA = 0,28W$$

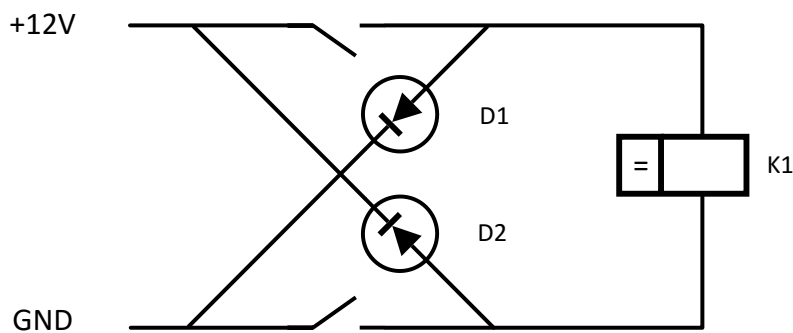


Abbildung 45 Darstellung Freilauf / Lastabwurf mit zwei Dioden<sup>56</sup>

Setzt man nun die Variante mit zwei Dioden ein, ergibt sich folgendes:

$$P = U * I = (12V + (2 * 0,7V)) * 400mA = 13,4V * 400mA = 5,36W$$

<sup>56</sup> Eigene Darstellung

Diese Leistung ist jene, mit welcher die in der Spule gespeicherte Leistung abgebaut wird. Daraus ist ersichtlich, dass die Energie mit der Variante mit zwei Dioden wesentlich schneller abgebaut wird als mit der Variante mit nur einer Diode. Eine weitere Variante ist die Kombination aus Diode und Z-Diode. Diese ist unten ersichtlich.

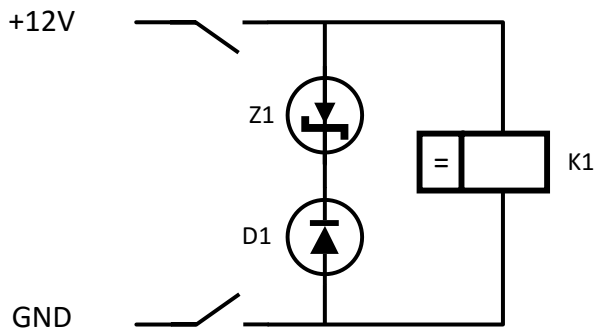


Abbildung 46 Schnellabwurf mit Z-Diode<sup>57</sup>

Wird bei dieser Variante ein oder beide Schalter geöffnet, fließt der Strom aus der Spule des Relais' durch die Diode D1 und die gegen die Sperrrichtung betriebene Z-Diode Z1. Setzt man nun für die Diode D1 eine Durchlassspannung von 0,7V und für die Z-Diode 12V in die Leistungsformel ein, erhält man:

$$P = U * I = (12V + 0,7V) * 400mA = 12,7V * 400mA = 5,08W$$

Bei dieser Variante ergibt sich eine marginal kleinere Leistungsabführung als bei der Variante mit zwei Dioden. Zusätzlich kommt hinzu, dass eine Z-Diode wesentlich teurer als eine Bipolar- oder Schottky-Diode ist.

Die erwarteten Ergebnisse dieser Messung sind gegensätzliche Spannungsverläufe durch die Dioden. Einerseits sollte die Spannung der Diode, welche zwischen Masse und 12V geschaltet ist, von 0V auf 12,7V ansteigen, andererseits sollte die Spannung der Diode, welche zwischen 12V und Masse geschaltet ist, von 12V auf -0,7V abfallen.

<sup>57</sup> Eigene Darstellung

Der reale Verlauf ist aus der untenstehenden Aufnahme mittels Oszilloskop [3] ersichtlich:

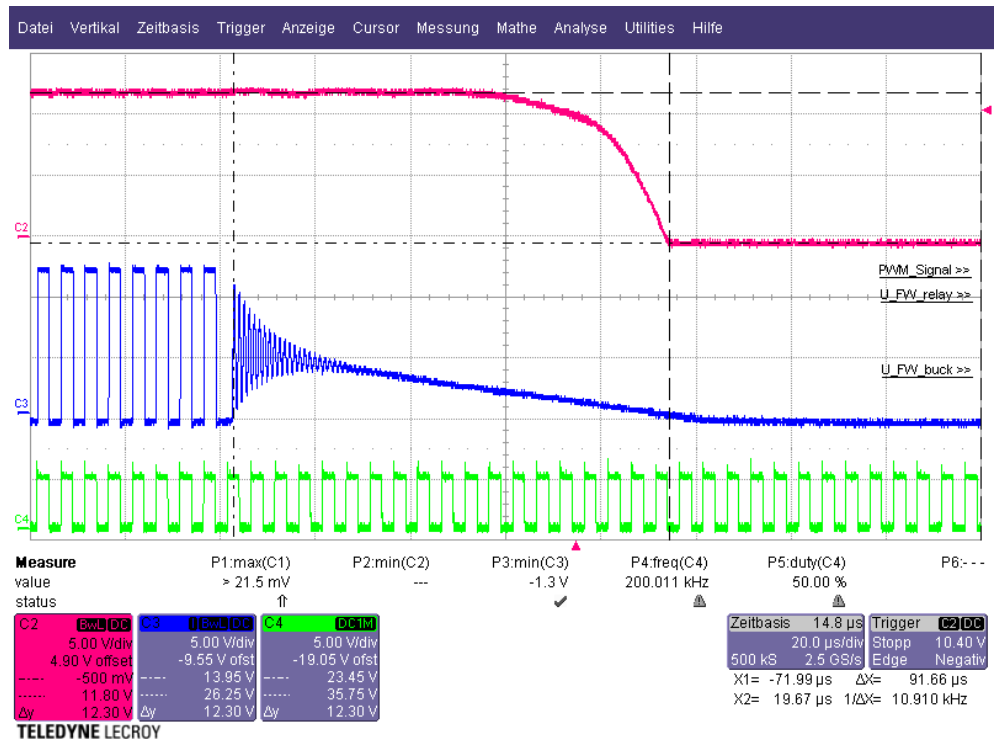


Abbildung 47 Spannungsverlauf über Freilaufdioden<sup>58</sup>

Erkennbar ist, wie angenommen der Verlauf der Spannung über die Freilaufdiode, welche den Anschlüssen Relais minus und Relais plus in Durchflussrichtung geschaltet ist. Diese fällt innerhalb von  $40\mu$ s von 12V auf in etwa  $-0,7$ V ab. Der Spannungsverlauf über die zweite Diode sieht ähnlich aus, sollte jedoch genau entgegengesetzt verlaufen. Man kann jedoch gut erkennen, dass die Spannung viel flacher abfällt als die vorherige und  $91,66\mu$ s benötigt, um den tiefsten Punkt zu erreichen, Dieser ist in diesem Fall annähernd der gleiche wie bei der anderen Freilaufdiode.

Ausgelöst wird die Abschaltung durch betätigen der Fehlermeldung Error SBC. Diese deaktiviert zeitgleich sowohl den High-Side als auch den Low-Side Switch. Aus dem Verlauf ist erkennbar, dass nicht beide Spannung gleichzeitig zu sinken beginnen. Dieser Verzögerung ist auf die unterschiedlichen Ausschalt Dauern von High-Side und Low-Side Switch zurückzuführen.

<sup>58</sup> Eigene Darstellung

## 10 KOSTENOPTIMIERUNG DES RELAISTREIBERS

Aufgrund eines neuen Projektes und damit einer neuen Art von Batteriesystem, wird auch ein neues Konzept und für den Relaisreiber benötigt. Dieser dient der Ansteuerung des Hauptrelais im Fahrzeug mit 48V Batterie, welches eine Art von Hybridfahrzeug ist. Die Vorlage dazu kommt von einem sich bereits in Serie befindlichem System, bei welchem es sich jedoch um ein Hochvoltsystem handelt und daher für den Einsatz in diesem 48V System zu komplex und damit zu teuer ausgeführt ist.

Die Anforderung ist, den Kosten für die gesamte Relaisreiberbaugruppe um mindestens die Hälfte zu senken. Daher kommt für die Umsetzung nur eine Neuentwicklung in Frage. Die Treiberschaltung wird mittels eines getakteten Spannungsreglers realisiert, aus diesem Grund können nur durch die Erhöhung dieser Taktfrequenz die Bauteile weitaus kleiner und somit günstiger ausfallen. Anders als bei einem Hochvoltsystem sind die Grenzen solcher Störungen auch großzügiger definiert, was die Entwicklung positiv beeinträchtigt.

Eingangs wurde auch die Umsetzung mittels eines fertigen Bausteines in Betracht gezogen. Dieser würde jedoch nur die Funktion des sowieso eingesetzten Mikrocontrollers ersetzen. Somit treibt diese Lösung die Kosten in die Höhe, da die gleichen Bauteile eingesetzt werden müssen und nur der Mikrocontroller entfällt. Zusätzlich erfüllt dieser fertige Relaisreiber nicht alle Anforderungen des Projektes hinsichtlich Funktionale Sicherheit und Automotive Qualifizierung.

Um nun eine bessere Übersicht über die verschiedenen Schaltungen zu erhalten, sind untenstehend zwei Tabellen mit Bauteilkosten angeführt. Diese dienen zum Vergleich zwischen dem alten und dem neuen Relaisreiber hinsichtlich Kosten. Dabei Anzumerken ist, dass nicht alle Kleinbauteile wie Widerstände und Kondensatoren in genauer Stückzahl angeführt sind, da sich die Kosten dieser im 0,01 Cent Bereich befinden und für die Gesamtkosten im € Bereich daher nicht ausschlaggebend sind.

Daraus ist klar ersichtlich, dass sich für die Relaisreiberbaugruppe eine Kosteneinsparung in Summe von 4,3589 € ergibt, berechnet für eine Abnahmemenge von 250000 Steuergeräten.

Die Kosteneinsparung dieser Baugruppe ist jedoch nur ein Teil des gesamten Steuergerätes. Die Einsparungen der restlichen Baugruppe wird gesondert betrachtet und stellt keinen Teil dieser Arbeit dar. Seitens der Unternehmensführung ist eine Kostenreduzierung in allen Teilen, also auch den restlichen Baugruppe des Steuergerätes, vorgesehen und umzusetzen. Durch diesen kleinen Teil mit großer Einsparung sind diese Potenziale klar erkennbar.

Artikelbezeichnung	Menge in Stk.	100000	200000	250000	100000	200000	250000
		Preis in EUR	Preis in EUR	Preis in EUR			
Capacitor FT OM 10%   Keramik X7R 100n/100V / 10%	3,00	0,0057	0,0057	0,0057	0,0171	0,0171	0,0171
Capacitor FT OM 10%   2.2µ/100V / 10%	1,00	0,1042	0,1042	0,1042	0,1042	0,1042	0,1042
Capacitor FT 10% (12   Keramik X7R 2.2µ/50V / 10%	1,00	0,0193	0,0193	0,0193	0,0193	0,0193	0,0193
Unidirectional ESD p   PESD12VS1ULD/15.3V/5A / 150W	1,00	0,0280	0,0280	0,0260	0,0280	0,0280	0,0260
8.2V Zener Diode   BZX84C8V2/8V2/1mA / 350mW	1,00	0,0086	0,0086	0,0086	0,0086	0,0086	0,0086
Dual Schottky Barrie   BAS70-04/70V/70mA	1,00	0,0014	0,0011	0,0011	0,0014	0,0011	0,0011
General-purpose Scho   BAS70/70V/70mA	1,00	0,0180	0,0180	0,0163	0,0180	0,0180	0,0163
Power Inductor 20%   4.7µ/5.3A / 20%	1,00	0,3160	0,2160	0,2160	0,3160	0,2160	0,2160
SMT power inductors   100µH/1.15A / 20%	1,00	0,3650	0,3380	0,3380	0,3650	0,3380	0,3380
65 V, 100 mA NPN/NPN   BC846B/65V/100mA	1,00	0,0116	0,0116	0,0116	0,0116	0,0116	0,0116
Resistor, Automotiv   10k/50V / 0.0625W / 1%	10,00	0,0005	0,0005	0,0005	0,0050	0,0050	0,0050
Resistor, Automotiv   51R/50V / 0.0625W / 1% 100ppm	2,00	0,0005	0,0005	0,0005	0,0010	0,0010	0,0010
Resistor, Automotiv   24k / 0.1W / 1%	5,00	0,0005	0,0005	0,0005	0,0025	0,0025	0,0025
Single Bus Buffer Ga   SN74AHCT1G126/3..5.5V	1,00	0,0440	0,0440	0,0440	0,0440	0,0440	0,0440
Smart Power High-Sid   BSP762T/34V/2.4A	1,00	0,2672	0,2562	0,2400	0,2672	0,2562	0,2400
Schottky Power Recti   MBRS1100/100V/1A	2,00	0,0755	0,0755	0,0755	0,1510	0,1510	0,1510
OptiMOS-3 Small-Sign   BSR606N/60V/2.3A / 0.5W	1,00	0,0780	0,0780	0,0780	0,0780	0,0780	0,0780
				<b>SUMME</b>	€ 1,4379	€ 1,2996	€ 1,2797

Tabelle 1 Relaisreiber Bauteilpreise NEU<sup>59</sup>

<sup>59</sup> Eigene Darstellung

Artikelbezeichnung	Menge in Stk.	100000	200000	250000	100000	200000	250000
		Preis in EUR	Preis in EUR	Preis in EUR			
Spule B82462A4222M000	1,00	0,1755	0,1755	0,1755	0,1755	0,1755	0,1755
Spule 15µH/3A	1,00	0,3895	0,3895	0,3895	0,3895	0,3895	0,3895
Spule 4µ7/5.4A	1,00	0,2160	0,2160	0,2160	0,2160	0,2160	0,2160
Diode BAS70-04	3,00	0,0105	0,0100	0,0100	0,0315	0,0300	0,0300
Transistor BSS138	15,00	0,0145	0,0145	0,0145	0,2175	0,2175	0,2175
Transistor BSS84	4,00	0,0180	0,0180	0,0180	0,0720	0,0720	0,0720
Transistor BTS428L2	2,00	0,8000	0,8000	0,8000	1,6000	1,6000	1,6000
Z Diode BZX84C8V2	5,00	0,0077	0,0077	0,0077	0,0385	0,0385	0,0385
Cap 100n	6,00	0,0022	0,0022	0,0022	0,0132	0,0132	0,0132
Cap 22n	17,00	0,0020	0,0020	0,0020	0,0340	0,0340	0,0340
Cap 47n	3,00	0,0039	0,0039	0,0039	0,0117	0,0117	0,0117
Transistor FDD4243_F085	2,00	0,1420	0,1420	0,1230	0,2840	0,2840	0,2460
Res 100k	18,00	0,0013	0,0013	0,0013	0,0234	0,0234	0,0234
Res 100R	16,00	0,0013	0,0013	0,0013	0,0208	0,0208	0,0208
Res 10k	58,00	0,0013	0,0013	0,0013	0,0754	0,0754	0,0754
Res 22k	14,00	0,0013	0,0013	0,0013	0,0182	0,0182	0,0182
Res 27k	1,00	0,0013	0,0013	0,0013	0,0013	0,0013	0,0013
Res 240R	2,00	0,0153	0,0153	0,0153	0,0306	0,0306	0,0306
Diode MBRS1100	4,00	0,0470	0,0470	0,0460	0,1880	0,1880	0,1840
IC 74AHCT125	1,00	0,1040	0,1040	0,1030	0,1040	0,1040	0,1030
Cap 220µ/50V	4,00	0,1370	0,1370	0,1370	0,5480	0,5480	0,5480
Transistor VND7NV04	5,00	0,3180	0,3180	0,3180	1,5900	1,5900	1,5900
<b>SUMME</b>					<b>€ 5,6831</b>	<b>€ 5,6816</b>	<b>€ 5,6386</b>

Tabelle 2 Relaisreiber Bauteilpreise ALT<sup>60</sup>

<sup>60</sup> Eigene Darstellung

Das untenstehende Diagramm zeigt nochmal den Kostenunterschied zwischen altem und neuem Relaisreiber. Dabei werden die Kosten bei 100, 200 und 250 tausend Stück gegenübergestellt. Auch hier sieht man eine Kosteneinsparung, welche bei höherer Abnahmemenge entstanden ist.

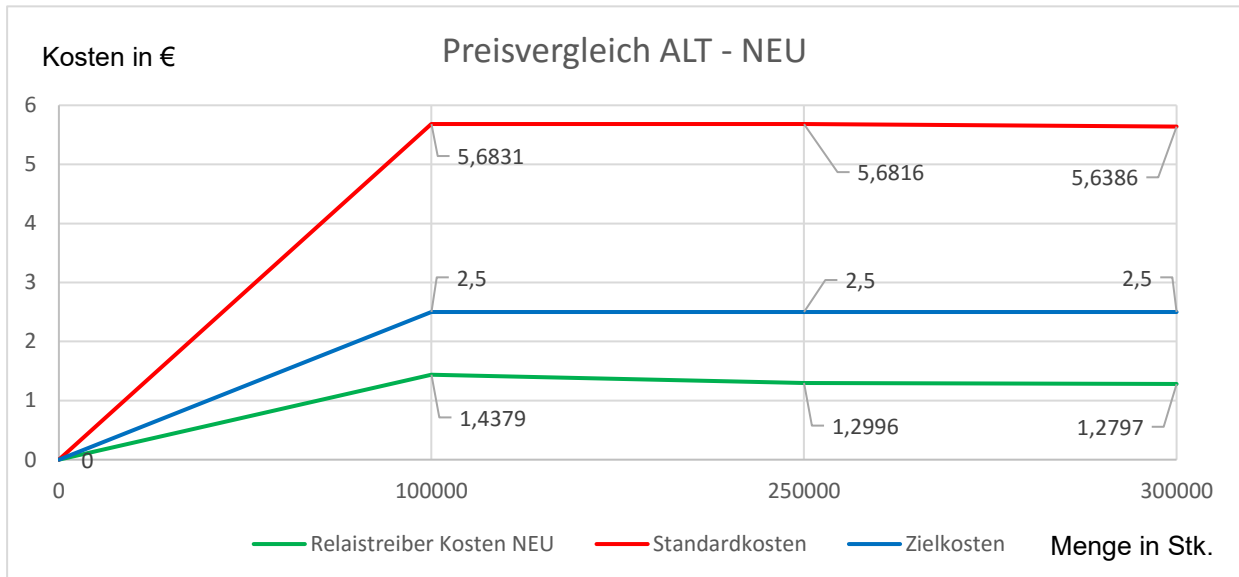


Abbildung 48 Preisvergleich zwischen Relaisreiber ALT und NEU<sup>61</sup>

Ziel des Target Costings ist es, die Standardkosten eines Produktes zumindest auf die Zielkosten, welche vom Unternehmen vorgegeben sind, zu senken. Im Beispiel des Relaisreibers konnten die Standardkosten durch technische Überarbeitung der gesamten Baugruppe nicht nur auf die Zielkosten herabgesenkt werden, sondern sogar deutlich darunter.

Das vom Unternehmen eingesetzte Kostenmanagementinstrument Target Costing zeigt sich in diesem Beispiel sehr deutlich. Durch die Unternehmensvorgabe, die Kosten der Baugruppe bereits im Entwicklungsstadium zu reduzieren, konnten bei diesem Teilbereich Einsparungen in Höhe von 4,3589 € generiert werden. Durch die genaue Vorgabe des Unternehmens ist bekannt, was die Herstellung des Produktes bzw. des neuen Relaisreibers kosten darf. Hätte man hier auf Basis eines traditionellen Kostenrechnungssystems gearbeitet, hätte sich die Frage in dieser Form nicht gestellt. Würde man die Herstellungskosten mittels einer gewöhnlichen Absatzkalkulation ermitteln, betrachtet man die Kosten der Herstellung, und nicht, wie viel diese Kosten darf.

<sup>61</sup> Eigene Darstellung

## **11 ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK**

Da nun alle Arbeiten abgeschlossen sind und die Berechnung durch die Vermessung des Prototyps verifiziert wurde, ist es an der Zeit, ein Resümee zu ziehen.

Ziel dieser Arbeit war es, das Konzept eines Relais treibers zu erstellen, ihn auf das Projekt passend auszulegen, die Funktionen zu simulieren und daraus einen Schaltplan bzw. Layout für die Fertigung eines Prototyps zu erstellen. Anschließend sollten alle Funktionen getestet werden, um den Relais treiber in ein Serienprojekt integrieren zu können. Zusätzlich war es mit ein Ziel, eine Kostenreduktion zur vorherigen Version durchzuführen um Sparpotenziale für dieses und folgende Projekte aufzeigen zu können.

Die Arbeit wurde positiv abgeschlossen und alle genannte Punkte erfolgreich abgehandelt.

Es ist geplant, den Relais treiber für ein Serienprojekt mit einer Stückzahl von 500000 Stück zu verwenden.

### **11.1 Erkenntnisse aus der Arbeit**

Die wichtigste Erkenntnis aus der Arbeit ist, dass der Relais treiber, so wie er konzeptioniert und berechnet wurde, einwandfrei funktioniert und für den Einsatz entsprechend arbeitet. Zusätzlich wurden durch den Einsatz eines Simulationsprogramms wichtige Erkenntnisse bezüglich Funktion und Arbeitsweise für die spätere, praktische Umsetzung gewonnen. Die Simulation deckt sich zu einem sehr hohen Prozentsatz mit den später gemessenen Werten am Prototyp. Diese Art der Vorabschätzung der Funktionen und Betrieb kann auch für zukünftige Projekte als Herangehensweise genutzt werden.

Eine weitere wichtige Erkenntnis ist, dass ein Buck Converter als Relais treiber im automotive Bereiche eingesetzt werden kann. Durch die Verwendung eines Mikrocontrollers im Steuergerät der Batterie kann dieser zur Steuerung des Abwärtswandlers herangezogen werden. Dies spart zusätzlich Kosten, da kein extra Relais treiber Baustein verwendet werden muss. Wird ein solcher eingesetzt, bedeutet das weitere Kosten, da eine solche Komponente nur die Ansteuerung des Schalters übernimmt. Daher müssen MOSFET, Spule und Kondensator dennoch extra dimensioniert und eingebaut werden. Für kleine Anwendungen, welche nicht über einen Controller verfügen, ist diese Variante zu bevorzugen, da dies eine gute Alternative darstellt.

Einige Diagnosefunktionen und Schaltungsdesigns werden auf entwicklungsbedingten Prozessen wie FMEA, FMEDA und Funktionsreviews unterzogen. Diese wurden in sowohl in Vorgängerprojekten als in diesem Projekt durchgeführt und lieferten wichtige Erkenntnisse, um den firmeninternen und OEM spezifischen Anforderungen zu genügen.



## **11.2 Änderungen für den Einsatz als Serienprodukt**

Wie eingangs bereits erwähnt, müssen im automotive Bereich mehrere Musterstufen und damit verbundene Prozesse durchlaufen werden. Nach der Erstellung eines Prototyps, dem sogenannten A-Muster folgt die wichtigste, B-Musterstufe. In dieser werden wichtige Langzeittests und Erprobungen durchgeführt, welche das Design und Funktionen unter geforderten Extrembedingungen validieren sollen. Fällt das Steuergerät bei Test durch, wird eine weitere Sample-Schleife mit damit verbundenen erneuten Tests durchlaufen. Für dieses B-Muster gibt es auch in diesem Projekt kleinere Änderungen.

## 12 ABILDUNGSVERZEICHNIS

Abbildung 1 Ersatzschaltbild Relais .....	5
Abbildung 2 Spannungsteiler .....	6
Abbildung 3 Linearspannungsregler LM78xx .....	7
Abbildung 4 Buck Converter .....	8
Abbildung 5 Funktionsweise eines N-Kanal MOSFET's .....	9
Abbildung 6 Ausgangskennlinie des N-Kanal MOSFET's .....	10
Abbildung 7 Deep Triode Region MOSFET .....	11
Abbildung 8 Abbildung einer Dickson Ladungspumpe .....	12
Abbildung 9 Mobilität von P und N-Kanal MOSFETS im Verhältnis zur Dotierung .....	13
Abbildung 10 Aufstellung Spannungswandler .....	14
Abbildung 11 Buck Converter Topologie .....	15
Abbildung 12 Buck Converter Schalter geschlossen <sup>17</sup> .....	15
Abbildung 13 SEPIC Topologie .....	16
Abbildung 14 SEPIC Schalter geschlossen <sup>22</sup> .....	17
Abbildung 15 SEPIC Schalter offen .....	17
Abbildung 16 Einschaltvorgang MOSFET .....	19
Abbildung 17 Kostenfestlegung und Kostenentstehung .....	23
Abbildung 18 Einsatzmöglichkeiten des Target Costing .....	24
Abbildung 19 Konzept des Relaisreibers .....	26
Abbildung 20 Auslegung des Buck Converters .....	29
Abbildung 21 Berechnung Ausgangskapazität <sup>37</sup> .....	29
Abbildung 22 Berechnung der Ausgangskapazität mit Überschwingbegrenzung .....	30
Abbildung 23 Berechnung der Diode <sup>38</sup> .....	30
Abbildung 24 Abführbare Leistung der Diode .....	31
Abbildung 25 Schaltplan für die Simulation .....	33
Abbildung 26 Simulation der Ausgangsspannung und -strom bei 200kHz <sup>40</sup> .....	33
Abbildung 27 Simulation der Ausgangsspannung und -strom bei 100kHz .....	34
Abbildung 28 Fehlerfall Kurzschluss zwischen Drain und Gate .....	35
Abbildung 29 Stromverlauf bei Kurzschluss zwischen Drain und Gate Anschluss des MOSFET's .....	36

Abbildung 30 Relaisreiberströme und -spannungen bei Kurzschluss zwischen Drain und Gate des MOSFET's <sup>43</sup> .....	36
Abbildung 31 Simulation gesamte Schaltung .....	37
Abbildung 32 Spannungs- und Strömverlauf am Relais .....	38
Abbildung 33 Fertiger Schaltplan des Relaisreiber .....	39
Abbildung 35 Verpolungsschutz mit Diagnose .....	41
Abbildung 36 Spannungsdiagnose nach Relais .....	43
Abbildung 37 Fertiges Layout des gesamten Steuergerätes .....	44
Abbildung 38 Effizienzmessung Relaisreiber .....	46
Abbildung 39 Kurzschlussversuch mit Labornetzgerät .....	48
Abbildung 40 Versuchsaufbau mit Starthilfebatterie .....	49
Abbildung 41 Kurzschlussstromverlauf mit Starthilfebatterie <sup>52</sup> .....	49
Abbildung 42 Ausschaltverhalten im Kurzschlussfall .....	50
Abbildung 43 Oszilloskopaufnahme des Einschaltvorgangs mit Duty Cycle = 100% .....	51
Abbildung 44 Einschaltvorgang mit steigenden Duty Cycle .....	52
Abbildung 45 Darstellung Freilauf / Lastabwurf mit einer Diode .....	54
Abbildung 46 Darstellung Freilauf / Lastabwurf mit zwei Dioden <sup>56</sup> .....	54
Abbildung 47 Schnellabwurf mit Z-Diode .....	55
Abbildung 48 Spannungsverlauf über Freilaufdioden .....	56
Abbildung 49 Preisvergleich zwischen Relaisreiber ALT und NEU .....	60

## **13 VERWENDETE MESSGERÄTE**

[1] Digitalmultimeter Keithley 2000

[2] Labornetzgerät TTI CPX400D

[3] Oszilloskop LeCroy WaveSurfer 44MXs mit differentiellen Tastköpfen LeCroy AP033

[4] Funktionsgenerator TTI Arbitrary Waveform Generator TGA1241

## 14 LITERATURVERZEICHNIS

- AG, I. T. (2007). *Smart Power High-Side-Switch BSP762T*. München: Infineon Technologies AG.
- Basso, C. M. (2008). *SWITCH-MODE POWER SUPPLIES*. New York: McGrawHill.
- Bogensberger/Messner/Zihr/Zihr. (2006). *Kostenrechnung*. Wien: grellDenk.
- Brown, J. (2004). *Power MOSFET Basics*. Vishay Siliconix.
- Doutreloigne, J. (kein Datum). *Power Efficiency Optimization of Fully Integrated Dickson Charge Pumps*. Zwijnaarde: Ghent University - IMEC.
- Elektronik, W. (1. 9 2016). *WE Online*. Von WE Online: [http://www.we-online.com/web/media/06\\_passive\\_components\\_-\\_custom\\_magnetics/pictures\\_and\\_graphics\\_1/midcom\\_blog\\_photos/catalog\\_post\\_1\\_table\\_large\\_res24.png](http://www.we-online.com/web/media/06_passive_components_-_custom_magnetics/pictures_and_graphics_1/midcom_blog_photos/catalog_post_1_table_large_res24.png) abgerufen
- Erickson/Maksimovic. (2001). *Fundamentals of Power Electronics*. New York: Springer Science+Business Media.
- Ewert/Wagenhofer. (2014). *Interne Unternehmensrechnung*. Graz: Springer Verlag.
- Fleig/Wolf/Rößler. (31. 08 2015). *Was ist Zielkostenrechnung bzw. Target Costing?* Von Zielkostenrechnung (Target Costing): <http://www.business-wissen.de/hb/perspektivenwechsel/> abgerufen
- Hauke, B. (2011). *Basic Calculation of a Buck Converter's Power Stage, SLVA477B*. Dallas: Texas Instruments.
- Herzog, P. H.-G. (1. 6 2012). *Leistungselektronik – Grundlagen und Standardanwendungen SS2012. DC/DC Converter Fundamentals*. München, Deutschland: TU München.
- Incorporated, T. I. (2016). *LM340, LM340A and LM78xx Wide Vin 1.5-A Fixed Voltage Regulators*. Dallas: Texas Instruments.
- Integrated, M. (2009). *DC-DC Conversion Without Inductors, APP725*. Maxim Integrated Products.
- Klähn, G. (1. 9 2016). *7 Elektronische Bauelemente im Gleichstromkreis*. Von Elektrotechnik Fachbuch: [http://www.elektrotechnik-fachbuch.de/e\\_grundlagen\\_kap\\_07\\_2v2.html](http://www.elektrotechnik-fachbuch.de/e_grundlagen_kap_07_2v2.html) abgerufen
- Maxim Integrated Products, I. (2013). *Regulator Topologies for Battery-Powered Systems AP660*. San Jose: Maxim Integrated Products, Inc.
- Razavi, B. (2008). *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*. Neu Delhi: Tata McGraw-Hill Publishing Company Limited.
- Semiconductors, O. (2015). *MBRS1100T3G, SBRS81100T3G, MBRS190T3G, SBRS8190T3G*. Denver: Semiconductor Components Industries.
- Tietze, D.-I. U., Schenk, D.-I. C., & Gamm, D.-I. E. (2016). *Halbleiter-Schaltungstechnik*. Deutschland: Springer Vieweg.

Tsividis, Y. (2008). *Operation and Modeling of The MOS Transistor*. Neu Delhi: Oxford University Press.

Zach, F. (2010). *Leistungselektronik*. Wien: SpringerWienNewYork.