



HOCHSCHULE STRALSUND

Projektarbeit

Entwicklung der Antriebs-Komponenten für ein Formula Student Electric Fahrzeug

vorgelegt von: **Lukas Deeken**

Studiengang' Matrikel: MSEB' 2018

Matrikelnummer: 17491

Private Adresse: Kirchtalstraße 42, 70435 Stuttgart

Betreuer Professor: Prof. Dr.-Ing. Michael Bierhoff

Firmenanschrift: Firmenstraße 1, PLZ Ort

Abgabedatum: 01.08.2022

Erklärung

Die vorliegende Arbeit habe ich selbstständig ohne Benutzung anderer als der angegebenen Quellen angefertigt. Alle Stellen, die wörtlich oder sinngemäß aus veröffentlichten Quellen entnommen wurden, sind als solche kenntlich gemacht. Die Arbeit ist in gleicher oder ähnlicher Form oder auszugsweise im Rahmen einer oder anderer Prüfungen noch nicht vorgelegt worden.

Stralsund, den

Lukas Deeken

Abstract

Dieses Dokument umfasst Informationen über den Entwicklungsprozess diverser Komponenten eines elektrischen Formelfahrzeuges. Schwerpunkt liegt hierbei auf der Hochvolt Elektronik, es werden jedoch auch weitere Themen wie Beispielsweise das Kühlsystem beleuchtet. Der Hintergrund der Arbeit liegt darin das der Autor seine Tätigkeiten im Formula Student Team als erster Abteilungsleiter E-Powertrain im Rahmen einer Projektarbeit Dokumentiert.

This document contains informations about the development process for a diverse number of components that are used within an electric formula style car. The main objective is with the design of the high voltage electronics, but it also features information on the development of the cooling system for example. The background behind this work is the fact that the author was the first e-powertrain department leader at his local formula student team and aggregated a part of his work as part of this minor thesis.

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	iii
Tabellenverzeichnis	v
Abkürzungsverzeichnis	vi
1 Elektrische Systeme	1
1.1 Akkumulator	1
1.1.1 AMS Master und Slave	2
1.1.2 HV-DC-DC	14
1.2 HV Distribution	19
1.2.1 Tractive System Measuring Point (TSMP)	20
1.2.2 Brake System Plausibility Device (BSPD)	21
1.2.3 Discharge	26
1.3 Tractive System Active Light (TSAL)	28
1.3.1 Logik auf Discharge	28
1.3.2 Logik auf AMS Master	29
1.3.3 Schaltung auf TSAL	30
2 Elektromechanische Systeme	32
2.1 Akkumulator	32
2.1.1 Die Akkuzelle	32
2.2 Elektromotor	47
2.2.1 Emrax	47
2.2.2 AMK	47
2.2.3 Fischer	47
2.2.4 Asia & Co	47
2.2.5 Selbstbau	48
2.2.6 Entscheidungsfindung	48
2.3 Wechselrichter	48

2.4 Kabelbaum	48
2.4.1 CAN-Bus	49
2.4.2 LVS Versorgung	51
2.4.3 Sensor Kabelbaum	51
2.4.4 Shutdown Circuit	51
2.4.5 Kabeldimensionierung	52
2.4.6 Hochvolt Kabelbaum	53
2.4.7 Sicherungsauslegung	55
2.4.8 Steckverbinder Auswahl	55
2.4.9 High Voltage Disconnect (HVD)	56
2.4.10 AIR	57
2.5 Ladesystem / Handcart	61
3 Mechanische Systeme	63
3.0.1 Kühlung	63
A Erster Anhang	I
A.1 Messwerte	I
A.2 Protokoll	I
B Zweiter Anhang	II
B.1 Software A	II
B.2 Software B	II
Literaturverzeichnis	III

Abbildungsverzeichnis

1.1	Akkumulator Layout	1
1.2	Blockschaltbild Precharge	3
1.3	Detail Schaltplan Precharge	4
1.4	Schaltplan Precharge	4
1.5	Schaltplan AIR	6
1.6	7
1.7	8
1.8	8
1.9	9
1.10	Schaltplan HV-Indicator	9
1.11	Schaltplan HV-Messung	12
1.12	Blockdiagramm ADUM 3190	12
1.13	Schaltplan IMD Monitoring	14
1.14	Buck Konverter Topologie	15
1.15	Eintaktflusswandler Topologie	15
1.16	ESR Kondensator	17
1.17	Schaltplan HV-DCDC Transformer	19
1.18	BSPD Blockdiagramm	21
1.19	Signal am Schmitt-Trigger	22
1.20	Schaltplan Stromsignal Konditionierung	23
1.21	Topologie des nicht Invertierenden Schmitt-Trigger	23
1.22	Schaltplan BSPD-Integrator	24
1.23	Schaltplan BSPD-Sensorboard	26
1.24	Schaltplan Discharge	27
1.25	Schaltplan Konstantstromquelle Discharge	29
1.26	Schaltplan TSAL-Logik AMS-Master	30
1.27	Schaltplan TSAL	31
2.1	Ausschnitt aus der Zellauswahl Excel	35

2.2	Kapazität über Entladestrom	36
2.3	Temperatur über Entladestrom	36
2.4	Entladeeffizienz VTC6	37
2.5	Spannungskennfeld VTC6	38
2.6	Parameter des thermischen Modells der VTC6	38
2.7	Temperatur über Energieverbrauch VTC6	39
2.8	Messdaten BRNO Temperatur über Energieverbrauch	40
2.9	Mesh der Multiphysik Fluent Simulation des Akkustacks	41
2.10	Multiphysik Simulationsergebnis Akkustack	41
2.11	Prinzipskizze Stackaufbau	42
2.12	Busbartemperatur bei 36 A und 2771 s	43
2.13	Busbartemperatur bei 66 A und 507 s	44
2.14	Busbartemperatur bei 150 A und 89 s	44
2.15	Layout des Akkumulators	46
2.16	SDC Schaltplan	52
2.17	Leiterquerschnitts-Tabelle	58
2.18	TS Schaltplan Seite 1	59
2.19	TS Schaltplan Seite 2	59
2.20	60
2.21	Schaltplan Handcart	62
3.1	Kühlsystem Übersicht	63
3.2	68
3.3	69
3.4	70
3.5	70

Tabellenverzeichnis

1.1	Ausgangsparameter DCDC Wandler	15
1.2	Berechnung Wicklungsverhältnis	16
1.3	Berechnung Ausgangs- Kapazität und Induktivität	18
1.4	Snubber Berechnung	18
1.5	TSMP Berechnung	20
1.6	Schmitt-Trigger Rechnung	25
1.7	PTC Berechnung	28
2.1	Bremsvorgang Berechnung	33
2.2	Steckertypen Tabelle	49
2.3	Kabel & Stecker Farbtabelle	50

Abkürzungsverzeichnis

USB Universal Serial Bus

AUX AUXillary

NO Normally Open

SPST Single Pole Single Throw

HVD High Voltage Disconnect

AC Alternating Current

DC Direct Current

RMS Root Mean Square

DAU Dümmster Anzunehmender User

CAN Controller Area Network

RPM Revolutions Per Minute

PMSM Permanent Magnet Synchron Maschine

WIG Wolfram Inert Gaß

FSG Formula Student Germany

CTMD CellTemperature Measurement Device

PCB Printed Circuit Board

SOC State Of Charge

LED Light Emitting Diode

PTC Positive Temperature Coeficient

NTC Negative Temperature Coeficient

SSR Solid State Relais

MLCC Multilayer Ceramic Capacitor

WE Würth Elektronik

- DF** Dissipation SFaktor
- ESR** Equivalenter Serieller Wiederstand
- DCM** Discontinious Conduction Mode
- CCM** Continious Conduction Mode
- IC** Integrated Circuit
- POR** Power On Reset
- PWM** Pulse Weiten Modulation
- TS** Tractive System
- OPV** OPerations Verstärker
- HV** Hoch Volt
- SPI** Serial Peripheral Interface
- GPIO** General Purpuose Input Output
- ADC** Analog Digital Converter
- idR** in der Regel
- IMD** Insulation Measurment Device
- AIR** Accumulator Isolation Relais
- AMS** Accumulator Managment System
- HV** High Voltage
- TSMP** Tractive System Measuring Point
- BSPD** Brake System Plausability Device
- LVMS** Low Voltage Main Switch
- LVS** Low Voltage System
- LV** Low Voltage
- TSAL** Tractive System Active Light
- AIR** Accumulator Insulation Relais
- LTS** Lap Time Simulation
- HVD** High Voltage Disconnect
- SDC** Shut Down Circuit

1 Elektrische Systeme

An dieser Stelle geht mein Dank an die Alumni aus dem Bereich der Elektrotechnik, die diese ganze Reise mit ihrer fachlichen Referenz und beispiellosen Motivation erst möglich gemacht habe. Hervorzuheben ist auch das schier endlose maß an Geduld in Anbetracht der Steilen Lernkurve innerhalb des Teams. Besonders hervorzuheben sind hierbei Leon Löser, Eric Gorkow und Axel Lange. Danke euch.

1.1 Akkumulator

Im Akkumulator befinden sich neben den Zellen in Ihren Zellstacks und dem **Accumulator Management System (AMS)** auch diverse andere Systeme die zum Betrieb des Fahrzeuges essentiell sind. Diese Systeme werden im folgenden Kapitel erläutert. Bild 1.1 gibt eine Übersicht wo sich diese Systeme befinden und wie sie zusammenhängen.

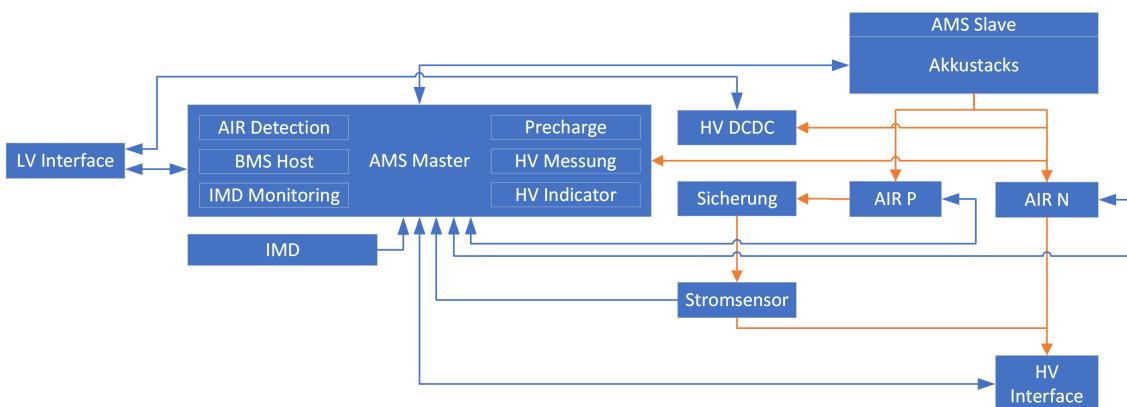


Abbildung 1.1: Akkumulator Layout

1.1.1 AMS Master und Slave

In diesem Kapitel werden die Subsysteme des AMS näher betrachtet.

1.1.1.1 Precharge

Der Precharge verhindert einen Funkenschlag und damit das Verschweißen der **Accumulator Insulation Relais (AIR)**'s beim Schließen. Dies wird erreicht indem der Zwischenkreis bereits vor dem Durchschalten der AIR's auf die Akkuspannung aufgeladen wird. Anhand des folgenden Blockschaltbildes lassen sich die einzelnen funktionellen Blöcke herausarbeiten.

Kernelement ist die Verbindung der positiven Seite des Zwischenkreises mit der positiven Seite des Akkumulators über ein mechanisches Relais, und die Überwachung selbigens. Diese kann nicht mit einer AUX Beschaltung umgesetzt werden, da Relais in diesem Leistungsbereich **in der Regel** (idR) nicht mit derartigen Funktionen ausgerüstet sind. Eine Besonderheit bei dem gewählten Relais ist die geringe Baugröße, aber auch ein damit einhergehendes niedriges Stromrating, so dass der Einschaltstrom des Relais sehr klein gehalten werden muss. Aus diesem Grunde bedarf es einer Stromquelle welche zu Beginn einen niedrigen Strom liefert, und diesen dann nach dem erfolgten Schalten anhebt. Nun zur Klärung der einzelnen funktionellen Gruppen und der Schaltzustände.

Der Precharge schaltet durch sobald SC_{end} high wird. Dies führt zum Durchschalten des Relais. Nun fließt ein Strom über M1 zum Relais, bei der Verschaltung von M1 und R54 handelt es sich um eine Konstantstromquelle welche 0,05A liefert. Wie diese Art von Schaltung im Detail funktioniert ist unter 1.3.1 näher erläutert. Parallel fließt ein Strom über U3 zu C58 und lädt diesen. Nach kurzer Zeit führt dies dazu das Q10 durchschaltet, nun wird der Strom durch den Widerstand der PTC Elemente begrenzt so dass der Strom auf ca. 0.6 A ansteigen kann. Die Überwachung erfolgt indem mithilfe eines DC Wandlers die Akkuspannung um 24V angehoben wird und diese über einen Optokoppler auf das Precharge Relais gelegt wird. Sobald das Relais geschlossen ist fließt somit ein Strom über U22 sodass bei $PCHRG_{ACT}$ eine Spannung anliegt.

Im Ausschaltmoment wird das Relais durch die Kapazität C12 für kurze Zeit offen gehalten sodass zuerst der Mosfet Q10 abschaltet und so die Schaltleistung im Relais minimiert wird.

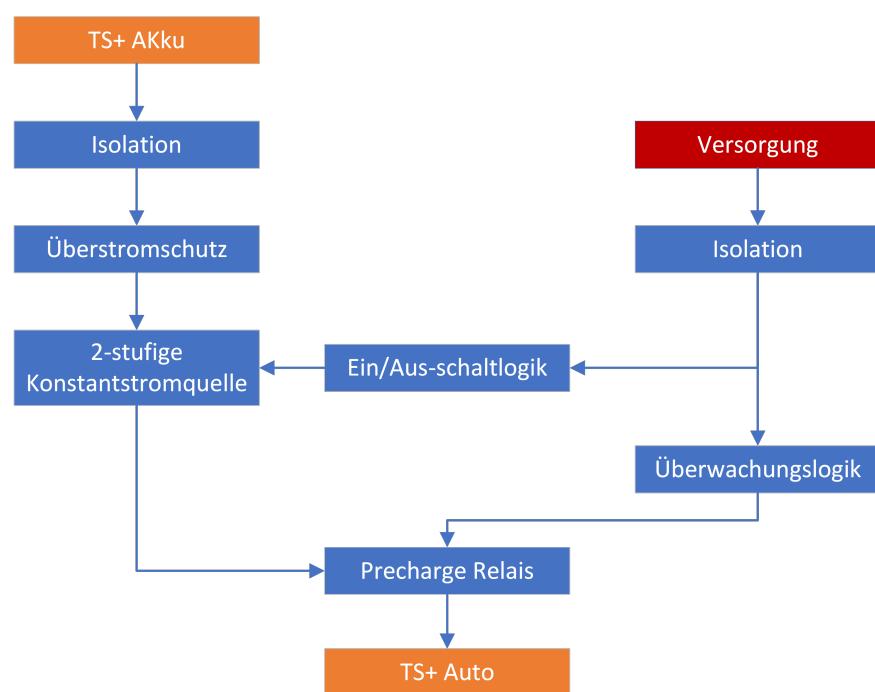


Abbildung 1.2: Blockschaltbild Precharge

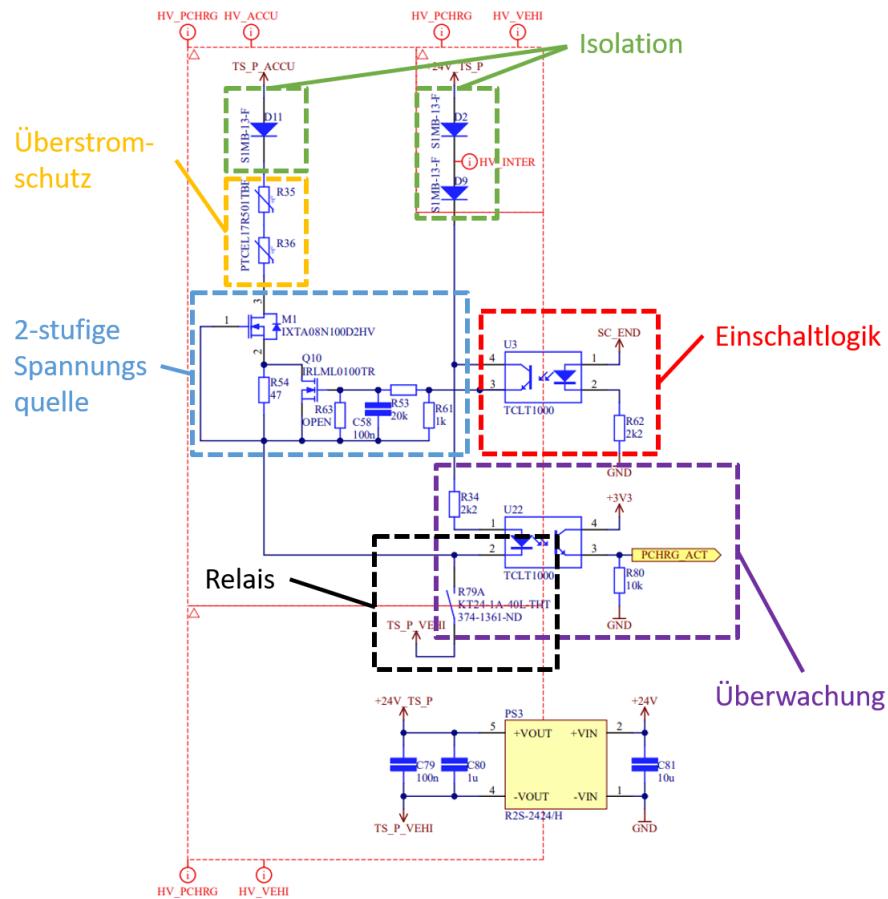


Abbildung 1.3: Detail Schaltplan Precharge

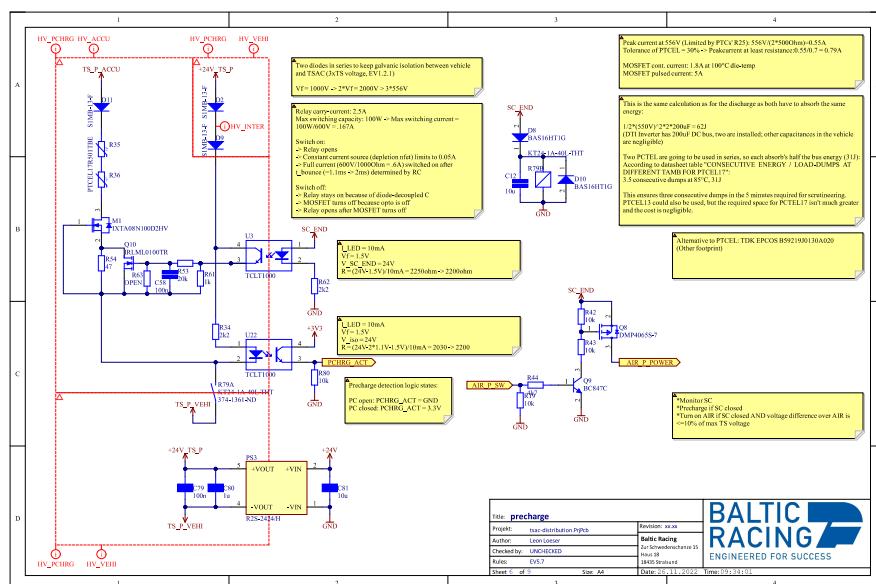


Abbildung 1.4: Schaltplan Precharge

1.1.1.2 AIR Detection

Sinn der AIR Detection ist es die Signale von den AIR's in Sinnvolle Logikpegel umzusetzen welche im späteren Verlauf weiter verwendet werden können. Oben rechts auf dem Schaltplan sind die AIR's dargestellt. Relevant sind dabei die X-Signale welche den Schaltzustand des Relais kontrollieren und die AUX Signale welche den Schaltzustand überwachen. Die AUX Signale werden mit 3,3 V über einen Gleichwertigen 1 kOhm Spannungsteiler versorgt, so das bei geöffnetem Relais die 3,3V an AUX 1 anliegen, bei geschlossenem Relais durch den Spannungsteiler 1,65V und bei einem Kurzschluss in der Signalleitung zu Masse 0V anliegen. Diese Spannungspegel werden jetzt in einer Komparatorschaltung verglichen. Die beiden oberen Komparatoren geben ein High-Signal aus wenn die Spannung an den AUX Kontakten kleiner ist als die Referenzspannung und damit die Relais geschlossen oder auf Masse kurzgeschlossen sind. Die beiden unteren Komparatoren geben ein Low-Signal aus wenn die Spannung größer ist als die Referenzspannung und damit das Relais geschlossen oder geöffnet ist. Sofern also der tatsächliche Zustand des Relais High ist und der Fehler Low kann zum Beispiel geschlussfolgert werden das jenes Relais geschlossen ist.

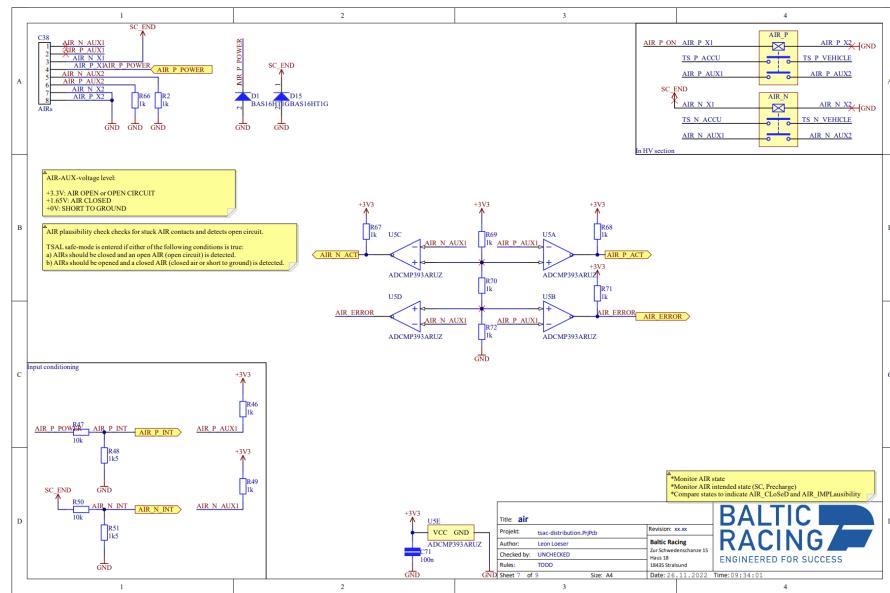


Abbildung 1.5: Schaltplan AIR

1.1.1.3 AMS

Das eigentliche Batteriemanagement wird von vom LTC 6804 übernommen. Hierbei handelt es sich um eine integrierte Schaltung welche speziell für die Aufgabe des Batteriemanagements von Linear Technology entwickelt wurde. Relevante Aufgaben dieses Chips ist die differentielle Messung der Zellspannungen im Stack. Weiter übernimmt der IC die Temperatur Messung über 5 frei nutzbare General Purpose Input Output (GPIO)'s welche auch Analog Digital Converter (ADC) Funktionalität unterstützen. Zu guter Letzt wird der Chip als Treiber für Mosfets benutzt welche die Zelle auf den balancing Widerstand schalten. Die notwendige Kommunikation erfolgt über einen proprietären 2 drahtigen linearen isolierten Serial Peripheral Interface (SPI) Bus. Jeder Chip hat dabei 4 Adressbits zur Konfigurierung. Das Kommunikationsinterface zwischen dem Iso SPI und dem SPI Bus des Mikrocontrollers erfolgt über den LTC 6820 welcher für exakt diese Aufgabe entwickelt wurde. Mit den 5 Eingängen am Chip sind nun 11 verschiedene NTC's auszuwerten, dies geschieht mit Hilfe eines Demuxers und eines Invertierers.

Zum Verständnis der Logik ist im folgenden einmal beispielhaft der Signalablauf dargestellt. Die Bits SEL0 und SEL1, in diesem Beispiel Low und High, vom LTC 6804 (U1) gehen auf die Eingänge A und B am Demuxer (U6). G2A und G2B sind immer auf Low gesetzt und G1 immer auf High. Mit der Tabelle 1.6 aus dem Datenblatt wird nun der Ausgang von Y0 bis Y3 bestimmt.

!!!Fehler in Logik, ersetzen durch 238 (Leon Chatverlauf).!!!

			INPUTS				SELECT				OUTPUTS			
G1	G2A	G2B	C	B	A	Y0	Y1	Y2	Y3	Y4	Y5	Y6	Y7	
X	H	X	X	X	X	H	H	H	H	H	H	H	H	
X	X	H	X	X	X	H	H	H	H	H	H	H	H	
L	X	X	X	X	X	H	H	H	H	H	H	H	H	
H	L	L	L	L	L	H	H	H	H	H	H	H	H	
H	L	L	L	H	H	L	H	H	H	H	H	H	H	
H	L	L	L	H	H	H	L	H	H	H	H	H	H	
H	L	L	H	L	L	H	H	H	H	H	L	H	H	
H	L	L	H	L	H	H	H	H	H	H	H	L	H	
H	L	L	H	H	L	H	H	H	H	H	H	H	L	
H	L	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	

Abbildung 1.6

Diese Signale gehen nun in die beiden Invertierer U2 & U5. Der Ausgang des Invertierers stellt die Versorgung des NTC dar.

zusammen mit dem NTC Steckerlayout ergibt dies also das an NTCin1 bis NTCin3 jeweils ein Signal von einem NTC anlegt.

In der Abbildung 1.8 ist der Balancing Aufbau der einzelnen Zellen zu sehen. Dabei werden pro Zelle immer zwei Pins der LTC6804 gebraucht, einer zum steuern des Fet's und einer zum messen der Zellspannung. das sind respektive die S und C Pins. Die Balancing Leistung wurde auf 2 Watt festgelegt. Damit kommen wir bei einer Zellspannung von 4,2V auf einen Widerstand von ca. 10 Ohm. Zusätzlich ist parallel zu jedem Widerstand eine LED verschaltet mit der die Aktivität des BMS im betrieb sichtbar wird.

Y0	1
Y1	1
Y2	0
Y3	1

NTC-sig0	0
NTC-sig0	0
NTC-sig1	1
NTC-sig2	0
NTC-sig3	0
NTC-sig4	0
NTC-sig5	0
NTC-sig6	1
NTC-sig7	0
NTC-sig8	0
NTC-sig9	0
NTC-sig10	0
NTC-sig11	1

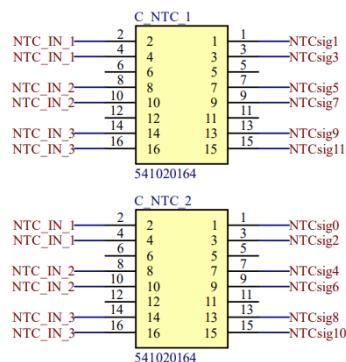


Abbildung 1.7

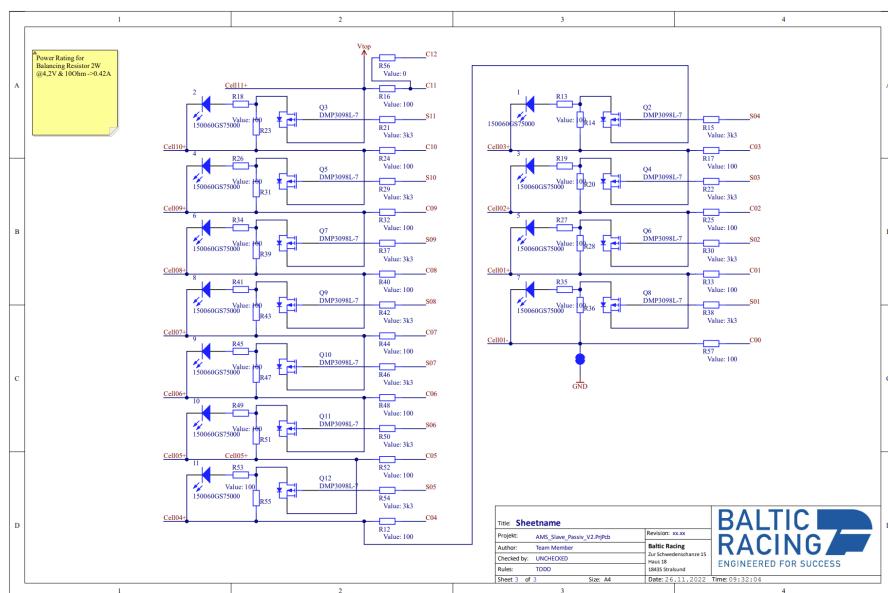


Abbildung 1.8

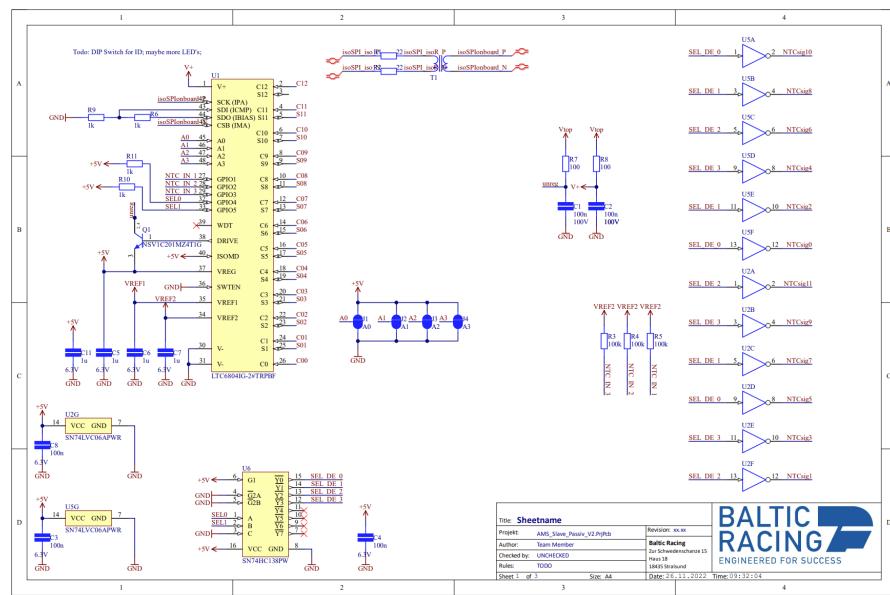


Abbildung 1.9

1.1.1.4 High Voltage (HV) Indicator

Der HV Indikator ist ein rotes Licht auf dem Akkumulator. Sofern an HV Terminals des Akkus eine gefährliche Spannung liegt muss dieses Licht erleuchten und dem Bediener somit anzeigen das es z.b. nicht sicher ist den Akku vom Zwischenkreis zu trennen da dieser noch unter Spannung steht. Die Anzeige erfolgt über eine Rote LED wessen Licht mit einer Glasfaser von der Platine zum Deckel geleitet wird. Die Ansteuerung der LED erfolgt über einen kleinen DC Wandler, den Viper 06. Dieser Wandler verfügt über eine drain source startup voltage von 25-40V. Das bedeutet, bei einer Spannung in diesem Bereich beginnt der Chip zu arbeiten. Dieser Strom fließt dann zur LED, so das diese zu leuchten beginnt. Die Feedback Schaltung ist direkt an den Spannungsausgang gekoppelt so das wir die interne Spannungsreferenz von

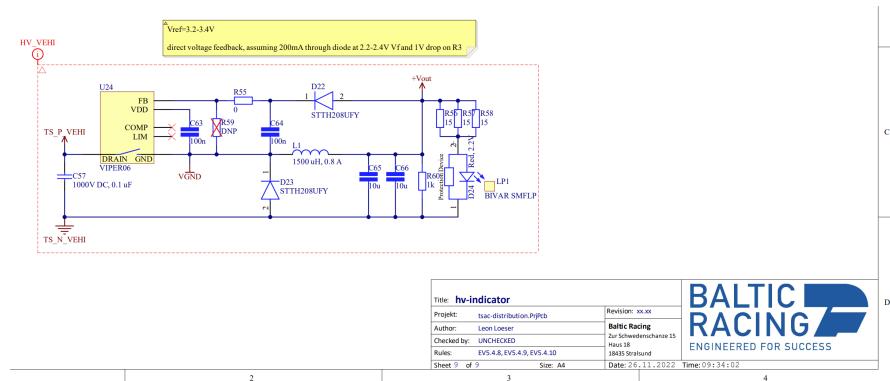


Abbildung 1.10: Schaltplan HV-Indicator

3,2 V - 3,4 V nutzen. Die Vorwiederstände vor der LED sind dementsprechend ausgelegt.

1.1.1.5 HV Messung

Sinn der HV Messung ist es, die Spannung welche am Akku als auch am Zwischenkreis anliegt, erfassen und digitalisieren zu können. Dadurch kann zusammen mit dem Signal vom Stromsensor z.b. die DC Leistung bestimmt und geloggt werden.

Kern dieser Schaltung ist der ADUM 3190. Dabei handelt es sich um einen Iso-OPerations Verstärker (OPV). Der positive Eingang ist über einen Spannungsteiler mit dem HV-Kreis verbunden. Der negative Eingang ist mit dem Ausgang des OPV rückgekoppelt so das ein Spannungsfolger mit einer Verstärkung von 1 entsteht. Aus dem 10 Mohm und dem 55,6 kOhm Widerstand ergibt sich eine Verhältnis von 179,86 V im HV-Kreis zu einem Volt am Eingang des OPV. Das ergibt eine maximale Eingangsspannung für die Schaltung von 593,54 V da hierbei eine Ausgangsspannung von 3,3 V erreicht wird. Bei dem R2S-2405/H handelt es sich um einen isolierten DC-Wandler um den Chip HV-seitig mit Strom zu versorgen. Die Komparatorschaltung um U15 gibt bei überschreiten der gefährlichen Spannung einen High-Pegel aus. Die Spannung über den positiven Eingang der Komparatorschaltung liegt bei 0,232 V so das bei einer Tractive System (TS)-Spannung von größer 41,73 V der High-Pegel anliegen sollte. Laut Regelwerk sollte dieser Pegel spätestens bei 60 V anliegen.

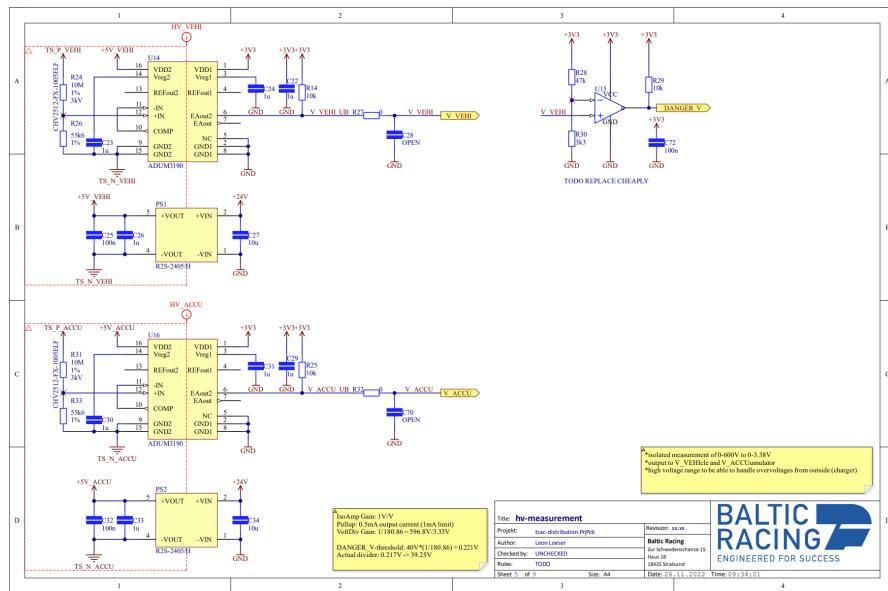


Abbildung 1.11: Schaltplan HV-Messung

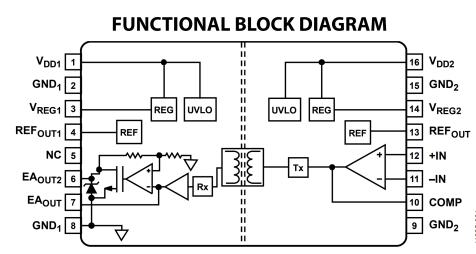


Abbildung 1.12: Blockdiagramm ADUM 3190

1.1.1.6 Insulation Measurment Device (IMD) Monitoring

Bei dem IMD handelt es sich um ein Bender Isometer IR155-320x. Dieses Isolationsmessgerät wird von der Formula Student empfohlen und wird den Teams in der Regel von dem Unternehmen kostenlos zur Verfügung gestellt. Das IMD hat zwei Ausgänge die für die Auswertung des Messergebnisses relevant sind. Einmal ein digitales OK-HS-Signal und ein **Pulse Weiten Modulation (PWM)**-Signal M_{hs} oder M_{ls} je nach Variante. Das OK-Signal gibt alle relevanten Informationen aus in der Form das es low geht wenn z.b ein Isolationsfehler oder ein Gerätefehler erkannt wurde. Das PWM-Signal ermöglicht es z.b den Fehler weiter einzugrenzen oder den aktuellen Messwert auszugeben. Dementsprechend muss das OK-Signal rein analog den **Shut Down Circuit (SDC)** betätigen können während der PWM-Ausgang nur als Informationsquelle dient und an einen Mikrocontroller angeschlossen werden darf.

Beim Startup ist das PRE- als auch das CLR-Signal am D-FlipFlop U7A low. Dadurch ist der Ausgang Q high was aufgrund der Diode D14 aber keinen Einfluss auf die restliche Schaltung hat. Die Spannung am Gate des P-Channel-Fet Q3 ist low und die Spannung an der Source ist high, dadurch liegt eine negative Gate-Source Spannung an so das der Fet geschlossen ist. Dementsprechend ist die Spannung an der Source annähernd low. Nun sollte, sofern kein Fehler seitens des IMD vorliegt das OK-Signal high gehen. Dadurch öffnet der Fet Q3, gleichzeitig bleibt Q vom FlipFlop high. Nun liegt Spannung an der Basis von Q5 und es fließt ein Basis-Emitter-Strom so das auch ein Kollektor-Emitter-Strom fließen kann. Dadurch liegt zusammen mit den Widerständen R37 und R38 eine negative Gate-Source-Spannung an Q4 an, so das der P-Channel-Fet durchschaltet und der SDC geschlossen wird. Daraufhin schaltet der **Power On Reset (POR)** high so das der Zustand vom FlipFlop gespeichert wird und somit high bleibt. Wenn das Ok-Signal nun low geht weil ein Fehler auftritt, wird Q auf low gesetzt. Wenn Ok nun wieder high geht weil z.b. der Fehler wieder aufgehoben ist, beispielsweise durch einen Wackelkontakt an einem der Messeingänge, wird der aktuelle Zustand gespeichert welcher low ist, so das die Schaltung sich nicht mehr selbst zurücksetzen kann. Ein Wiedereinschalten ist nur durch den POR möglich.

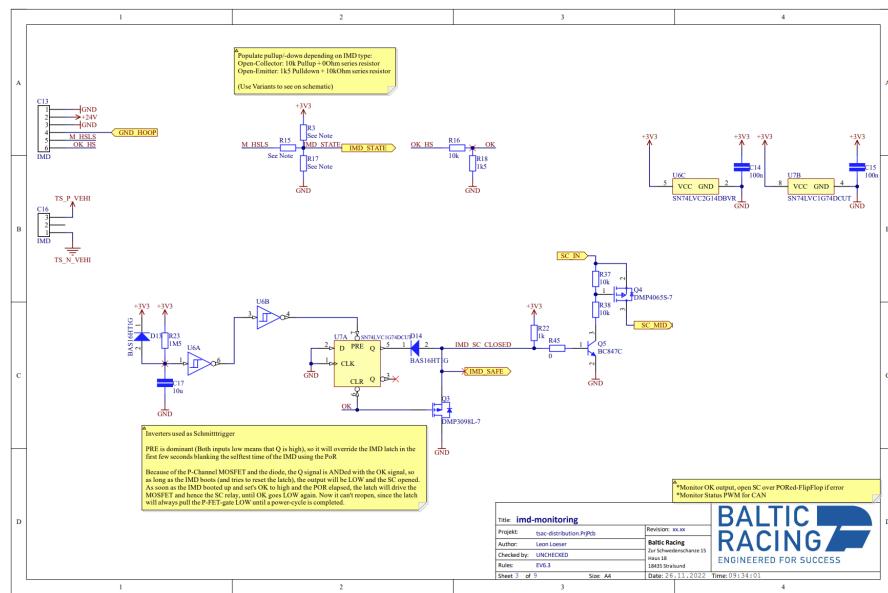


Abbildung 1.13: Schaltplan IMD Monitoring

1.1.2 HV-DC-DC

Bei der Topologie des HV-DC-DC-Wandlers handelt es sich um einen active clamp forward transformer oder auch einen Eintaktflusswandler mit Entmagnetisierung des Trafokerns über eine Fangschaltung aus Mosfet, Widerstand und Kondensator. Man hat sich speziell für diese Fangschaltung und nicht für einen Transformator mit Entmagnetisierungsspule entschieden da man so aus dem Bereich des Sonderangefertigten-Transformators rauskommt. Bisher wurden im Rahmen des Formula Student Projektes nur DC-Wandler ohne galvanische Trennung eingesetzt. Dabei handelte es sich in der Regel um den klassischen Auf- oder Abwärtswandler. Die Topologie des Eintaktflusswandler ist bei diesem Leistungsbereich nach Aussage einiger Hersteller für die relevanten integrierten Schaltungen zwar an der obersten Grenze dessen was sinnvoll möglich ist, zeichnet sich aber durch seine große Ähnlichkeit zum nicht galvanisch getrennten Abwärtswandler und damit seine verhältnismäßige Einfachheit aus. Folgend der vereinfachte Aufbau beider Wandlertopologien in den Abbildungen 1.14 und 1.15 zur Gegenüberstellung.

Von der Firma Linear Technology existiert ein **Integrated Circuit (IC)**, der LT 3752. Dieser IC ist speziell für den Aufbau von Wandlern dieser Topologie gedacht. Weiter existiert die Demo Schaltung DC 1929A basierend auf diesem IC. Hierbei handelt es sich um einen 400 V zu 12 V Wandler mit einer Ausgangsleistung von 200 W. Das hier vorliegende Design wurde mithilfe des Datenblattes, des LT 3752, des LT 8311 und mithilfe der Schaltpläne als auch der Layout Dateien des DC 1929A erstellt.

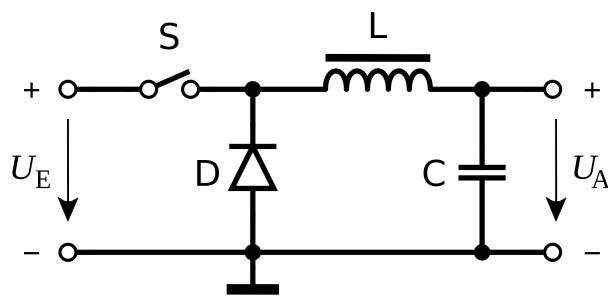


Abbildung 1.14: Buck Konverter Topologie

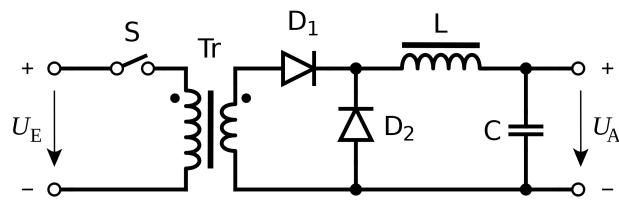


Abbildung 1.15: Eintaktflusswandler Topologie

Zur Auflistung der Ausgangsparameter.

Mit diesen Werten muss nun ein passender Transformator gefunden werden. Hierfür wurden diverse Hersteller kontaktiert. Bei der Firma Champs Technologies gab es eine erfolgreiche Rückmeldung in der Form, dass Sie einen Transformator im Angebot habend der für unsere Anwendung relativ gut passt, den R41-AC-2202.

Zur Kontrolle können wir eine Rechnung durchführen. Der maximale Duty Cycle D_{\max} liegt laut Datenblatt typischerweise bei 60%.

Tabelle 1.1: Ausgangsparameter DCDC Wandler

Parameter	Wert	Einheit	Kommentar
V_{Out}	24	V	Boardnetzspannung
P_{Out}	960	W	Leistungsverbrauch LV System Maßgeblich Lüfter
$V_{\text{in min}}$	230	V	2 V Entladeschluss plus Sicherheit
$V_{\text{in max}}$	630	V	4,25 V Ladeschluss plus Sicherheit
I_{\max}	40	A	
F_{Osc}	100	kHz	Basiert auf Referenzdesign
Foldback Ratio	2	-	Datenblatt
IntvCC	10	V	
t_{amb}	50	°C	angenommen
t_{\max}	125	°C	max. Temperatur für Automotive Komponenten

Hiermit können wir nun das ideale Wicklungsverhältnis bestimmen

$$NP/NS_{ideal} = \frac{V_{in\ min}}{V_{out}} * D_{max} \quad (1.1)$$

Dann brauchen wir zum Vergleich das reale Verhältnis von Primär zu Sekundärwicklungen.

$$NP/NS = \frac{1}{NS/NP} \quad (1.2)$$

Indem wir nun 2 Transformatoren mit der Primärseite in Parallel und der Sekundärseite in Reihe verschalten können wir das Wicklungsverhältnis halbieren.

Tabelle 1.2: Berechnung Wicklungsverhältnis

Eingangsparameter		
NS/NP	0,091	—
Ergebnisse		
NP/NS _{ideal}	5,75	—
NP/NS	5,495	—

Nun können wir den minimalen Duty cycle bestimmen. Dieser lässt sich für den Betrieb über folgende Gleichung ermitteln.

$$D_{min} = \frac{V_{out}}{V_{in\ max}} * NP/NS = 20,93 \quad (1.3)$$

Im folgenden soll nun die Auslegung von Ausgangs Induktivität (L1 & L2) als auch Kapazität (C13 - 15) erfolgen. Hierfür benötigen wir zu Berechnung der Induktivität den Ripple-Strom an der Induktivität. Als Faustregel kann man diesen mit 20-40 % vom maximalen Strom annehmen. Ziel der Induktivität ist es aus den einzelnen Stromimpulsen der Schaltstufe einen konstanten Ausgangstrom zu erzeugen. Je kleiner diese Impulse sind, desto größer muss die entsprechende Induktivität gewählt werden. Wir wollen das der Wandler die meiste Zeit im **Continious Conduction Mode (CCM)** arbeitet, da die gesamte Auslegen auf dieser Basis erfolgt. Der **Discontinious Conduction Mode (DCM)** wird erreicht wenn der Stromverbrauch des Systems kleiner ist als der Ripple-Strom in der Induktivität. Der minimale Stromverbrauch für das Fahrzeug wurde ermittelt indem alle Datenblatt Stromverbräuche der einzelnen Systeme aufaddiert wurden und liegt bei ca. 4 A respektive 100 W.

$$L_O = (1 - ((1/V_{in\ max}) * NP/NS * V_{out})) * \frac{1}{I_{Ripple}} * V_{out} * \frac{1}{f_{osc}} \quad (1.4)$$

Das Ergebnis dieser Rechnung sind 47,44 uH. Für diese Induktivität könnte man vier

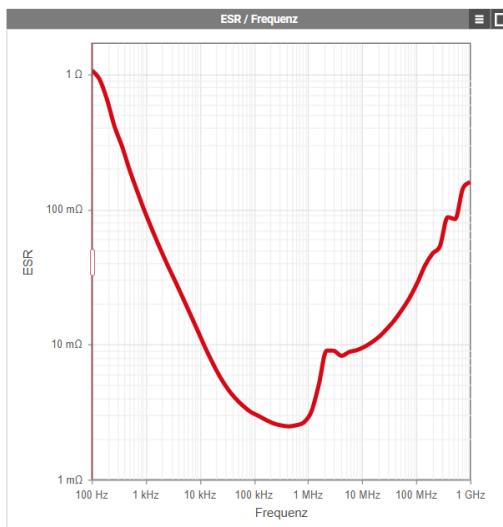


Abbildung 1.16: ESR Kondensator

AGP4233-153ME der Firma Coilcraft zusammenschalten um auf 60 uH zu kommen. Diese sind jedoch viel zu groß für den Bauraum so das die größtmögliche in den Bauraum passende Spulenkombination gewählt wurde. Hierbei handelt es sich um vier AGM2222-562ME die zusammen 22,4uH mitbringen. Hiermit könne wir nun den neuen Ripple-Strom bestimmen welchen wir für die Auslegung des Kondensators brauchen.

$$I_{\text{Ripple}} = \frac{V_{\text{out}}}{L_O * f_{\text{osc}}} * 1 - \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in max}}} * NP/NS \quad (1.5)$$

Die Ripple-Spannung V_{Ripple} wird auf 1% der Ausgangsspannung festgelegt (0,24 V). Nun brauchen wir noch den **Äquivalenter Serieller Widerstand (ESR)** der Kondensatoren welche verwendet werden sollen. Es ist gängige Praxis einige Keramik Kondensatoren mit niedrigem ESR zu verwenden und ein größeren Elektrolytkondensator zur Dämpfung größere Lasttransienten. Diese Rechnung würde man nun mit einem angenommenen typischen ESR von z.b 3 mOhm durchführen und Sie dann für die tatsächlichen Werte wiederholen, wenn entsprechende Kondensatoren ausgewählt wurden. Bei vielen Kondensatoren ist im Datenblatt oft nur ein **Dissipation SFaktor (DF)** angegeben, in diesem Fall sollte man beim Hersteller nach weiteren Informationen suchen. So hat die Firma Würth Elektronik (WE) Diagramme zur ESR in ihrem separatem Tool, dem Red Expert. In der Abbildung 1.16 ein Beispiel wie solch ein Diagramm aussehen kann.

$$C_O = \frac{I_{\text{Ripple}}}{(8 * f_{\text{osc}} * (V_{\text{Ripple}} - I_{\text{Ripple}} * ESR))} \quad (1.6)$$

Für die Kapazität werden zwei 22 uF Multilayer Ceramic Capacitor (MLCC)'s und ein 2,2

Tabelle 1.3: Berechnung Ausgangs- Kapazität und Induktivität

Eingangsparameter		
I_{Ripple}	4 -> 8,47	A
V_{Ripple}	0,24	V
ESR	1,6	$m\Omega$
Ergebnisse		
L_{O1}	47,44 -> 22,4	uH
C_{O1}	45,334	uF

mF **Elko!** (**Elko!**) der Firma WE in parallel verschaltet.

Nun folgt die Berechnung der Fangschaltung bestehend aus Clamp Kondensator und einem RC Snubber (C16 - 18 & 20 - 22 & R15).

$$C_{\text{CL}} = \frac{10}{H_{\text{Prim}}} * \left(\frac{1 - D_{\min}}{2 * \pi * f_{\text{osc}}} \right)^2 \quad (1.7)$$

mit H_{Prim} in uH

und f_{osc} in kHz

Nun können wir den Snubber mit folgenden Formeln aus dem Datenblatt berechnen.

$$C_{\text{S}} = 6 * C_{\text{CL}} \quad (1.8)$$

$$R_{\text{S}} = \left(\frac{1}{1 - D_{\max}} \right) * \sqrt{\frac{H_{\text{Prim}}}{C_{\text{CL}}}} \quad (1.9)$$

mit H_{Prim} in H

Tabelle 1.4: Snubber Berechnung

Eingangsparameter		
H_{Prim}	3900	uH
Ergebnisse		
C_{CL1}	4,1	nF
C_{S1}	24,4	nF
R_{S1}	2297	Ω

Nun folgt die Berechnung der Schaltorgane, beginnend mit dem Primärseitigen Powerswitch (Q6). Zu erst bestimmen wir die maximale Drain-Spannung wie folgt.

$$V_{\text{DS}} = \frac{V_{\text{in max}}^2}{V_{\text{in max}} - (V_{\text{out}} * NP/NS)} * \text{Sicherheit}(20\%) \quad (1.10)$$

Dann bestimmen wir die einzelnen Leistungsabfälle am Schalter.

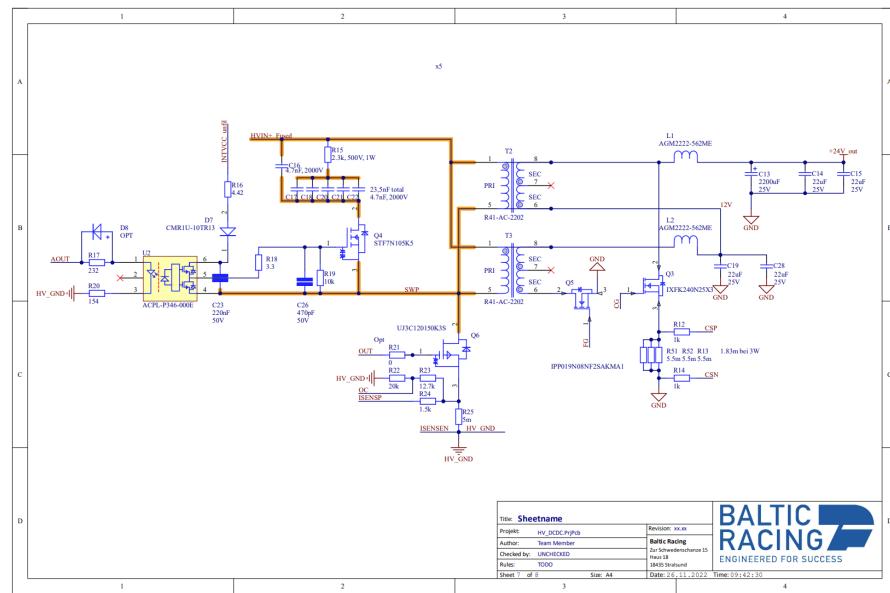


Abbildung 1.17: Schaltplan HV-DCDC Transformer

$$P_{\text{conduction}} = NP/NS * \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in max}}} * (NS/NP * I_{\text{out}})^2 * R_{\text{DS on}} \quad (1.11)$$

$$P_{\text{Gatedriver}} = Q_{\text{G}} * INTV_{\text{CC}} * f_{\text{osc}} \quad (1.12)$$

$$P_{\text{Turn on}} = \frac{1}{2} * I_{\text{out}} * NS/NP * V_{\text{DS}} * \frac{Q_{\text{GD}}}{I_{\text{Gate}}} * f_{\text{osc}} \quad (1.13)$$

$$P_{\text{Turn off}} = \frac{1}{2} * I_{\text{out}} * NS/NP * \frac{V_{\text{in max}}}{1 - D_{\text{max}}} * \frac{Q_{\text{GD}}}{I_{\text{Gate}}} * f_{\text{osc}} \quad (1.14)$$

$$P_{\text{gesamt}} = P_{\text{conduction}} + P_{\text{Gatedriver}} + P_{\text{Turn off}} + P_{\text{Turn off}} \quad (1.15)$$

!!!!!!weiter?????!!!!

1.2 HV Distribution

Bei der HV Distribution handelt es sich um eine Box welche mittig hinter dem Fahrer angeordnet ist. Diese Box beinhaltet alles an HV-Elektrik was nicht im Akkumulator oder in den Umrichtern zu finden ist. Hier ist auch der Service Disconnect untergebracht.

1.2.1 Tractive System Measuring Point (TSMP)

Die TSMP befinden sich seitlich am Fahrzeug wo auch der Hauptschalter zu finden ist. Sie stellen eine genormte Schnittstelle dar um mit einem Duspol, oder Multimeter an die Spannung des TS gelangen zu können. Hierbei müssen laut Regelwerk geschirmte Bananenstecker eingesetzt werden. Weiter muss für die Buchsen am Fahrzeug eine Abdeckkappe oder Blindstecker vorgesehen werden. Zur Absicherung der TSMP müssen diese mit Widerständen in Reihe an den HV-Kreis angebunden werden. Das Regelwerk sieht hierbei in unserem Spannungsbereich $15\text{k}\Omega$ vor. Der Kritische Wert wonach die TSMP ausgelegt werden müssen ist das Leistungsrating, da diese auf kontinuierlichen Kurzschluss ausgelegt sein müssen.

Eine Formel zu Berechnung der Leistung am Widerstand ist folgende.

$$P_{\text{elektrisch}} = I^2 * R \quad (1.16)$$

Der Strom errechnet sich aus.

$$U = R^2 * I \quad (1.17)$$

Umgestellt nach I.

$$I = \frac{U}{R} \quad (1.18)$$

Da im Kurzschlussfall die Spannung über beide Widerstände anliegt, verdoppelt sich der Widerstand.

Tabelle 1.5: TSMP Berechnung

Eingangsparameter		
R	15	$k\Omega$
U	600	V
Ergebnisse		
I	20	mA
$P_{\text{elektrisch}}$	12	W

Daraus schlussfolgert sich das die $15\text{k}\Omega$ Widerstände mit einem Leistungsrating von mindestens 12 W benötigt werden.

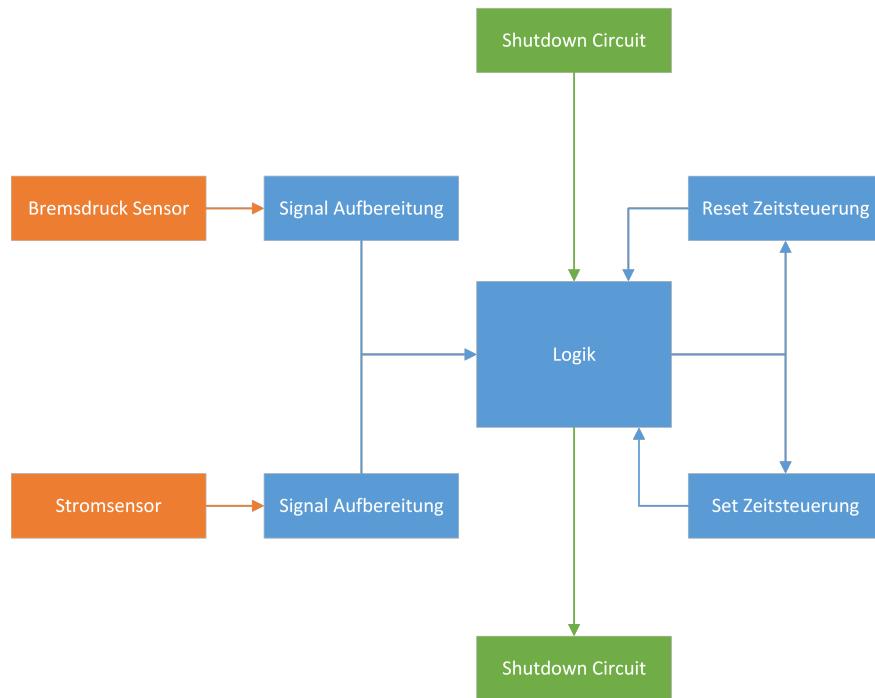


Abbildung 1.18: BSPD Blockdiagramm

1.2.2 Brake System Plausibility Device (BSPD)

Die Aufgabe des BSPD ist es das Fahrzeug in dem Fall einer Störung des Gaspedales in einen Sichereren Zustand zu überführen. Hierfür wird der Strom zu den Umrichtern als auch der Bremsdruck gemessen und beim Eintreten eines im Regelwerk definierten Schwellwertes für das gleichzeitige auftreten beider Signale muss das Abschalten des Antriebes erfolgen. Abbildung 1.18 soll einen Überblick über den Signalfluss ermöglichen.

Bei den Eingangssignalen handelt es sich um analoge Spannungen. Für Signalaufbereitung oder auch Digitalisierung der Signale werden Schmitt-Trigger eingesetzt. Die Logik besteht aus diversen Logikgattern und die Set-/Reset-Schaltung besteht aus RC-Gliedern mit nachgeschalteten Schmitt-Triggern. Beim SDC handelt es sich um ein **Solid State Relais (SSR)** welches von der BSPD-Logik schlussendlich angesteuert werden soll. Ein öffnen des SDC führt damit zu einem Herunterfahren des Antriebes.

Zur Auslegung von Schmitt-Triggern.

Die Funktionsweise eines Schmitt-Trigger kann anhand des Bildes erkannt werden. Er ermöglicht es ein analoges Signal in ein Digitales umzuwandeln. Dabei ist es möglich festzulegen welche Spannungspiegel am Ausgang des Schmitt-Trigger anliegen (U_{HA} und U_{LA}) bei welchen

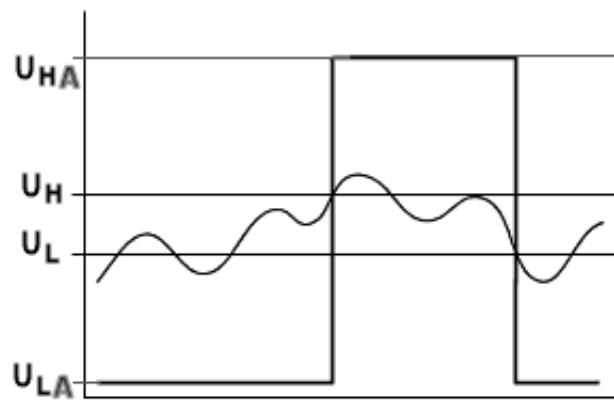


Abbildung 1.19: Signal am Schmitt-Trigger

Spannungspegeln der Trigger high respektive low schalten soll (U_H und U_L). Das vorliegen unterschiedlicher Pegel zum Schalten wird Hysterese genannt. Sinn für das vorliegen ist, das Verhindern des rapiden Umschaltens zwischen high und low Zustand direkt am Schwellwert aufgrund von Signalrauschen.

Folgend Beispielhaft die Auslegung eines nicht Invertierenden Schmitt-Triggers wie er im Bild 1.21 zu sehen ist. Die andere Ausführung ist die eines Invertierenden.

Zur Berechnung sollten sich U_{HA} und U_{LA} sowie U_H und U_L aus dem Betriebsfall ergeben. R_1 sowie R_3 können frei gewählt werden. R_1 ist hierbei der Verbund aus R_3 und R_4 .

Die beiden folgenden Gleichungen liegen zu Grunde

$$U_H = U_{ref} + (U_{HA} - U_{ref}) * \frac{R_1}{R_1 + R_2} \text{ mit } R_1 = \frac{R_3 * R_4}{R_3 + R_4} \quad (1.19)$$

Und.

$$U_L = U_{ref} - (U_{ref} - U_{HA}) * \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (1.20)$$

Mit den folgenden Gleichungen lassen sich R_2 und R_4 bestimmen.

$$R_2 = R_1 * \frac{U_{HA} - U_{LA}}{U_H - U_L} \quad (1.21)$$

$$U_{ref} = (U_H - U_{LA}) * \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_{LA} \quad (1.22)$$

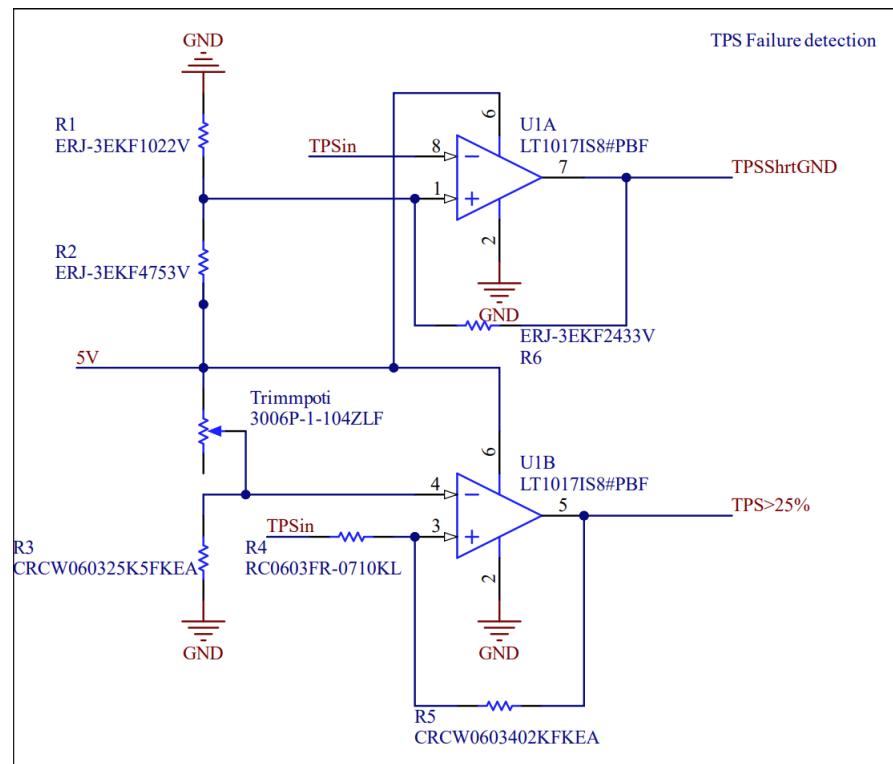


Abbildung 1.20: Schaltplan Stromsignal Konditionierung

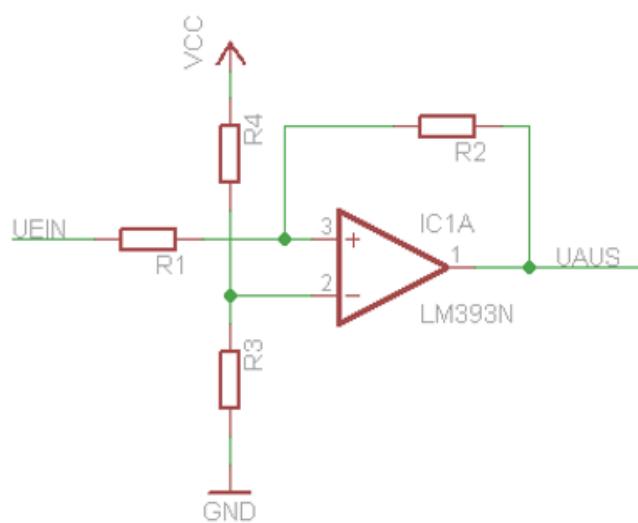


Abbildung 1.21: Topologie des nicht Invertierenden Schmitt-Trigger

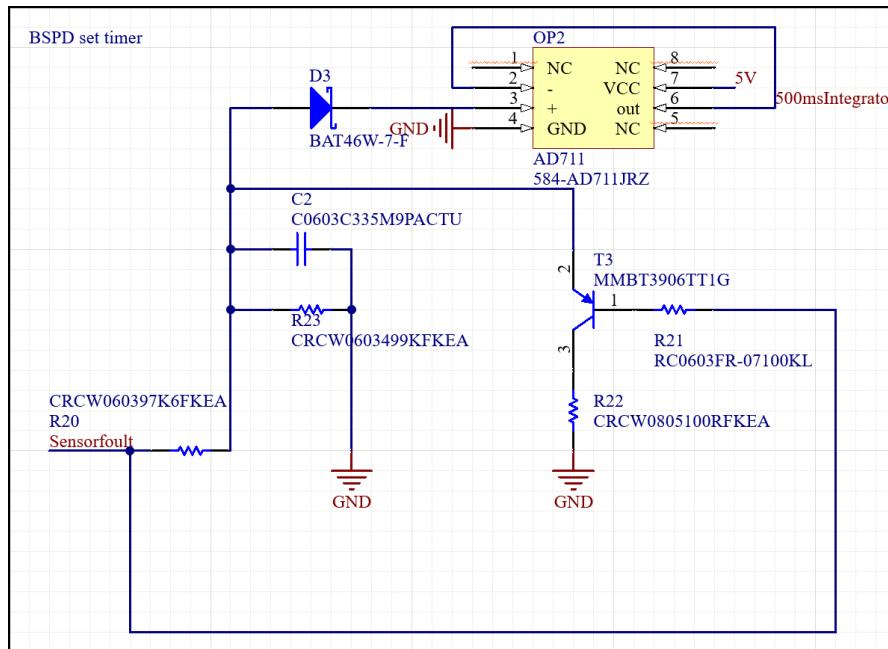


Abbildung 1.22: Schaltplan BSPD-Integrator

$$R_4 = R_3 * \frac{VCC - U_{ref}}{U_{ref}} \quad (1.23)$$

Zur Auslegung der Zeitsteuerung.

Die Zeitsteuerung besteht aus einem Kondensator C2 welcher über den Widerstand R20 geladen wird, einer Diode D3 um Rückkopplung zu vermeiden, einem Widerstand R23 um den Kondensator langsam zu entladen, einem Spannungsfolger OP2 um die Schaltung von dem nachgeschalteten Schmitt-Trigger zu entkoppeln und einem Transistor T3 der den Kondensator in kurzer Zeit bei Bedarf entladen kann.

Für die Berechnung ist die Ladezeit des Kondensators über den Widerstand R20 bis zur Schaltspannung des Schmitt Triggers zu ermitteln. Dies lässt sich mit folgender Gleichung Lösen.

$$U_a = U_e * (1 - e^{\frac{1}{R * C * t}}) \quad (1.24)$$

Alternativ kann der Schmitt Trigger aber auch auf 0,63 fache der Eingangsspannung gesetzt werden was der einfachen Zeitkonstante des RC Gliedes entspricht. Damit bestimmt sich C wie folgt.

$$C = \frac{\tau}{R} \quad (1.25)$$

Mit Beispielhaften Auslegeparametern ergeben sich folgende Werte.

Tabelle 1.6: Schmitt-Trigger Rechnung

Eingangsparameter		
τ	0,5	s
R	100	$k\Omega$
Ergebnisse		
C	5	uF

Das BSPD-Sensorboard hat zum Zweck einen Stromsensor zu kreieren der ein Stromsignal von 0-100 A in ein Spannungssignal von 0,5-4,5 V über den Bereich von 0-10 A zu erzeugen. Die 0,5 V Offset haben zum Ziel eine Kurzschlusserkennung auf Masse als auch auf Versorgung zu ermöglichen. Der relevante Messbereich von 0-10 A entsteht aus den Regelwerksanforderungen die vorgeben das der Fehlerzustand bei einer abgerufenen Leistung größer 5kW eingestellt werden muss, was bei 600 V in einem Strom von 8,3 A resultiert. Dieser Bereich muss möglichst robust ausgewertet werden können.

Zur genauen Funktion. U1 ist ein Hall-Effekt Stromsensor mit einem Übersetzungsfaktor von 1000. Heißt 10 A ergeben 10 mA Stromfluss am Ausgang. Der Widerstand R2 ist so gewählt das bei einem Strom von 10 mA, 5 V über den Widerstand abfallen und wir so in den Messbereich kommen. Der Widerstand R1 ermöglicht nun das konstante einspeisen von ca. 0,5 V und die Diode das Begrenzen der max. Spannung auf 4,5 V.

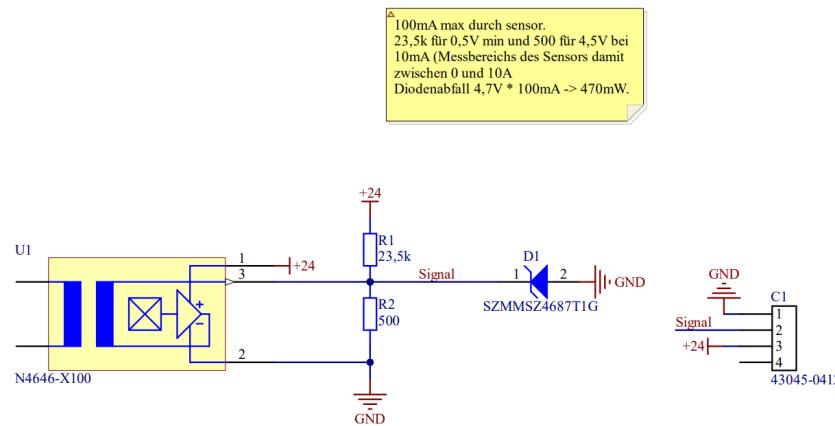


Abbildung 1.23: Schaltplan BSPD-Sensorboard

1.2.3 Discharge

Die Discharge Schaltung soll bei Abschalten des Fahrzeug die Zwischenkreiskondensatoren entladen. Ziel ist es das System möglichst schnell in einen Spannungsfreien und damit sicheren Zustand zu überführen.

Dies kann mit Hilfe von **Positive Temperature Coeficient (PTC)**-Widerständen geschehen. Das Regelwerk sieht vor das der Zwischenkreis in maximal 5 s auf 60 VDC oder weniger zu bringen ist. Dies muss für 3 aufeinanderfolgende Entladevorgänge möglich sein.

Die Ansteuerung erfolgt über den SDC welcher über den Steckverbinder C2 eingebunden ist. Von dort wird der Optokoppler U1 bestromt. Dieser steuert Strom vom Gate des Mosfet's Q1 weg Richtung TS- so das der Mosfet öffnet. Wenn der SDC geöffnet wird, steigt die Spannung am Gate auf 20 V und der Mosfet steuert TS+ auf TS- über die PTC-Widerstände durch. Dadurch wird die Spannung im Zwischenkreis in den PTC-Elementen abgebaut.

Die Formel für die Berechnung der PTC-Elemente ist dem Datenblatt für die PTCEL Serie der Firma Vishay zu entnehmen.

$$N_{\text{PTC}} = \frac{N_{\text{dump}} * K * C * U^2}{2 * R * C_{\text{th}} * (T_{\text{sw}} - T_{\text{u}})} \quad (1.26)$$

Damit ergibt sich das 2 PTC's des Typ 17R251 oder 17R501 verwendet werden müssen.

Die Entladezeit kann wie beim BSPD über die Zeitkonstante bestimmt werden, in diesem Fall näherungsweise über die 3 fache. Damit ergibt sich eine Entladezeit von max. 1,2 s.

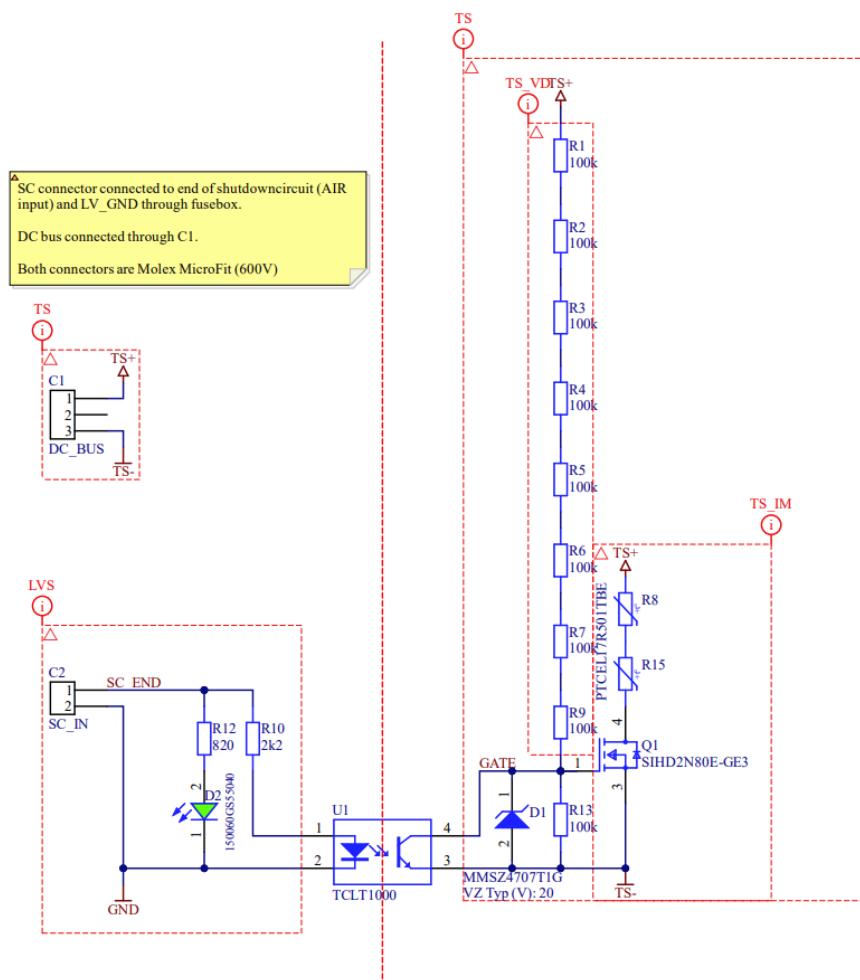


Abbildung 1.24: Schaltplan Discharge

Tabelle 1.7: PTC Berechnung

Eingangsparameter			
T_{SW}	130	$\check{r}C$	Datenblatt Wiederstandsverlauf
K	1	–	Datenblatt -> DC
C_{th}	2,3	J/K	Datenblatt -> PTCEL17
T_u	60	$\check{r}C$	Worst Case
C	400	uF	2x DTI 500 Kapazität
U	600	V	
N_{dump}	4	–	min 3 Regelwerk
Ergebnisse			
N_{PTC}	1,79	–	

1.3 Tractive System Active Light (TSAL)

Das TSAL ist eine Lampe im Mainhoop die 360 Grad rundherum zum Fahrzeug anzeigt ob das TS eingeschaltet ist oder nicht und ob ein Fehler vorliegt. Damit ergeben sich drei Zustände, TSAL Rot blinkend heißt TS-on, TSAL grün leuchtend heißt TS-off und TSAL aus heißt entweder Low Voltage System (LVS) ausgeschaltet oder Fehler im TS. Die gesamte Logik ist dabei in nicht programmierbaren Bausteinen umzusetzen.

1.3.1 Logik auf Discharge

Das Herz der Schaltung ist ein Verarmungstyp N-Fet. Wenn die Gate-Source Spannung $V_{GS} = 0$ V ist, dann lässt dieser Fet Strom durch. Ab einer Spannung von 47 V wird die Zehnerdiode durchbrochen und ein Strom fließt, dieser Strom verursacht einen Spannungsabfall am Widerstand R18 von ca. 2,2 V bei einem mA so das V_{GS} negativ wird und der Fet den Stromfluss zu begrenzen beginnt. Der Fet agiert zusammen mit dem Widerstand wie eine Konstantstromquelle. Diese Steuert den Optokoppler durch so das wir auf der LV-Seite ein Signal erzeugt haben.

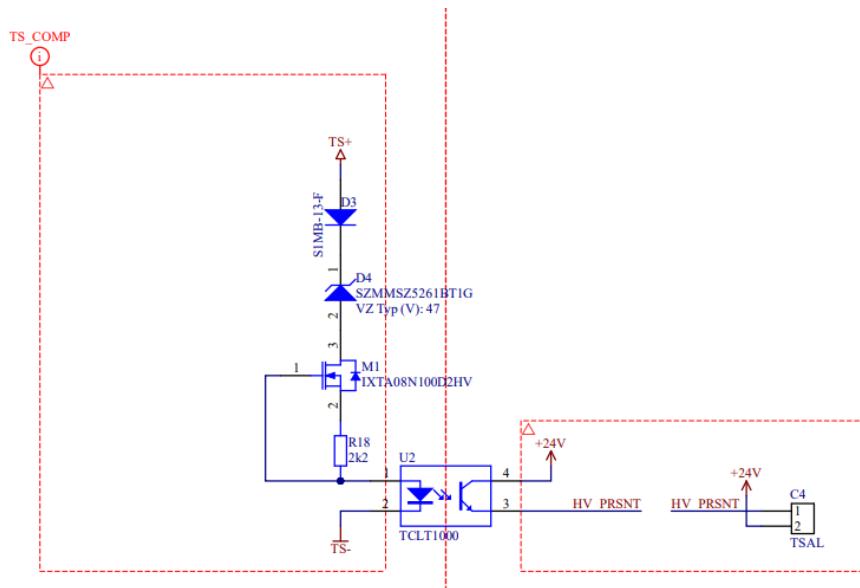


Abbildung 1.25: Schaltplan Konstantstromquelle Discharge

1.3.2 Logik auf AMS Master

Nachdem die diversen Signale für den Zustand der AIR's etc. vorliegen geht es darum sie logisch miteinander zu verschalten. Zuerst wird dafür in U8a-c verglichen ob die vorhergesehenen und tatsächlichen Zustände für die Relais übereinstimmen. Die XOR-Gatter geben dabei immer einen high-Pegel und damit einen Fehlerzustand aus, wenn dies nicht der Fall ist. Zweitens gilt es nun zu plausibilisieren ob auch Spannung auf dem System anliegt. Sofern entweder der Precharge oder das positive AIR und das negative AIR geschlossen ist bedeutet dies, dass der Stromkreis geschlossen ist. Damit sollte Spannung anliegen. Da die Relais Signale bereits plausibilisiert wurden geht es bei dieser Schaltung darum zu prüfen ob das Spannungssignal etwas anzeigt, wenn dies vom Relais Zustand her der Fall sein sollte. Der Fehlerzustand tritt in der Schaltung nur ein wenn die Ausgänge von U11A und U12A high sind, was wiederum dadurch hervorgerufen wird, dass bei U11A das Signal vom Precharge oder das vom positiven AIR high ist und bei U12A das Signal vom negativen AIR high ist und das Danger-V-Signal low ist. Anschließend werden all diese Signale noch mit dem AIR-error-Ausgang verodert und in den Latch gegeben. Der Latch besteht hauptsächlich aus dem FlipFlop U26A. Der Sinn dieses ist, dass wenn ein Fehler gesetzt wird dieser auch permanent bestehen bleibt und das System sich nicht selbst zurücksetzen kann. Um beim einschalten des Systems unplausible Zustände abzufangen befindet sich ein RC-Glied am CLR-Eingang des FlipFlop so das dieser solange keine Signale annimmt bis das System den stationären Zustand erreicht hat. Nun gibt es noch an U9B das TS-on Signal welches eine Veroderung der verschiedenen Relais- und des Spannungs-/signales darstellt. Heißt wenn irgendwas mit den .AIR's passiert oder

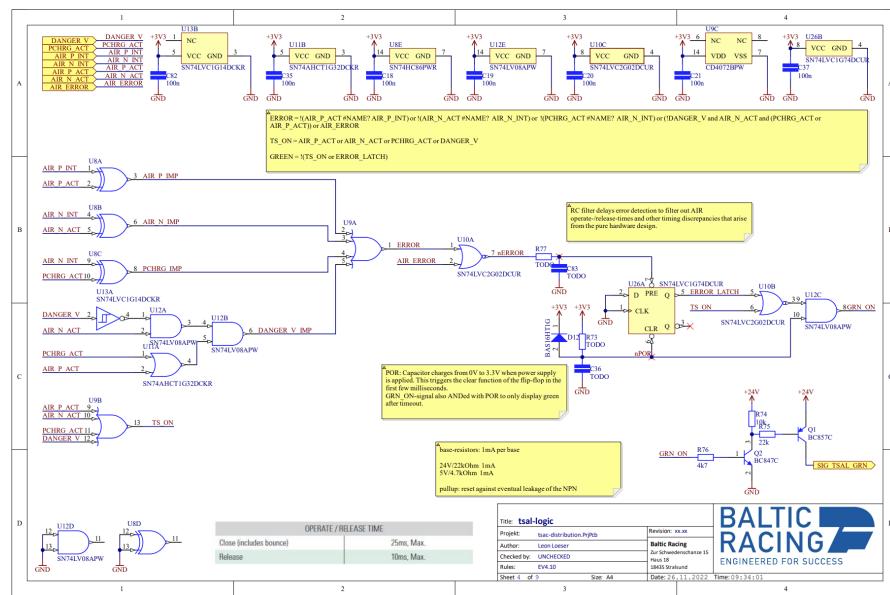


Abbildung 1.26: Schaltplan TSAL-Logik AMS-Master

Spannung auf dem System liegt ist das TS-on. Der Ausgang des Error Latches und des TS-on Signales wird nun in ein NOR-Gatter gegeben so das der GRN-on Zustand der das TSAL grün aufleuchten lässt nur eintritt wenn was TS nicht on ist und kein Fehler vorliegt. Weiter ist das Signal noch mit dem POR verundet so, dass das Grün-Signal erst aufleuchtet wenn das System auch tatsächlich arbeitet.

1.3.3 Schaltung auf TSAL

Das TSAL besteht wesentlich aus drei funktionellen Blöcken. Der Blink-Schaltkreis basierend auf einem NE 555, Die **Light Emitting Diode** (LED)'s selber und ein LED-Treiber mit seiner Beschaltung. Der LED-Treiber ist nach Datenblatt aufgebaut. Das Red und Green Signal gehen beide auf den PWM-Eingang des Treibers so das wenn das TSAL aus sein soll der Treiber in den sleep mode geht. Bei den LED's handelt es sich um Horticulture 6868 Ceramic LED's von WE. Diese wurden in den vorherigen Jahren auch auf dem Bremslicht verwendet und zeichnen sich durch hohe Leistungsdichte aus. Am ende der LED-Ketten befindet sich ein Mosfet welcher durch das Red oder Green Signal durchgeschaltet und damit der Stromkreis um die LED's geschlossen wird. Der NE 555 wird genutzt um ein Taktsignal mit einer Frequenz von 2-5 Hz zu erzeugen. Dies wird benötigt da das TSAL im Falle des eingeschalteten TS mit einer Frequenz in diesem Bereich rot blinken soll.

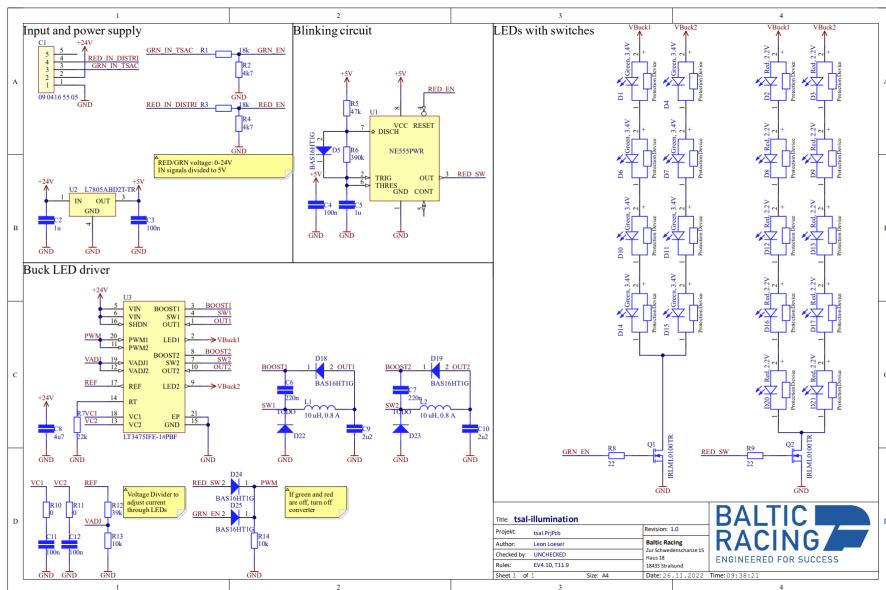


Abbildung 1.27: Schaltplan TSAL

2 Elektromechanische Systeme

2.1 Akkumulator

An dieser Stelle geht mein Dank an Tim Schweers, der dieses Projekt besonders in der mechanischen Auslegung und der Konstruktion so tatkräftig mitgetragen hat.

2.1.1 Die Akkuzelle

Wichtig bei der Zellenauswahl ist das stets jede individuelle Zelle für sich begutachtet werden muss. Es gibt bei den diversen Bauformen und chemischen Zusammensetzungen gewissen Tendenzen welche im Folgenden erläutert werden. Jedoch ist die Überlappung dieser Eigenschaften in der Regel so groß das sich augenscheinlich vollkommen unterschiedliche Zellen für einen ähnlichen Einsatzzweck eignen.

2.1.1.1 Vergleich der Speicherarten

Im nachfolgenden wird die zuerst die Energie berechnet die ein Formula Student Fahrzeug bei einem Bremsvorgang freisetzt und damit die Energie die man speichern können müsste um mit der Speicherform auf sinnvolle Art und Weise eine Rekuperation umzusetzen. Im Anschluss wird diese Energie in eine ungefähre Masse umgesetzt um zu zeigen inwiefern sich diese Form der Energiespeicherung für den Einsatz eignet. Im nachfolgenden wird die Masse bestimmt um 6 KWh Energie zu speichern da, dies der Energieverbrauch eines Formula Student Fahrzeuges in der Disziplin des Endurance ist. Dieser Wert wurde im Rahmen eines Benchmarkings mit den Fahrzeugen anderer Teams über die letzten Jahre 2016 bis 2019, sowie einer Lap Time Simulation (LTS) errechnet.

Im folgenden errechnen wir die Energie welche bei einem durchschnittlich Bremsvorgang eines Formula Student Fahrzeug aufgenommen werden müsste.

$$E_{\text{kin}} = \frac{1}{2} * m * v^2 \quad (2.1)$$

Tabelle 2.1: Bremsvorgang Berechnung

Eingangsparameter		
mFahrzeug	300	m/s
vStart	30	m/s
vEnd	5	m/s
Ergebnisse		
Ekin	93,8	KJ

Physikalische Speicher (Kondensatoren)

Kondensatoren erreichen ein sehr hohes Leistungsgewicht, zeichnen sich jedoch durch eine geringe Energiedichte aus, sowohl gravimetrisch als auch volumetrisch. Daher eignet sich diese Form der Energiespeicherung nur um kurzfristige transienten zu glätten aber nicht als Hauptenergiespeicher

Der Kondensator mit der höchsten energiedicht welcher bei WE verfügbar ist erreicht 3600 J/Kg. Somit würde man ca. 26 Kg dieser Kondensatoren brauchen um damit rekuperieren zu können. Bei einem angepeilten Gewicht von ca. 50 Kg für den gesamten Energiespeicher stellt dies nach aktuellem Stand keine sinnvoll einsetzbare Technologie dar.

Thermische Speicher (Salzakkumulator)

Diese sind im Rahmen der Formula Student verboten Stand 2022, daher wird hier nicht weiter auf diese Form des Energiespeichers eingegangen

Mechanische Speicher (Schwungrad)

Sie zeichnen sich durch gute Energie- als auch Leistung/-dichte aus und bilden damit wahrscheinlich am ehesten eine realistische Form des kurzfristigen Energiespeichers für ein Formula Student Fahrzeug. Jedoch sind solche Systeme sehr komplex, sowohl mechanisch, elektrisch als auch Regelungstechnisch im Vergleich zu den anderen Systemen. Die Lagerung und sichere Unterbringung des Schwungrades in einem Formel Fahrzeug birgt große technische Herausforderungen.

Chemische Speicher (Akkuzelle)

Der typische im Rahmen der Formula Student von allen Teams eingesetzte Energiespeicher. In der verfügbaren Bandbreite findet man so ziemlich das Optimum an Leistungs- als auch Energie/-dichte.

2.1.1.2 Runde vs Pouch vs Prismatische Zellen

Die Puchzelle

ermöglicht in der Regelung höhere Packungsdichten und liefert damit eine höhere volumetrische Leistungs- als auch Energie/-dichte. Meist werden verhältnismäßig wenige Akkuzellen benötigt z.b 150 Stück, was die mechanische Komplexität verringert. Jedoch muss bei der Konstruktion hier berücksichtigt werden das die Zellen unter Belastung aufblähen und damit im verbauten zustand Raum benötigen um sich ausdehnen können. Weiter sind diese Zellen aufgrund der Hülle welche aus einer dünnen Folie besteht anfällig gegenüber Beschädigungen.

Die Rundzelle

hat den Vorteil der Standardisierung und damit der guten Verfügbarkeit als auch Austauschbarkeit für künftige Designänderungen. Erfahrungsgemäß sind die Fertigungstoleranzen hier verhältnismäßig eng gesteckt so das ein Matching der Zellen entfallen kann. Es bedarf jedoch meist sehr vieler Zellen um den Akku aufzubauen z.b. ca. 600 Stück was die mechanische Komplexität nach oben treibt.

Die Prismatische Zelle

Hierbei handelt es sich idR um vorgefertigte Pakete aus Pouch- oder Rund/-Zellen welche Anschraubpunkte, Terminals für die Busbar und Steckverbinder für das AMS als auch die Temperaturmessung mitbringen. Meist kann hier eine passende Steuerung gleich mit erworben werden. Dieses System vereinfacht den Entwicklungsaufwand drastisch, ist jedoch sehr teuer. Erfahrungsgemäß wird hier der 2 bis 3 fache Betrag im Vergleich zu den anderen Lösungen fällig. Weiter ist das System deutlich schwerer aufgrund des Vorhaltens von universalen Schnittstellen und damit schlechterer Systemintegrierung.

Im rahmen des TY22 haben wir uns für den Einsatz von Rundzellen entschieden da diese nach unserem Kenntnisstand gravimetrisch die höchste Energiedichte liefern, wir uns langfristig auf ein Konzept festlegen wollten und so bei Einsatz einer neuen Akkuzelle nur geringfügige Änderungen an dem Akku machen müssen, sofern das 18650 Format weiterhin populär bleibt. Außerdem war dies im Rahmen der Lieferschwierigkeiten im Bereich der Akkuzellen im Jahr 2021 die beste Option um tatsächlich auch an Akkuzellen für den Bau des Fahrzeuges zu kommen.

2.1.1.3 Die Zellauswahl

Um zu sehen ob eine Zelle für den geplanten Einsatz geeignet ist, muss zuerst ermittelt werden wie ein Vollständig konfigurierter Akku hiermit aussehen würde um die Eckdaten zu ermitteln. Dies wurde mit der Hilfe einer Excel Tabelle umgesetzt.

Eingabe Werte		
Input Daten	Cell Type	34
	U_nenn	3,6
	U_max	4,2
	I_Peak	186
	m	02
	Wh/Ah * Nennspannung)	44,6
	m [kg]	224
	Preis	
Akku Parameter	Desired Avg P	60000
	n	230,4
	m_B [kg]	516
	max V	570
	n abgerundet	231
	m_B [kg]	30,24
	Desired Wh	7500
	n	188,16
	m_B [kg]	37,67
	Desired max P	90000
	n	115,21
	m_B [kg]	25,81
Config bestimmung	U_max	230,4
	Gerundet	230
	Anzahl Serieller Zellen	115,0
	Gerundet	115
	Anzahl Parallel Zellen	1,7
	Gerundet	2
Gesamt Parameter	U_max	483
	Wh	10258
	Energie [MJ]	37
	m [kg]	52
Stack-aufteilung	Max Stack Parameter (Rules)	
	120 V	4,0
	12 Kg	4,3
	6 MJ	6,2
	Großster Teiler	6,2
	mindest an Zellen pro Stack	7
	Zellen per Stack	Whenode Zelle
	12	9,6
	Gerundet	10,0
	Differenz	0,4
	11	10,5
	Gerundet	10,0
	Differenz	0,5
	10	15
	Gerundet	12,0
	Differenz	0,5
	Anzahl Serieller Zellen pro S	12
	Anzahl Serieller Stacks	10
Fertige Akku	Config	1205 2P
	max V	504
	avg P	32
	Avg P (kW)	62,5
	max P (kW)	187,5
	n_zellen	240
	m [kg]	53,8
	I_Peak [A]	372
	Preis [€]	-

Abbildung 2.1: Ausschnitt aus der Zellauswahl Excel

Unter dem Punkt Input Daten werden die Zellparameter aus dem Datenblatt der Zelle angegeben. Unter den Akkuparametern werden nun die Zielbedingungen bzw., Grenzwerte für den Akku bestimmt. Die min Avg. P. ist hierbei ein Parameter für die im Endurance angestrebte Leistung, die max. V ergibt sich aus der Spannungsfestigkeit des TS, besonders relevant sind hierbei die Elektromotoren. Die min. Wh geben die mindestens vorgesehene Akkukapazität vor und die min. max. P. die angestrebte maximale Leistung die der Akku leisten muss. Aus diesen Parametern wird folgend eine minimal benötigte Zellanzahl bestimmt. Unter dem Punkt Akkuconfig wird nun die vorherig höchste bestimmte Zellanzahl ermittelt und gerundet. Hieraus bestimmen wir nun die Anzahl der parallel und seriell verschalteten Zellen und runden auf ganze Zellen.

Dies ergibt dann einige Gesamtparameter für den akku.

Unter dem Abschnitt Stackaufteilung werden die Zellen jetzt nach den Parametern des Regel-

werkes möglichst optimal in Stacks aufgeteilt. Der Zielwert hierbei ist es, dass die tatsächliche Anzahl an Akkuzellen größer ist als die vorher errechnete benötigte Anzahl, es wird also aufgerundet. Weiter soll möglichst eine gerade Anzahl an Stacks herauskommen so das sich die Stacks im Akku möglichst leicht verteilen lassen. Hierbei können wir drei verschiedene Anzahlen von Zellen pro AMS vorgeben die analysiert werden sollen.

Schlussendlich ist das Ergebnis ein fertig konfigurierter Akku. Diese Konfigurationen können nun gegenübergestellt und die Anzahl der weiter zu analysierenden Zellen eingegrenzt werden.

Zur weiteren Analyse wurde auf Messdaten zurückgegriffen welche auf den Internetseiten dampfakkus.de und lygte-info.dk bereitgestellt wird. Aus diesen Daten ergeben sich folgende 2 Diagramme.

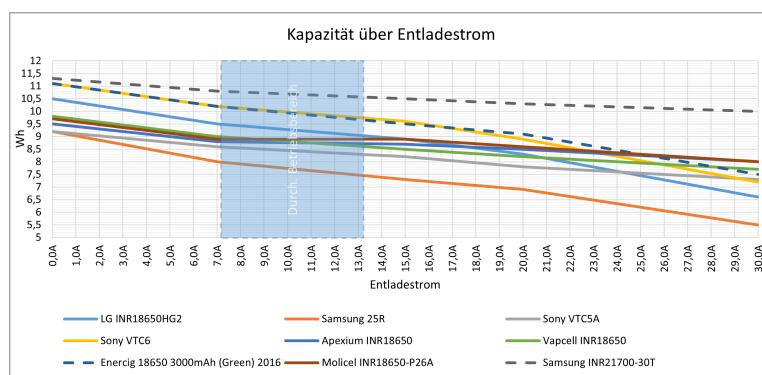


Abbildung 2.2: Kapazität über Entladestrom

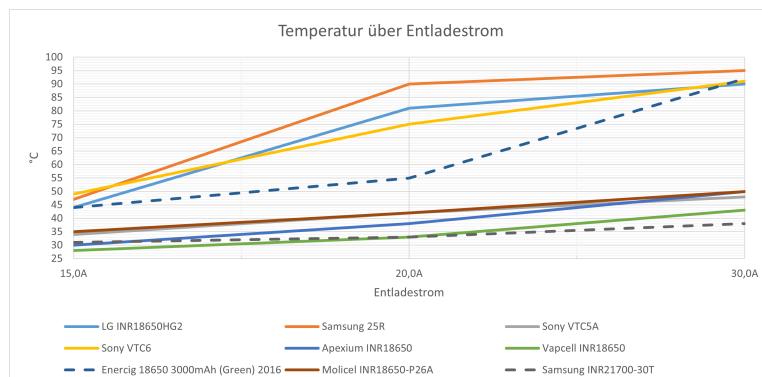


Abbildung 2.3: Temperatur über Entladestrom

Das erste Diagramm ermöglicht es einen Eindruck von der Entladeeffizienz des Akkus, besonders bei hohen Strömen zu bekommen. Das Optimum wäre hier eine Horizontale Linie am oberen Rand des Diagramms. Hierbei sticht die Samsung INR21700-30T besonders hervor. Das zweite Diagramm ermöglicht uns einen Eindruck von der thermischen Performance zu

erlangen. Laut Regelwerk der Formula Student darf keine Akkuzelle zu einem Zeitpunkt die 60°C Marke überschreiten. Nichtbeachten führt zur Disqualifikation. hierbei sticht auch die vorher genannte Samsung Zelle hervor als auch die Vapcell INR18650

Hierbei vergleichen wir Rundzellen von verschiedenen Baumaßen, ein Vollständiger Akku mit den Samsung INR21700-30T wäre 7Kg schwerer als einer mit der Sony VTC6. Daher müssen am Ende alle erlangenden Erkenntnisse Berücksichtigt werden.

2.1.1.4 Elektrisches Modell der Zelle

Das Elektrische Modell ist für die Modellierung in der LTS relevant. Hierbei werden die Limitierungen die sich aus dem Akku und dem restlichen Antriebsstrang ergeben simuliert. Ein Beispiel ist die sinkende Antriebsleistung bei abfallen der Spannung durch sinkenden State Of Charge (SOC). Das aktuelle Modell greift dabei auf zwei Datensätze zu um das verhalten zu modellieren. Einmal die Entladeeffizienz bzw. einen korrigierten Entladestrom, als auch auf ein Spannungskennfeld über den Entladestrom und SOC. Die folgenden Abbildungen 2.4 und 2.5 gelten für die Sony VTC6. Die Daten entstammen wieder der Webseiten dampfakkus.de und lygte-info.dk.

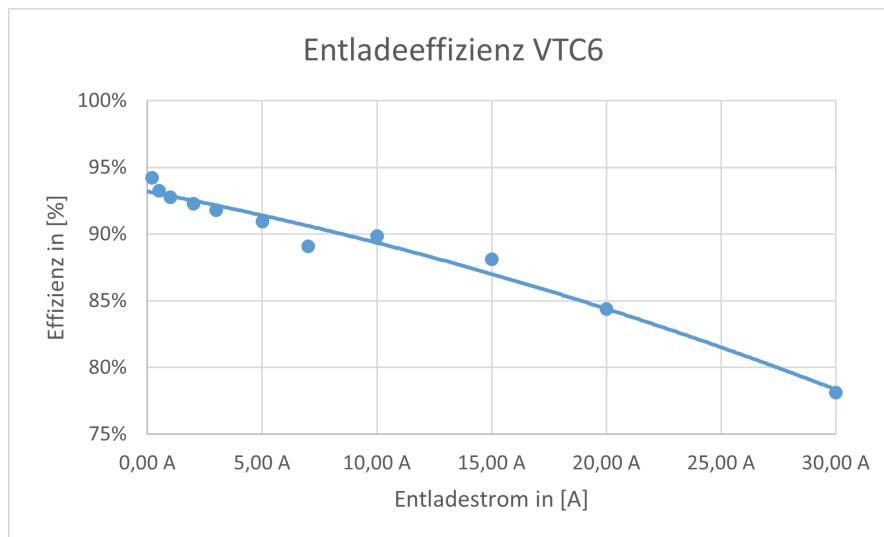


Abbildung 2.4: Entladeeffizienz VTC6

2.1.1.5 Temperaturmodell der Zelle

Auf Basis der Masterarbeit Experimentelle Untersuchung von Batteriesystemen im simulierten niedrigen Erdorbit von Agnes Klein an der Universität Stuttgart konnte ich ein simples thermisches Modell der Akkuzelle erstellen. Bei dieser Arbeit wurde unter anderem die Akkuzellen

			Dischargecurrent [A]										
			0,2	0,5	1	2	3	5	7	10	15	20	30
SOC bezogen auf 3Ah -> 100%	0,00 Ah	0%	2,85	2,8	2,8	2,8	2,8	2,8	2,8	2,8	2,8	2,8	2,8
	0,25 Ah	8%	3,16	3,15	3,13	3,09	3,06	3,03	2,99	2,95	2,88	2,8	2,8
	0,50 Ah	17%	3,32	3,34	3,32	3,3	3,27	3,24	3,2	3,15	3,08	3	2,83
	0,75 Ah	25%	3,48	3,47	3,45	3,43	3,4	3,35	3,31	3,26	3,2	3,13	3
	1,00 Ah	33%	3,57	3,55	3,53	3,5	3,47	3,44	3,4	3,34	3,27	3,2	3,05
	1,25 Ah	42%	3,65	3,64	3,62	3,59	3,55	3,5	3,46	3,41	3,33	3,25	3,11
	1,50 Ah	50%	3,74	3,73	3,71	3,67	3,65	3,6	3,55	3,49	3,4	3,31	3,16
	1,75 Ah	58%	3,81	3,8	3,78	3,75	3,72	3,67	3,62	3,56	3,47	3,38	3,2
	2,00 Ah	67%	3,87	3,85	3,84	3,8	3,79	3,74	3,7	3,62	3,52	3,43	3,22
	2,25 Ah	75%	3,96	3,95	3,93	3,89	3,86	3,81	3,77	3,7	3,6	3,5	3,28
	2,50 Ah	83%	4,05	4,04	4,01	3,98	3,95	3,89	3,84	3,77	3,65	3,55	3,34
	2,75 Ah	92%	4,08	4,07	4,05	4,01	3,98	3,93	3,88	3,81	3,7	3,6	3,4
	3,00 Ah	100%	4,18	4,16	4,14	4,12	4,1	4,075	4,05	3,98	3,88	3,775	3,59

Abbildung 2.5: Spannungskennfeld VTC6

des Types VTC6 innerhalb einer Thermal Vakuum Kammer betrieben und die thermischen Parameter der Zelle ermittelt. In folgender Grafik 2.6 finden sie die dabei ermittelten Parameter.

	Sony US18650VTC6
Leitwert Wärmeleitung Batterie / $\frac{W}{K}$	0,022
Leitwert Wärmeleitung Kammer / $\frac{W}{K}$	0
Umgebungstemperatur / K	296,15
Wärmekapazität Kammer / $\frac{J}{K}$	60.000.000
Wärmekapazität Batterie (innen) / $\frac{J}{K}$	22
Wärmekapazität Batterie (Oberfläche) / $\frac{J}{K}$	22
Strahlungsfaktor Gr = $\epsilon \cdot A / m^2$	0,004
Temperaturkoeffizient $\alpha_T / \frac{1}{K}$	0,0004

Tabelle 11: Parameter des thermischen Modells

Abbildung 2.6: Parameter des thermischen Modells der VTC6

Damit ergibt sich folgende Gleichung.

$$T_{\text{cell i+1}} = (I_{\text{cell}}^2 * R_{\text{cell}} - G_{\text{th}} * (T_{\text{cell i}} - T_u) - G_r * \sigma * (T_{\text{cell i}} - T_u)^4) * \frac{1}{C_{\text{Cell}} * m_{\text{Cell}}} + T_{\text{cell i}} \quad (2.2)$$

Mit dieser Gleichung ergeben sich folgende Kurvenverläufe für eine Auswahl von Entladeströmen.

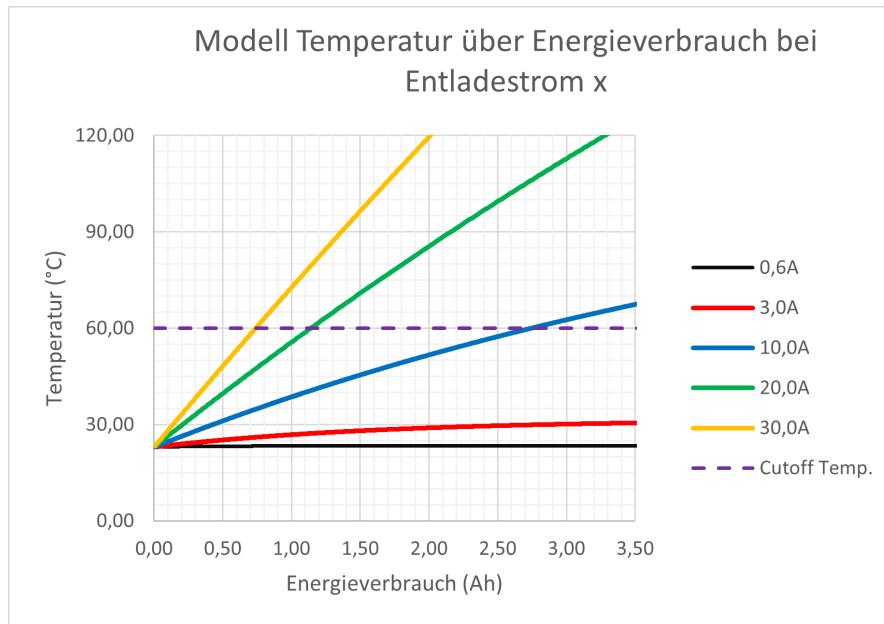


Abbildung 2.7: Temperatur über Energieverbrauch VTC6

Mithilfe der Grafik 2.8 von der Universität BRNO (MATEC Web of Conferences 313, 00045 (2020)) können wir einen Plausibilitätscheck durchführen. Wir haben hier Messdaten von der Sony VTC6. Hierbei sind jedoch die Testbedingungen unbekannt.

Wir sehen, dass das erstellte Modell für den 10 A Graphen um ca. 3°C abweicht. Weiterhin sehen wir das bei der 20 A Linie die 90°C ca. 0,5 Ah früher erreichen. Diese Abweichungen sind nicht insignifikant, zeigen jedoch das unser Modell eher zu hohe als zu niedrige Temperaturen ausgibt was für die Zuverlässigkeit des Fahrzeuges positiv ist, da eine Auslegung der Kühlung mit diesem Modell wahrscheinlich zu einer Überkühlung und damit zu einem zu hohen Gewicht des Kühlsystems führt was für das erste Fahrzeug kein sonderlich großes Problem darstellt. Die Abweichung dürfte darauf zurückzuführen sein dass die Modellparameter im Vakuum ermittelt wurden und insofern Wärmeübertragung durch Konvektion etc. nicht berücksichtigt werden konnte. Um diesem Sachverhalt weiter auf den Grund zu gehen wurde im Anschluss eine Simulation mit Ansys Fluent durchgeführt.

In dieser Simulation wurde ein gesamter Akkustack in seinem Gehäuse simuliert. Dabei wurde mit einem konstanten Strom von 7,2 A simuliert. Dieser Strom ergibt sich aus der rLTS siehe sectrion?????. Die Simulation wurde für 32 min laufen gelassen um ein gesamtes Endurance darzustellen. Ziel der Simulation ist es die Effekte der Konvektion zu berücksichtigen, aber auch zu sehen inwiefern sich die Zellen gegenseitig beeinflussen. Allerdings wurden auch diverse Vereinfachungen getroffen insofern das die Akkuzellen sich uniform aufwärmen. In der Realität dürfte man am negativen Pol der Akkuzelle eine deutlich höhere Temperatur feststellen können als auf der positiven Seite. Weiterhin wurden diverse Teile wie die elektrische

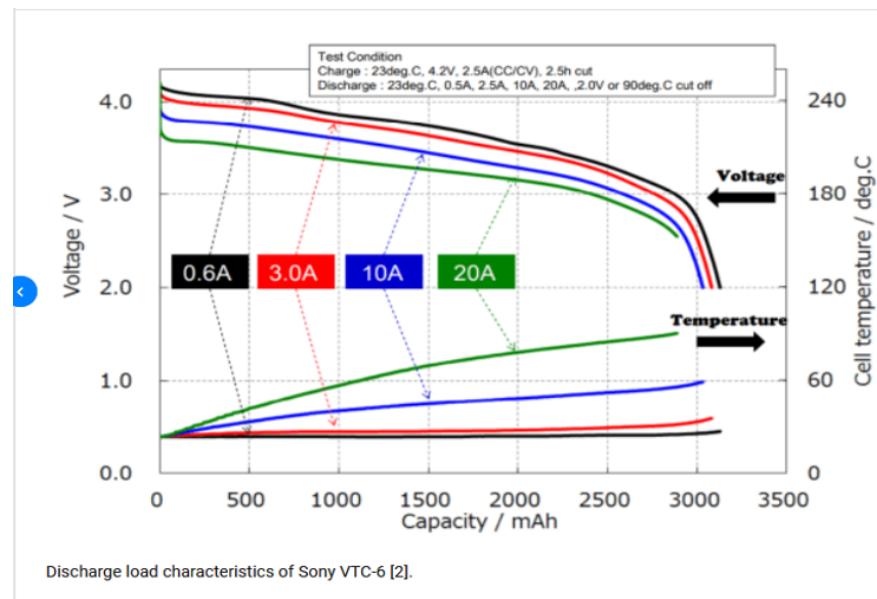


Abbildung 2.8: Messdaten BRNO Temperatur über Energieverbrauch

Isolierung etc. weggelassen da dies den Simulationsaufwand sonst erheblich vergrößert hätte. Mit den vorliegenden Vereinfachungen lief die Simulation für 46 Stunden.

Zur Analyse, wir sehen nach der Simulationszeit eine Höchsttemperatur von 64,85°C und eine Tiefsttemperatur von 62,85°C. In dieser Hinsicht stimmt die Ansys Simulation eher mit der 10 A kurve aus unserem Modell zusammen als mit den Messdaten. Zusammengefasst stellt man fest das definitiv weitere Arbeit in diesem Themenbereich von Nötzen wäre, um zu einer optimalen Lösung zu kommen, dies jedoch aufgrund des engen Zeitplanes und des enormen anderweitigen Aufwandes nicht möglich ist.

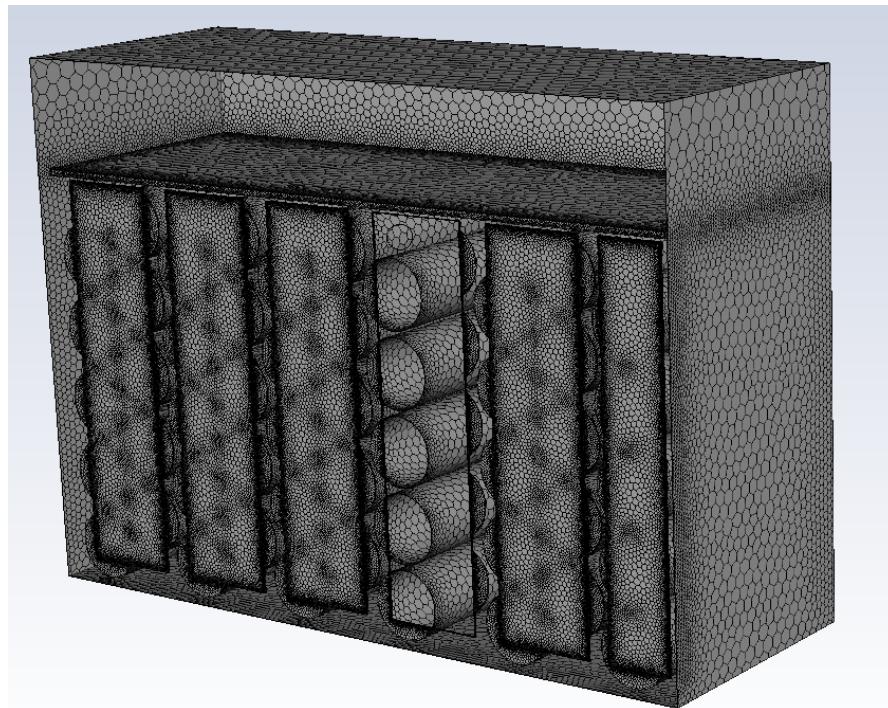


Abbildung 2.9: Mesh der Multiphysik Fluent Simulation des Akkustacks

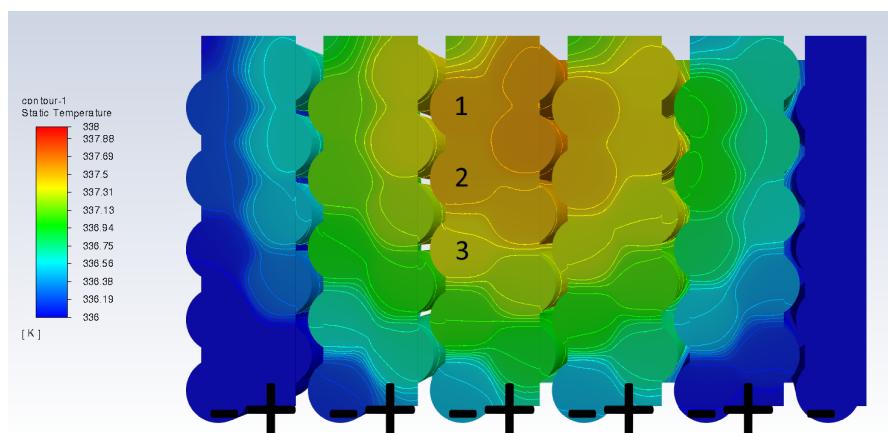


Abbildung 2.10: Multiphysik Simulationsergebnis Akkustack

2.1.1.6 Der Stack Aufbau

Für die Konstruktion des Akkustacks gab es im Laufe der Saison viele Iterationen. Die folgend erläuterte ist eine Optimierte Version derer die für den TY22 gebaut wurde.

Die Zellen sind liegend in Fünferpaketen gestapelt und mit einem Versatz aneinander gereiht um den Leerraum zwischen den Zellen möglichst klein zu halten. Die Busbars verbinden immer ein 5er Negativpole mit einem 5er positiv Pole. Zusätzlich befinden sich in der Nähe der Zellen 2 Ausrichtpins um die Busbar auf dem Stack bei der Montage positionieren zu können. Der Aufbau auf den Polen besteht aus einer angeschweißten Busbar, darauf folgt ein abriebfester Isolator, und dann die Trennwand des Akkus. nach Innen haben wir noch einen 3D gedruckten Halter in dem die Akkuzellen ausgerichtet werden. Dieses ganze Paket wird mit Blindnieten vernietet. Ziel hierbei ist es einen möglichst guten thermischen Kontakt von den Polen der Zelle zum Akkugehäuse herzustellen. Selbiges ist aus Aluminium und flächig mit dem Monocoque verschraubt welches auch aus Aluminium gefertigt ist. dies ergibt eine riesige thermische Masse und stellt so eine Kühlung für den Akku bereit. Die Stack-Seitenwand liegt als L-Profil vor, und wird anschließend mit dem Akkuboden mit Hilfe von M3 Senkkopfschrauben und Ovalmuttern verschraubt. In diesem Zuge sind in die 3D gedruckten Querversteifungen im Stack Ovalmuttern eingeklebt. Diese Querversteifung sorgen einerseits für mechanische Stabilität, stellen aber auch Anbindungspunkte für den AMS-Slave als auch für die Maintenance Plug Steckverbinder bereit. Die Busbar ist auch als L-Profil ausgeführt und lappt oben über den Stack über, diese Finnen werden seitens des AMS-Slaves mit Hilfe von Federkontakte kontaktiert um eine Verbindung für die Spannungsmessung als auch das Balancing herzustellen. Die Negative Temperature Coeficient (NTC)-Sensoren befinden sich in den Leerstellen wo keine Nieten benötigt werden, immer eine Niete mittig in drei Zellen.

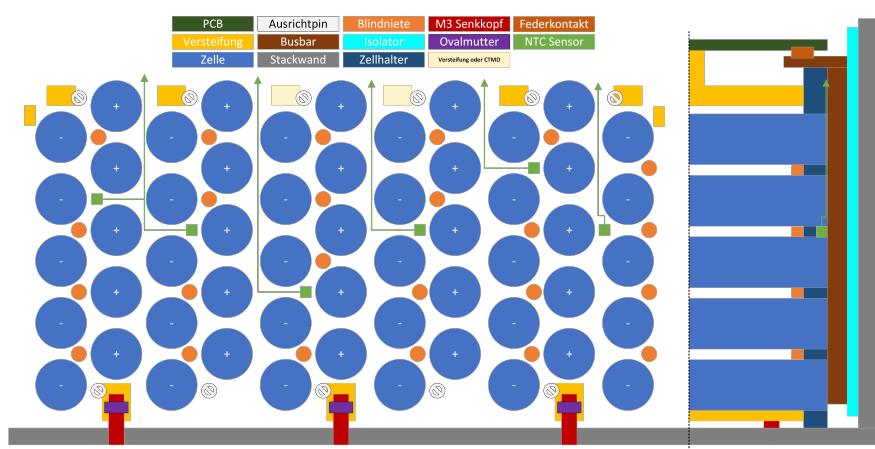


Abbildung 2.11: Prinzipskizze Stackaufbau

Die NTC's sind rückseitig auf die Busbar geklebt. Um das Design günstig zu halten kann die Verbindung über $0,25 \text{ mm}^2$ Kabel erfolgen, welche Sensorseitig auf Lötpads und AMS-seitig in einen Stecker gebracht werden. Bei der Steckverbinderauswahl ist zu beachten das er über einen Verriegelungsmechanismus verfügt, und nicht zu klein ist. Besonders kleine Steckverbinder machen an der stelle die Verarbeitung schwer oder praktisch unmöglich. Präferiert wäre hier ein **Flex-Printed Circuit Board** (PCB), dies ist jedoch idR recht teuer. In dem Stackhalter müssen entsprechende Einkerbungen vorgehalten werden durch die die Kabel zu führen sind. In die Anbindung des AMS-Slave ist ein Feature vorzusehen welches eine leichte Extraktion des Stacks aus dem Akku erlaubt, und bei der Konstruktion der Maintenance Plugs ist auf Ergonomie zu achten, so das ein Mensch mit einem HV-Handschuh noch gefahrlos einen solchen ziehen kann. Weiter ist bei den Maintenance Plugs auf Verstecksicherheit zu achten. Ein letzter Punkt ist die Positionierung des **CellTemperature Measurement Device** (CTMD), also entweder des i-Button oder der kabelgebunden Sensoren mit Steuergerät, je nachdem was die **Formula Student Germany** (FSG) verwenden möge. Hier ist besonders die Positionierung des CTMD am Hotspot schwer nachzuweisen. Eine Simulation kann hier eine Richtung aufzeigen, stellt jedoch einen großen Zeitaufwand dar und ist im allgemeinen so ungenau (ohne signifikanten Zeitaufwand), dass sich nur sehr begrenzt belastbare Aussagen hiermit treffen lassen.

2.1.1.7 Die Busbar

Bei der Auswahl der Materialien für die Busbar sind die Masse als auch die elektrische, respektive die thermische Performance ausschlaggebend. Ein weiterer Maßgebender Faktor sind die möglichen Fertigungsverfahren um den Kontakt zwischen Zelle und Busbar herzustellen. Folgende Grafiken ergeben sich aus den Materialkonstanten und der Erwärmung über den Widerstand der Busbar bei dem entsprechenden Strom und über die Wärmekapazität und die Betriebszeit.

Es ist ersichtlich das Kupfer die beste thermische Performance in Bezug auf die Material-

36A 2771s								
D	Kupfer	Aluminium	Stahl	Nickel	Silber	Nickel400	Hillumin	
0,1	276,7°C	577,4°C		2033,7°C	1011,8°C	363,0°C	746,5°C	1326,2°C
0,2	86,4°C	161,6°C		525,7°C	270,2°C	108,0°C	203,9°C	348,8°C
0,3	51,2°C	84,6°C		246,4°C	132,9°C	60,8°C	103,4°C	167,8°C
0,4	38,9°C	57,7°C		148,7°C	84,8°C	44,2°C	68,2°C	104,4°C
0,5	33,1°C	45,2°C		103,4°C	62,6°C	36,6°C	51,9°C	75,1°C
0,6	30,0°C	38,4°C		78,9°C	50,5°C	32,4°C	43,1°C	59,2°C
0,7	28,2°C	34,3°C		64,0°C	43,2°C	29,9°C	37,8°C	49,6°C
0,8	27,0°C	31,7°C		54,4°C	38,5°C	28,3°C	34,3°C	43,4°C
0,9	26,1°C	29,8°C		47,8°C	35,2°C	27,2°C	31,9°C	39,1°C
1	25,5°C	28,5°C		43,1°C	32,9°C	26,4°C	30,2°C	36,0°C

Abbildung 2.12: BusbarTemperatur bei 36 A und 2771 s

66A 507s							
D	Kupfer	Aluminium	Stahl	Nickel	Silber	Nickel400	Hillumin
0,1	179,0°C	363,9°C	1259,5°C	631,1°C	232,1°C	467,9°C	824,4°C
0,2	62,0°C	108,2°C	332,1°C	175,0°C	75,3°C	134,2°C	223,4°C
0,3	40,3°C	60,9°C	160,4°C	90,6°C	46,2°C	72,4°C	112,0°C
0,4	32,8°C	44,3°C	100,3°C	61,0°C	36,1°C	50,8°C	73,1°C
0,5	29,2°C	36,6°C	72,5°C	47,3°C	31,4°C	40,8°C	55,1°C
0,6	27,3°C	32,5°C	57,3°C	39,9°C	28,8°C	35,4°C	45,3°C
0,7	26,2°C	30,0°C	48,2°C	35,4°C	27,3°C	32,1°C	39,4°C
0,8	25,4°C	28,3°C	42,3°C	32,5°C	26,3°C	30,0°C	35,5°C
0,9	24,9°C	27,2°C	38,3°C	30,5°C	25,6°C	28,5°C	32,9°C
1	24,6°C	26,4°C	35,4°C	29,1°C	25,1°C	27,4°C	31,0°C

Abbildung 2.13: Busbar temperatura bei 66 A und 507 s

150A & 89s							
D vs T @23°C	Kupfer	Aluminium	Stahl	Nickel	Silber	Nickel400	Hillumin
0,1	164,5°C	332,1°C	1144,2°C	574,4°C	212,6°C	426,4°C	749,7°C
0,2	58,4°C	100,3°C	303,3°C	160,8°C	70,4°C	123,9°C	204,7°C
0,3	38,7°C	57,3°C	147,6°C	84,3°C	44,1°C	67,8°C	103,7°C
0,4	31,8°C	42,3°C	93,1°C	57,5°C	34,8°C	48,2°C	68,4°C
0,5	28,7°C	35,4°C	67,8°C	45,1°C	30,6°C	39,1°C	52,1°C
0,6	26,9°C	31,6°C	54,1°C	38,3°C	28,3°C	34,2°C	43,2°C
0,7	25,9°C	29,3°C	45,9°C	34,3°C	26,9°C	31,2°C	37,8°C
0,8	25,2°C	27,8°C	40,5°C	31,6°C	26,0°C	29,3°C	34,4°C
0,9	24,7°C	26,8°C	36,8°C	29,8°C	25,3°C	28,0°C	32,0°C
1	24,4°C	26,1°C	34,2°C	28,5°C	24,9°C	27,0°C	30,3°C

Abbildung 2.14: Busbar temperatura bei 150 A und 89 s

menge bringt, aufgrund der niedrigen dichte Aluminium allerdings gravimetrisch mit Abstand die beste Performance zeigt. Nickel, respektive Nickel400 liegen jedoch nicht weit zurück, lediglich stahl lässt sich aufgrund der Ergebnisse direkt ausschließen.

In Bezug auf die Fertigung ergeben sich bei Rundzellen zwei Wege, einmal das Schweißen aber auch die Federkontakteierung.

Die Kontaktierung über eine Feder an eine Rundzelle sollte dem Leser hinreichend aus anderen batteriebetriebenen Geräten bekannt sein. Hierbei ergeben sich schnell einige Fragestellungen. Einmal die Frage nach der Ermittlung des Übergangswiderstandes. Einflussfaktoren sind die Anpresskraft, die Oberflächenrauigkeit, die Kontaktfläche, als auch der Materialmix. Eine Berechnung ist jedoch praktisch aufgrund des enormen Aufwandes und großer Unsicherheiten kaum möglich. Weiter stellt sich da die Frage wie groß z.b die max. mögliche Anpresskraft auf die Akkuzelle sein kann oder welche Oberflächenrauigkeit ein Pol einer Akkuzelle mit sich bringt. Weiter ist die Relaxation ein Problem. Hierbei würde die Anpresskraft im Verlauf der Zeit abnehmen und damit der Übergangswiderstand steigen. All diese Parameter müssten in Versuchsreihen ermittelt und untersucht werden um auf ein sicheres System zu kommen. Das Verschweißen von Akkuzellen wird dabei gerade im Hochstrombereich bereits industriell angewandt und ist damit hinreichend bekannt.

Bei den Schweißverfahren teilt sich nun der Weg in das Laser bzw. Wolfram Inert Gaß (WIG)-

Schweißen und in das Punkt oder Widerstandsschweißen auf. Ersteres Verfahren ermöglicht das Verschweißen unterschiedlicher Metalle wie z.b Stahl an Aluminium oder Kupfer. Zweitertes Verfahren eignet sich nur für Materialien mit einem verhältnismäßig hohen elektrischen Widerstand da der Schweißpunkt durch die Temperaturentwicklung gebildet wird die entsteht wenn ein hoher Strom durch einen verhältnismäßig hohen Übergangswiderstand geleitet wird. Daher eignet sich das Widerstandsschweißen nur für Nickel oder Stahl. Die anderen Materialien sind nicht inhärent nicht geeignet, stellen aber besondere Anforderungen an den Prozess so das die Standard Geräte hier idR nicht ausreichen. Systemparameter sind beim Widerstandsschweißen die Schweißspannung als auch der Schweißstrom und die Pulsdauer. Ein großer Nachteil des Laser bzw. WIG-Schweißens ist das dieses Verfahren bisher nur im industriellen Maßstab angewandt wird und es keinerlei Geräte für den Hobbybedarf gibt. Dies führt dazu das diese Geräte idR enorm teuer und schwer zu bekommen sind. Hierbei wäre es sicherlich möglich ein typisches WIG-Schweißgerät für diese Zwecke zu modifizieren dies bringt jedoch wieder die entsprechende Unsicherheit in den Prozess. Punktschweißgeräte sind in diversen Ausführungen und Preisklassen gut erhältlich, dies aber nur aus dem Asiatischen Markt, wo die Geräte allem Anschein nach mit größeren Qualitätsproblemen zu kämpfen haben.

2.1.1.8 Der Akkumulator Container

Der Akku besteht aus 12 Einzelstacks. Hierbei befinden sich 6 nebeneinander und davon 2 Reihen hintereinander. In der vorderen Sektion die unter den Fahrersitz ragt befinden sich die AIR's als auch die übrige Akkumulator Elektronik wie das IMD der AMS-Mster und der HV-DCDC. Der Akkumulatorcontainer besteht aus Aluminium. Dabei muss vom Regelwerk her der Boden mindestens 3,2 mm und die wände 2,3 mm Dick sein. Gewählt wurden respektive 4 mm und 2,5 mm. In der ersten Version handelt es sich bei dem Container um mehrere geschweißte Biegeteile. Solch ein Konstrukt zeichnet sich jedoch durch derart starken Schweißverzug aus das bei der Folgeversion eine Kombination aus Nieten kleben, schrauben und schweißen anzuraten ist. Gerade mit dem überarbeiten Stack Konzept lässt sich eine reine Schweißkonstruktion nicht mehr umsetzen. Hierbei währen die Stackwände vernietet und verschraubt, die Bodenwanne eine Biege-Schweißteil, der Deckel ein Biegeteil und etwaige interne Anbindung für z.b die HV-Stecker sind geklebt.

!!Bild von aktueller CAD mit Beschriftung!!

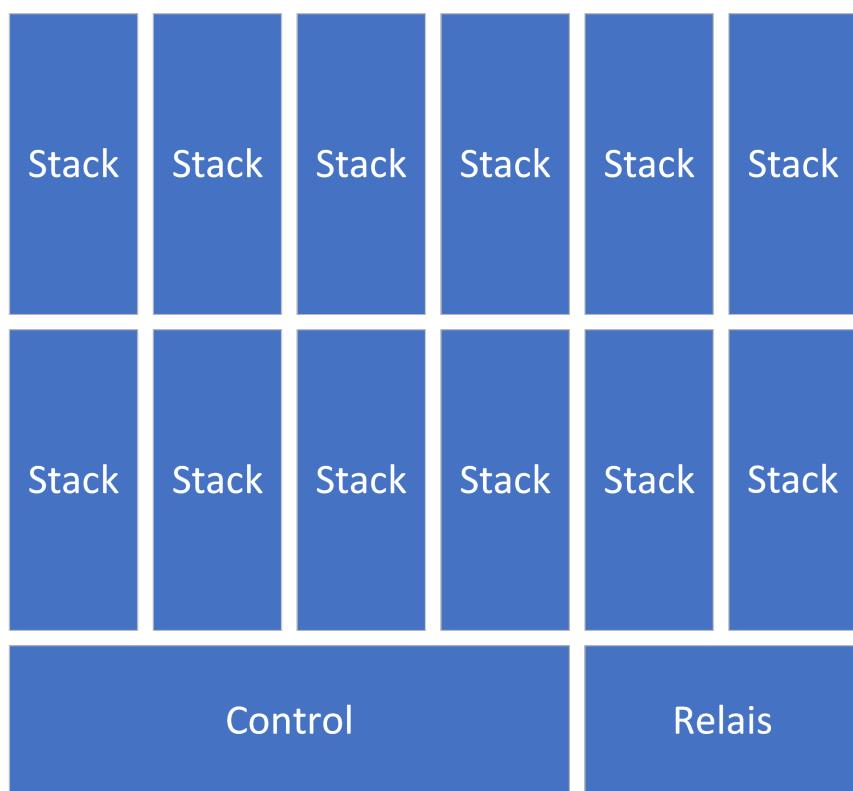


Abbildung 2.15: Layout des Akkumulators

2.2 Elektromotor

Für die Auswahl des Elektromotors gibt es 5 verschiedene in der Formula Student allgemein anerkannte Lösungen. Diese werden nachfolgend erläutert.

2.2.1 Emrax

Beim Emrax Motor handelt es sich um eine Axial Flux Permanent Magnet Synchron Maschine (PMSM). Zusammenfassend sind die Emrax Motoren sehr flach, haben aber einen großen Durchmesser. Sie zeichnen sich durch ein hohes Drehmoment und damit verhältnismäßig niedrige Drehzahlen aus, im Bereich von 7-8K Revolutions Per Minute (RPM). Sie sind nur in recht großen Formaten und damit großen Leistungen erhältlich so das ein 1 oder 2 Motoren Antriebskonzept realisierbar ist. Außerdem handelt es sich hierbei um eine reine Kauflösung.

2.2.2 AMK

Die AMK Motoren sind Radial Flux PMSM. Sie sind insofern eher lang und haben kleine Durchmesser. Die Bauform gleicht insofern eher dem klassischen Elektromotor. Sie zeichnen sich durch extrem hohe Drehzahlen aus, oberhalb der 20k und damit durch eine enorme Leistungsdichte. Sie sind in eher kleinen Leistungsbereichen zu bekommen so das beinahe nur ein Allradantrieb sinnvoll umsetzbar ist. Auch hierbei handelt es sich um eine reine Kauflösung.

2.2.3 Fischer

Die Motoren von Fischer sind im großen und ganzen gleichzusetzen mit den AMK Motoren. Der große Unterschied ist das hier das Gehäuse selbst designt werden muss und alle Teile selber gefertigt werden müssen. Dies stellt große Herausforderungen die Fertigungstechnik da es sich dabei auch um 5-Achs gefräste Titanteile handelt.

2.2.4 Asia & Co

Eine weitere Optionen wäre es günstige Motoren eines Asiatischen Hersteller zu beschaffen, als Beispiel wäre hier die Firma Freerchobby zu nennen, es gibt aber viele mehr. Diese Motoren zeichnen sich durch ein herausragend niedrigen Preis aus sowohl für den Motor als auch den zugehörigen Motorcontroller. Problematisch hierbei ist, das diese Motoren in der Regel nur bis Spannungsbereiche von 120 V verfügbar sind. Der dabei bei 80 kW resultierende Strom ist enorm. Heißt das entweder die Leistung zu reduzieren wäre oder die elektrische des Auslegung des TS besondere Ansprüche gestellt hätte. Weiter stellt sich hier die Frage der Zuverlässigkeit.

2014 bis 2016 ist man im Racing Team einen Einzylindermotor der Firma Borossi gefahren, welcher sich durch nicht vorhandene Haltbarkeit auszeichnete und so 3 Saisons in folge torpedierte. Daher sind die anderen optionen sofern erschwinglich vorzuziehen. Sollte das Budget aber besonders eng sein, können diese Motoren durchaus eine valide Alternative darstellen.

2.2.5 Selbstbau

Der Selbstbau ist die nächste Entwicklungsstufe nach dem Fischer Motor. Nun gilt es nicht nur den Motor selber zu Fertigen sondern auch die gesamte Vorauslegung zu machen. Es gibt nur wenige Teams die einen Selbstbau wagen, und noch weniger setzen es erfolgreich um.

2.2.6 Entscheidungsfindung

Im Rahmen dieser Projektarbeit soll das Konzept für den ersten E-antrieb unseres Formula Student Teams entstehen. Damit kommen bereits viele Herausforderungen, so das wenn möglich der Aufwand und die Komplexität zu verringern ist. Damit wurde sich für den Emrax Motor entschieden, da ein Selbstbau als auch nein Allradantrieb nicht zur Option standen

2.3 Wechselrichter

Der Wechselrichter wird benötigt um den Motor sauber anzusteuern. Ziel ist es aus Gleichstrom aus dem Akku einen Frequenz und Amplituden regelbaren Strom zu erzeugen mit dem der Motor kontrolliert werden kann. Hier gibt es auch wieder diverse Hersteller die im folgenden verglichen werden sollen

!!!Tabelle!!! mit daten

2.4 Kabelbaum

(zusammen mit Nico Bieberich) Der Kabelbaum lässt sich bei einem Elektrofahrzeug in mehrere Funktionsgruppen unterteilen. Einmal haben wir den Datenbus zur Kommunikation der Steuergeräte im Fahrzeug. In unserem Fall ist das ein Controller Area Network (CAN)-Bus. Dann den sogenannten SDC zur Absicherung der Systeme bzw. einleiten eines sicheren Zustandes in dem Fall das ein Fehler auftritt. Weiter gibt es die Gruppe der HV-Kabel dies umfasst Leistungsführende Leiter für Akku, Umrichter und Motor als auch HV-Signalleiter für z.b. die TSMP. Dann haben wir noch die LV-Versorgung für alle Systeme im Fahrzeug. Dann gibt es den Sensorbaum, dieser umfasst die Versorgungs- als auch Daten/-Leitungen für

Tabelle 2.2: Steckertypen Tabelle

Steckertypen					
Name	W2W/W2B	Montage	Sealed	Einsatzbereich	Pinanzahlen
Molex Micro Fit	both	Wire	no	HV/LV	2-20
Molex CMC/CMX	W2B	Panel	Yes	LV	28-154
TE HD10/20/30	both	both	Yes	HV	3-47
Molex Mizu P 25	W2W	Wire	Yes	LV	2-4
Binder Sub M9	both	both	Yes	LV	2-8
Binder M12 Power	both	both	Yes	HV	2-8
Würth WRBHD2.54	W2B	Wire	No	LV	10

jegliche Sensorik im Fahrzeug. Abschließend gibt es noch alles andere was sich nicht hierunter kategorisieren lässt. Dies umfasst z.b einzelne analoge oder digitale Datenleitungen wie z.b die Ethernet Leitung für den FSG Logger oder die Abzweigleitung des Bremsdruckes für das BSPD. Auf die einzelnen Gruppen wird im folgenden detailliert eingegangen.

Wichtige generelle Überlegungen beim Kabelbaum sind jegliche Maßnahmen die den Kabelstrang **Dümmster Anzunehmender User** (DAU) sicher machen. Sprich verpolssichere Steckverbinder, Belegung der Stecker so, dass ohne Verpolschutz kein Kapitalschaden eintritt, Logische Farbcodierung sowohl der Kabel, als wenn möglich auch der Steckverbinder, sodass beim Zusammenbau keine Fehler gemacht werden und dies einheitliche über Jahre durchgängige geführt und damit auch Dokumentiert.

Die Dokumentation hierfür finden sie in den folgenden Tabellen ??, ??, ??, ??

Verpolschutz, richtige pins auf heißer seite, etc. etwas mehr ausführen

2.4.1 CAN-Bus

Beim CAN-Bus handelt es sich um ein Multi-Master Bus mit zwei normalerweise verdrillten symmetrischen Datenleitungen. Wichtig zu beachten ist das der CAN-Bus immer als Linientopologie aufgebaut werden sollte und dabei die Anzahl an Stichleitungen möglichst klein zu halten ist. Weiterhin muss an den enden der Linie ein 120Ω Widerstand eingesetzt werden. Für Stichleitungen empfiehlt sich bei Problemen in der Buskommunikation ein $4,7 \text{ k}\Omega$ Widerstand zur Terminierung der Datenleitungen einzusetzen.

Tabelle 2.3: Kabel & Stecker Farbtabelle

Farbtabelle		Mizu P25	
Kabel		CAN Schwarz 4Pin	
White		GND	1
Brown		CANH	2
BrownGreen		24V	3
Yellow		CANL	4
Leiter		Sensor Weiß 4Pin	
White		GND	1
WhiteYellow		5V	2
WhitePink		24V	3
WhiteRed		Signal	4
HV-Leiter		SDC Schwarz 3Pin	
Red		SD _{in}	1
Black		SD _{out}	2
Blue		SDC _{indicator}	3
BlueRed		Servos Weiß 3Pin	
BlueWhite		Signal	1
Voilet		GND	2
Yellow		8.3V	3
Mehrader		Brakelight Weiß 3Pin	
Yellow		Signal	1
		GND	2
		24V	3
Binder SubM9		CAN 4Pin	
		GND	1
		CANH	2
		24V	3
		CANL	4

2.4.2 LVS Versorgung

Die LVS Versorgung läuft in einer Sternkopologie von der Fusebox aus. Hier befinden sich die mittels Mikrocontroller überwachten Sicherungen für alle elektrischen Verbraucher. Ausnahmen hiervon sind die Versorgung des SDC welcher am **Low Voltage Main Switch (LVMS)** starten muss als auch die Versorgung des BSPD welches direkt vom LVMS versorgt werden muss. Die Versorgung der Steuergeräte welche per CAN-Bus mit der Fusebox verbunden sind läuft zusammen in einem 4 Ader Kabel mit dem CAN-Bus und entspricht daher eher einer Linientopologie. Die Masseleitung laufen an insgesamt 3 verschiedenen Sternpunkten auf das Chassis zusammen. Einer befindet sich am abnehmbaren Heck des Fahrzeugs, einer rechts hinter der Firewall im Fahrzeug und einer im Vorderbau des Fahrzeugs.

2.4.3 Sensor Kabelbaum

Der Sensorkabelbaum besteht aus beinahe ausschließlich 4 Ader Kabeln welche 24 V, 5 V, GND und ein Signal führen. Diese Kabel laufen sternförmig von jedem der Sensorhubs zu den entsprechenden Sensoren.

2.4.4 Shutdown Circuit

In der obenstehenden Graphik ist der sogenannte SDC abgebildet. Oben Links befindet sich die Versorgung bzw. der Anfang des SDC bestehend aus dem Kickstarter für den HV-DCDC und der Hauptschaltung für den LVMS. Oben rechts befindet sich die TS-aktivierungs-Logik. Im Dashboard des Fahrzeuges befinden sich 2 Knöpfe, einer um das TS einzuschalten und einer um die Motoren freizuschalten und damit das Losfahren zu ermöglichen. Die Kommunikation erfolgt hier über den CAN-Bus direkt zum AMS-Master. Auf dem Rest des Schaltplanes ist von oben nach unten der gesamte SDC mit all seinen Elementen abgebildet. Am Ende des SDC befinden sich die AIR's welche direkt vom SDC betrieben werden müssen. Weiterhin wird dort das SDC_{END} -Signal abgezweigt welches den Ausgangsstatus des SDC abzweigt und z.B dem Discharge bereitstellt.

Wichtig beim SDC zu beachten ist das an möglichst vielen Stellen Stichleitungen eingebracht werden um den SDC überwachen zu können. Dies hilft enorm bei der Fehlereingrenzung. Weiter sollte der Querschnitt der Kabel nicht zu dünn gewählt sein. Der Strom im SDC liegt bei ca. 0,24 A, da hierüber die AIR's direkt geschaltet werden müssen und hat am Ende eine beträchtliche Länge im Fahrzeug und damit einen nicht zu vernachlässigen Widerstand.

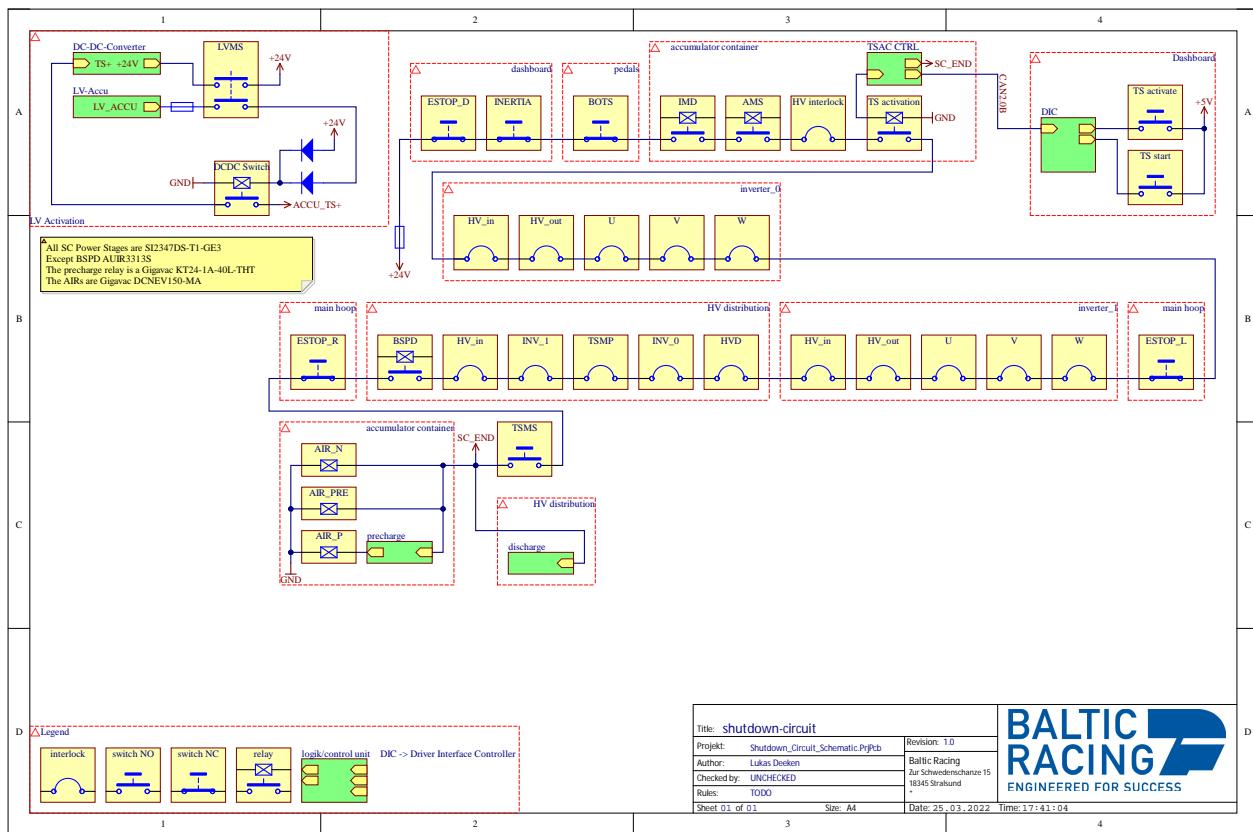


Abbildung 2.16: SDC Schaltplan

2.4.5 Kabeldimensionierung

Bei der Kabeldimensionierung wurden 2 unterschiedliche Ansätze angewandt. Einmal die Dimensionierung nach DIN VDE 0298-4 und einmal anhand einer Tabelle. Zweiteres empfiehlt sich standardmäßig für so gut wie alle Anwendungen. Ersterer ist hierbei nur für die Stromführenden HV-Leiter sinnvoll anzuwenden. Die Querschnittsberechnung ließe sich mit einem physikalischen Modell noch weiter treiben, auf dies wurde jedoch aufgrund des Zeitmangels verzichtet. Folgend ist einmal die bisher verwendete Tabelle 2.17 aufgeführt. Die Quelle der Tabelle war <http://www.learn-about-electronics.com/> allerdings ist dies mittlerweile nicht mehr aufzufinden. Bei der Tabelle ist zu beachten das die Ströme für Chassis Wiring verwendet werden. Unter Power Transmission versteht man hier Leiter die mit geringen Verlusten z.B. in einer industriellen Umgebung Ströme über lange Wege z.B. von Haus zu Haus leiten sollen.

Nun soll im Anschluss einmal die Berechnung der Querschnitte nach DIN VDE 0298-4 (Anhang) dargestellt werden.

Nach 9.4 können wir für ungleichmäßige Ströme den Quadratischen Mittelwert zur Leiterquer-

schnittbestimmung ansetzen. Den Quadratischen Mittelwert des Stromes der Elektromotoren erhalten wir indem wir das mittlere Drehmoment am Elektromotor bestimmen, hierfür müssen wir auf die Daten aus der LTS zurückgreife, in Zukunft empfiehlt es sich die Berechnung einmal mit den Daten aus dem tatsächlichen Fahrzyklus nachzurechnen. Das Drehmoment was wir hier erhalten liegt bei 68,2 Nm pro Motor. Im Handbuch des Emrax 208 (Anhang) befindet sich ein Parameter der uns den **Root Mean Square (RMS)**-Strom in A pro NM Drehmoment an der Ausgangswelle angibt. Dieser liegt bei 0,8 Nm/A_{RMS}.

Damit lässt sich ermitteln das der Quadratische Mittelwert des Stromes bei ca. 85,3 A liegt. Nun lässt sich mit Hilfe von Tabelle 9.2 der Strom für den Verlegungstyp E (Verlegung wie Motorleiter) für verschiedene Kabelquerschnitte ermitteln. Wir ermitteln für 16 mm² einen Strom von 80 A für 3 belastete Leiter und für 25 mm² respektive einen Strom von 101 A. Zur Sicherheit wurde hier an der Stelle auf 25 mm² zurückgegriffen, allerdings sollten in Zukunft durchaus mal Versuche mit 16 mm² für die Motorleiter unternommen werden da dies zu einer durchaus signifikanten Gewichtersparnis führen kann.

Für den DC-Bus wurde das gleiche vorgehen angewandt. Hier bekommen wir den Strom direkt aus der LTS mit 53 A. Das ergibt nach Typ E mit 2 belasteten Leitern 10 mm² Querschnitt. Jedoch konnten wir keine Steckverbinder finden welche 10 mm² Kabel akzeptiert und ein entsprechendes Rating hat weshalb wir hier auf 16 mm² und damit einen max. Strom von 80 A gegangen sind. Auch hier gilt wieder das noch Möglichkeiten der Gewichtersparnis bestehen.

2.4.6 Hochvolt Kabelbaum

Der HV Kabelbaum besteht aus 3 Kabelsträngen, einer befindet sich innerhalb des Akkus, einer innerhalb der HV-Distribution und einer verbindet diese beiden Geräte sowie die Motoren und die Inverter miteinander.

Wichtig zu beachten ist das alle HV-Kabel Orange und entsprechend isoliert sein müssen. Außerdem dürfen HV- und LV-/Kabel nicht zusammen verlegt werden bzw. sollte es der Fall sein müssen die LV-Kabel auch nach HV Spezifikation isoliert sein.

Es gilt besondere Achtsamkeit bei den Leiterquerschnitten sowie den Mindestbiegeradien an den Tag zu legen. Bei den Steckern ist besonders das Spannungsrating Problematisch, da hier gerne nur das **Alternating Current (AC)-** oder **DC/-Rating** gegeben wird und hier dann entsprechend umzurechnen ist. Hierbei wird das AC-Rating mal 1,41 gerechnet um das korre-

spondierende DC-Rating zu erhalten.

Bei den HV-Leitern ist die Möglichkeit von Aluminium Leitern interessant. Hier wurde damals von der Firma Coroflex die Zusage gemacht das sollte ein Auftrag für ein derartiges Kabel reinkommen, würde man für das Team eine entsprechende Menge kostenlos mit fertigen. Evtl. ließe sich hier in Zusammenarbeit mit anderen Teams eine nennenswerte Menge abnehmen so das sich die Produktion für ein Unternehmen lohnt. Hierbei allerdings beachten das die bisherige Dimensionierung nur für Kupferkabel gilt und dementsprechend im besten Fall noch einmal mit dem Unternehmen zusammen durchgeführt werden sollte.

Ansonsten gilt zu beachten das man gerade diese Mehradriges Kabel, sprich Kabel mit 3 mal 25 mm², wie sie dieses Jahr verwendet werden nicht serienmäßig in orangener Ausführung bekommt, was bedeutet, dass man das Kabel auf jeden Fall einmal in orangenen Schrumpfschlauch einschrumpfen muss. In diesem Zuge wurde auch die Schirmung um die Kabel selbst eingebracht da dies im Gegensatz zur kommerziellen Lösung eine Gewichtersparnis von ca. 1 kg auf das gesamte Fahrzeug brachte. Außerdem sollten jegliche Stellen wo die Isolierung der HV-Kabel verletzt wird z.b an Kabelschuhen etc. immer ein Schrumpfschlauch mit Innenkleber angebracht werden. Es empfehlen sich besonders Schläuche mit einem Schrumpfungsverhältnis 3:1. Hierbei gilt zu beachten das es diese Schläuche idR auch nicht in Orange gibt weshalb in dem Fall immer ein Klebeschrumpfschlauch als auch ein orangener angebracht werden sollte. Für die mehradrigen Kabel wurde sich entschieden da diese insgesamt eine Gewichtersparnis bringen und am Ende für ein deutlich saubereres und ordentlicheres Gesamtbild sorgen. Bei der Montage der HV-Leiter ist zu beachten das alle Verbindungen bei der Montage wie z.b. die Verschraubung der Kabelschuhe an die TSMP fotografiert werden bevor sie in Schrumpfschlauch etc. eingepackt werden. Dies ist für die technische Abnahme notwendig, damit der Prüfer die saubere Montage der Verbindung überprüfen kann, ohne das etwaiger Schrumpfschlauch wieder entfernt werden muss. Weiterhin hat Isoband im Bereich HV absolut keine sichere Wirkung und wird auch von der FSG nicht als adäquater Isolator angesehen. Für alle Verbindungen etc. gilt stets diese nach Datenblatt zu machen. Heißt wenn beim TSMP-Steckverbinder eine schraube und eine Mutter dabei sind dann werden diese verwendet und nicht Mechanismen zur Schraubensicherung erdacht. Weiterhin gilt zu beachten das jeder einzelne stromführende Leiter einzeln abgesichert sein muss. Dies erschwert z.b das parallel schalten von mehreren Pins in einem Steckverbinder zum leiten des Stromes da dann am Steckverbinder für jeden parallelen Kontakt entsprechende Sicherungen vorgesehen sein müssen. Dem aufmerksamen Leser fällt an dieser Stelle auf das bei dem Elektromotor in allen drei Leitern keine separaten Sicherungen vorgesehen sind. Dies lässt sich darauf zurückführen das der Umrichter zugekauft

ist und laut Datenblatt über einen entsprechenden Überstromschutz verfügt. Im Selbstbau Fall müssten hier 3 Sicherungen wie aus dem Akku bekannt verbaut werden.

2.4.7 Sicherungsauslegung

Die Sicherung muss stets der schwächste Teil eines Stromkreises sein. In diesem Sinne muss also bei der Auslegung der Stecker darauf geachtet werden das deren Rating höher ist als das der Sicherung oder wir müssen im Umkehrschluss schauen dass, das Rating der Sicherung niedriger ist als das der anderen Komponenten. Für DC-Sicherungen mit einer derart hohen Betriebsspannung und einem derart hohen Kurzschlussstrom reichen Flachstecksicherung wie sie im LV-Bereich zu finden sind nicht mehr aus. Hier müssen z.b sandgefüllte Sicherungen verwendet werden. Sinn dahinter ist es den Lichtbogen der sich beim durchbrennen der Sicherung bildet zu löschen. Dies ist bei einer typischen LV-Sicherung nicht gegeben. Zum Thema Kurschlussstrom, dieser errechnet sich aus dem Innenwiderstand des gesamten Akkus und der anliegenden Spannung. Wir Rechnen hier immer im schlimmsten Fall sprich alle Zellen sind was den Innenwiderstand angeht eher im niedrigeren Bereich und der Akku ist voll geladen. Dabei reden wir von 556,75 V Spannung und $0,528 \Omega$ Innenwiderstand !!!!(Berechnung des Innenwiderstands einfügen 132S 5P 0,02Ohm pro zelle)!!!! Daraus ergibt sich ein Kurzschlussstrom von 1054 A. Der Kurzschlussstrom sollte mit dem rated breaking current verglichen werden. Ist der Kurzschlussstrom niedriger ist die Sicherung geeignet. Dann haben wir bei der Sicherung das Spannungsrating welches eingehalten werden muss. Auf Basis dieser Daten kann eine Sicherung bzw. eine Baureihe herausgesucht werden. In unserem Fall ergaben die Recherchen die AE7 EV Fuse von Adler Elektrik. Die Querschnittberechnung hat ein Kabel von 16 mm^2 und daher 80 A ergeben. Diese 80 A legen wir auch bei der Sicherung zu Grunde. Dies ergibt die AE72800i25. Daraufhin lässt sich im Datenblatt am Zeit-Strom Schaubild 2.20 ablesen wie lange die Sicherung bei Unterschiedlichen Strömen braucht um auszulösen. Es ergibt sich eine zeit von ca. 400 s bei einem Strom von 150 A und eine Zeit von ca. 0,5 ms bei Kurzschlussstrom.

2.4.8 Steckverbinder Auswahl

Parameter für die Steckverbinder Auswahl sind analog zur Kabelauswahl, die Betriebsspannung als auch der Betriebsstrom. Die Auswahl der Steckverbinder erfolgt im Zuge des Systemdesigns wo die Schnittstellen und die Anforderungen an diese festgelegt wurden. Der gewählte Steckverbinder sollte über ausreichend Plätze in der richtigen Stärke verfügen um den Anforderungen gerecht zu werden. Hierbei ist interessant welche Pins man für die Steckplätze bekommen kann. Oft ist es so möglich durch unterschiedlich große Steckplätze die gleichen

Kabelquerschnitte zu bekommen. Da es selten Steckverbinder gibt die genau zu dem vorliegenden System passen kann dies sehr nützlich sein um das einsetzen eines deutlich größeren und damit schwereren als auch teureren Steckverbinder zu verhindern. Auch bei den Pins gilt es stets die Stromratings zu beachten. Bei gerade solchen Kabel zu Kabel Verbindern die dazu dienen Kabel in ein Gehäuse zu führen ist es sinnvoll ein paar Steckplätze im Design frei zu lassen um es zu ermöglichen im Nachhinein einfach weitere Kabel hinzuzufügen, sollte dies später einmal notwendig werden. Auch führt dies dazu dass bei Änderung am Systemdesign die Interfaces der Geräte potentiell gleich bleiben können, was den Test und Aufbauprozess des Fahrzeugs vereinfacht. Bei der Auswahl der Steckverbinder ist immer drauf zu achten das entsprechende Crimp- als auch Auspinn- bzw. Einpinn-/Werkzeuge mit beschafft werden damit die Montage der Verbinder anschließend auch reibungsfrei klappt. Weiter ist auf zusätzliches Kabelzubehör wie Endkappen, Blindstecker, Staubschutzkappen usw. zu achten bzw. mit zu beschaffen. Außerdem ist es üblich die Gehäuse der Steckverbinder und die Pins separat zu bestellen sodass auch hierauf geachtet werden muss. Gerade bei der Beschaffung der Pins empfiehlt es sich mindestens um den Faktor 1,5 mehr zu bestellen als benötigt da hier öfter Ausschuss produziert wird. Auch die Steckverbinder können beim Ein- bzw. Aus-/pinnen kaputt gehen so das man hiervon Ersatz vorhalten sollte.

Eine Besonderheit bei den HV-Steckern stellt die Interlockleitung dar. Ziel dieser Leitung ist es das HV-System abzuschalten sobald ein Steckverbinder gezogen wird um einen elektrischen Schlag durch berühren der Kontakte im Steckverbinder zu verhindern. Hierbei handelt es sich meist um ein oder zwei weitere Steckkontakte im HV-Stecker wo Kabel mit deutlich geringerem Querschnitt angeschlossen werden können. Wichtig hierbei ist das diese Interlockleitung aufgehen muss bevor eine vollständige Trennung des Steckverbinder erfolgt.

2.4.9 High Voltage Disconnect (HVD)

Der HVD befindet sich mittig am Heck des Fahrzeuges. Sinn dieses Steckverbinder ist es eine mechanische und damit elektrische Öffnung des HV-Systems zwischen Akku und Umrichter zu ermöglichen. Dies kann notwendig werden wenn z.b. die AIR's den Dienst verweigern und damit eine Möglichkeit der Trennung der Motoren vom Betriebsstrom anderweitig nicht mehr möglich machen. Bei diesem Steckverbinder kann es sich entweder um dafür vorgesehene Service Trennschalter aus einem regulären Elektrofahrzeug handeln oder um modifizierte Steckverbinder welche auch für den Akku verwendet werden. Die modifizierten sind dabei in der Regel kleiner, leichter und günstiger.

2.4.10 AIR

Datenblatt werte, worauf muss ich achten Break Open Current

Zeichnung zu diesem relai typ

Die AIR's haben es zum Ziel das HV-Netz des Akku galvanisch vom restlichen Fahrzeug zu trennen indem mit einem Relais HV+ und mit dem anderen Relais HV- geöffnet wird. Bei diesen Relais handelt es sich in der Regel um, **Single Pole Single Throw (SPST) Normally Open (NO)** Relais mit **AUXillary (AUX)** Kontakten. Heißt wir haben einen Steuerkreis und einen Lastkreis. Im stromlosen Zustand ist der Lastkreis geöffnet und wir haben einen vom Lastkreis getrennten Kreis welcher synchron zum Lastkreis geschaltet wird und somit eine Überwachung des Schaltzustandes des Lastkreises ermöglicht.

Bei der Auswahl des Relais ist auf das Spannungsrating als auch das Stromrating zu achten, aber auch auf die Schaltspannung, sprich die Spannung des Steuerkreises. Weiter ist der Schaltstrom ein interessantes Kriterium, da es sich bei solch einer Relaispule um eine Induktive Last handelt liegt ein recht hoher Einschaltstrom vor, welcher vom speisenden Netz getragen werden müssen, in unserem Fall vom SDC. Für den TY22 wurde das DCNEV150-M von Littlefuse gewählt.

AWG gauge	Conductor Diameter Inches	Conductor Diameter mm	Ohms per 1000 ft.	Ohms per km	Maximum amps for chassis wiring	Maximum amps for power transmission	Maximum frequency for 100% skin depth for solid conductor copper
0000	0.46	11.684	0.049	0.16072	380	302	125 Hz
000	0.4096	10.40384	0.0618	0.202704	328	239	160 Hz
00	0.3648	9.36592	0.0779	0.235512	283	190	200 Hz
0	0.3249	8.25246	0.0983	0.322424	245	150	250 Hz
1	0.2893	7.34822	0.1239	0.406392	211	119	325 Hz
2	0.2576	6.54304	0.1563	0.512664	181	94	410 Hz
3	0.2294	5.82676	0.197	0.64616	158	75	500 Hz
4	0.2043	5.18923	0.2485	0.81508	135	60	650 Hz
5	0.1819	4.62026	0.3133	1.027624	118	47	810 Hz
6	0.162	4.1148	0.3951	1.295928	101	37	1100 Hz
7	0.1443	3.66522	0.4982	1.634096	89	30	1300 Hz
8	0.1285	3.2639	0.6282	2.060496	73	24	1650 Hz
9	0.1144	2.90576	0.7921	2.598088	64	19	2050 Hz
10	0.1019	2.58826	0.9989	3.276392	55	15	2600 Hz
11	0.0907	2.30378	1.26	4.1328	47	12	3200 Hz
12	0.0808	2.05232	1.588	5.20864	41	9.3	4150 Hz
13	0.072	1.8288	2.003	6.56984	35	7.4	5300 Hz
14	0.0641	1.62814	2.525	8.282	32	5.9	6700 Hz
15	0.0571	1.45034	3.184	10.44352	28	4.7	8250 Hz
16	0.0508	1.29032	4.016	13.17248	22	3.7	11 kHz
17	0.0453	1.15062	5.064	16.60992	19	2.9	13 kHz
18	0.0403	1.02362	6.385	20.9428	16	2.3	17 kHz
19	0.0359	0.91186	8.051	26.40728	14	1.8	21 kHz
20	0.032	0.8128	10.15	33.292	11	1.5	27 kHz
21	0.0285	0.7239	12.8	41.984	9	1.2	33 kHz
22	0.0254	0.64516	16.14	52.9392	7	0.92	42 kHz
23	0.0226	0.57404	20.36	66.7808	4.7	0.729	53 kHz
24	0.0201	0.51054	25.67	84.1916	3.5	0.577	68 kHz
25	0.0179	0.45466	32.37	106.1736	2.7	0.457	85 kHz
26	0.0159	0.40386	40.81	133.8568	2.2	0.361	107 kHz
27	0.0142	0.36068	51.47	168.8216	1.7	0.288	130 kHz
28	0.0126	0.32004	64.9	212.872	1.4	0.226	170 kHz
29	0.0113	0.28702	81.83	268.4024	1.2	0.182	210 kHz
30	0.01	0.254	103.2	338.496	0.86	0.142	270 kHz
31	0.0089	0.22606	130.1	426.728	0.7	0.113	340 kHz
32	0.008	0.2032	164.1	538.248	0.53	0.091	430 kHz
Metric 2.0	0.00787	0.2	169.39	555.61	0.51	0.088	440 kHz
33	0.0071	0.18034	206.9	678.632	0.43	0.072	540 kHz
Metric 1.8	0.00709	0.18	207.5	680.55	0.43	0.072	540 kHz
34	0.0063	0.16002	260.9	855.752	0.33	0.056	690 kHz
Metric 1.6	0.0063	0.16002	260.9	855.752	0.33	0.056	690 kHz
35	0.0056	0.14224	329	1079.12	0.27	0.044	870 kHz
Metric 1.4	0.00551	0.14	339	1114	0.26	0.043	900 kHz
36	0.005	0.127	414.8	1360	0.21	0.035	1100 kHz
Metric 1.25	0.00492	0.125	428.2	1404	0.2	0.034	1150 kHz
37	0.0045	0.1143	523.1	1715	0.17	0.0289	1350 kHz
Metric 1.12	0.00441	0.112	533.8	1750	0.163	0.0277	1400 kHz
38	0.004	0.1016	659.6	2163	0.13	0.0228	1750 kHz
Metric 1	0.00394	0.1	670.2	2198	0.126	0.0225	1750 kHz
39	0.0035	0.0889	831.8	2728	0.11	0.0175	2250 kHz
40	0.0031	0.07874	1049	3440	0.09	0.0137	2900 kHz

Abbildung 2.17: Leiterquerschnitts-Tabelle

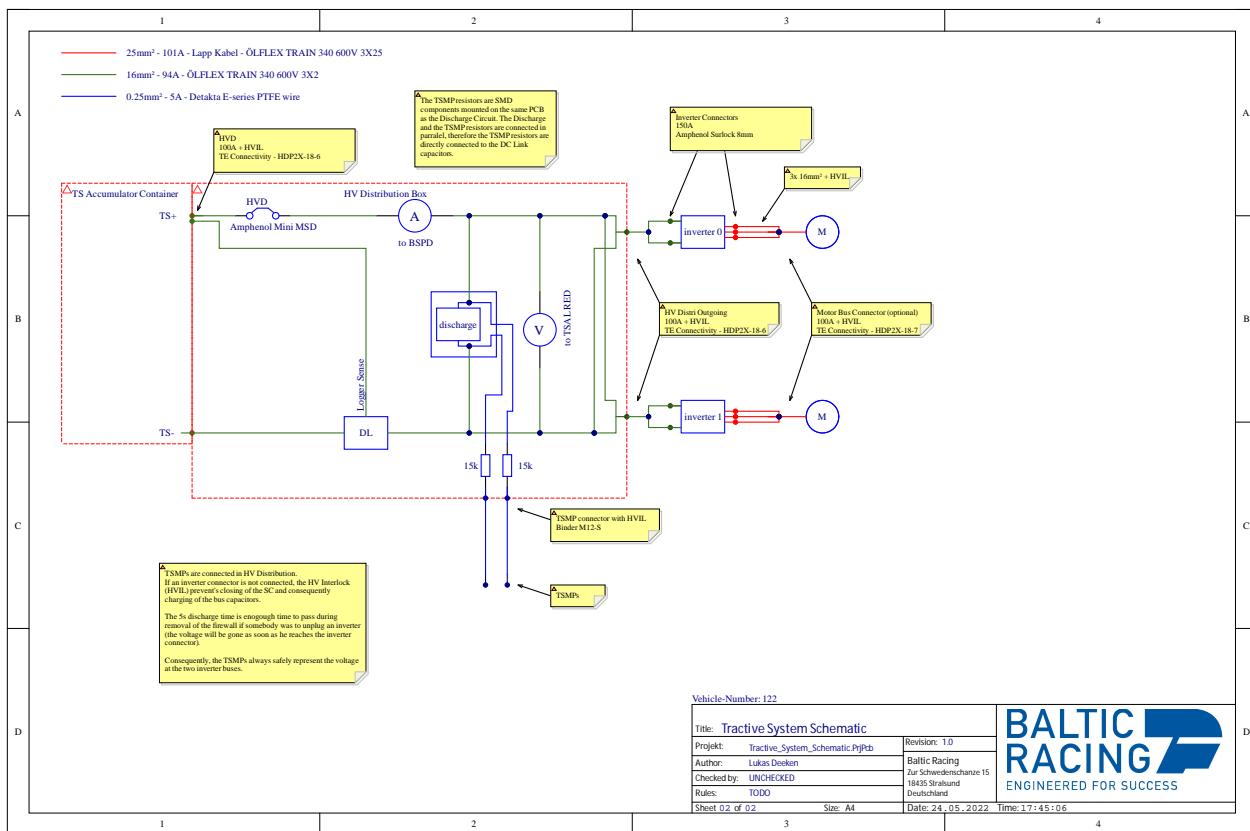
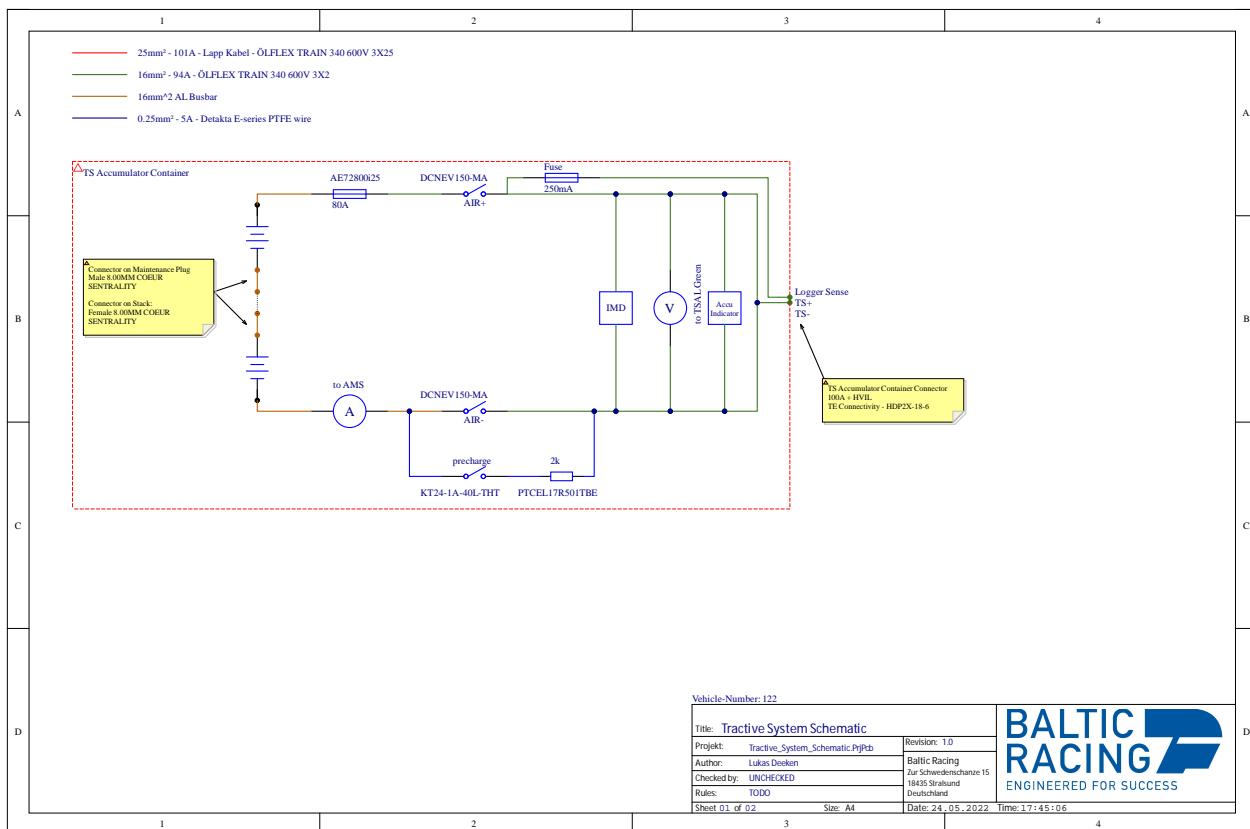


Abbildung 2.19

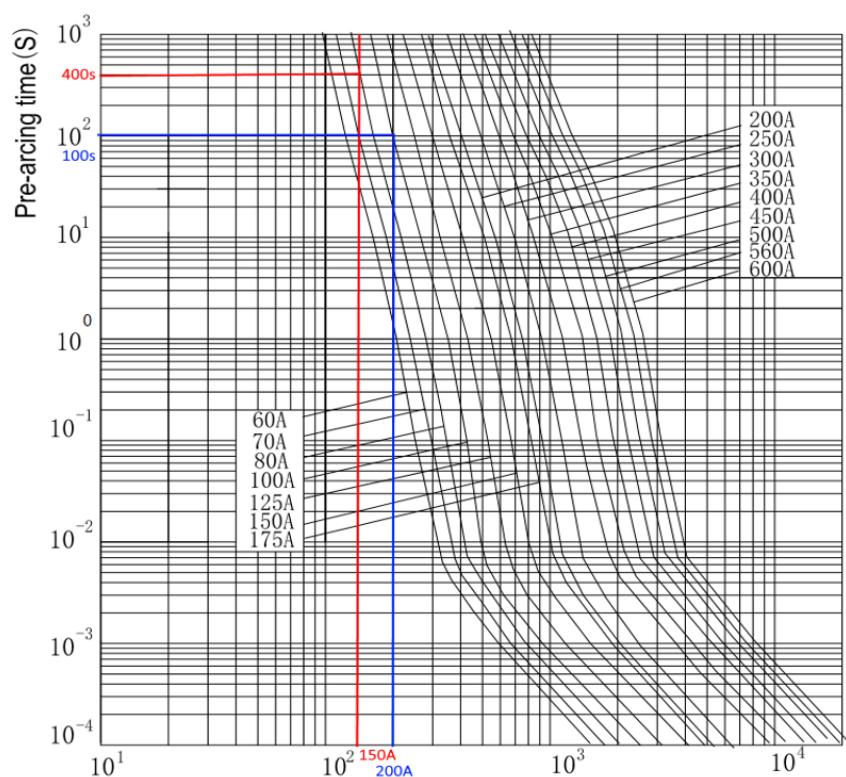


Abbildung 2.20

2.5 Ladesystem / Handcart

(zusammen mit Flo Irle) Charger Schematic erklären ladegerätauswahl (Ladeleistung)

Das Handcart dient einerseits zum Transport des Akku außerhalb des Fahrzeuges als auch zum laden des Akku. Die Auswahl des Ladegerätes beschränkte sich an der Stelle auf ein Gerät welches wir von der Firma Schulz Elektronik kostenlos bekommen konnten. Hierbei ist dennoch zu beachten das dieses Gerät die Ladeschlussspannung erreichen kann sprich 600+ Volt abbilden können sollte, als auch über ein programmierbares Steuerinterface verfügen sollte, so das eine automatisierte Laderegelung ermöglicht wird. Weiter ist die Leistung des Gerätes interessant, mehr ist hierbei erst einmal besser, wobei 15 KW mehr als ausreichen sollten da hiermit ein 7,5 KWh Akku in ca. 30 min geladen werden kann.

Beim dem Design des Handcartes ist sowohl in elektrischer- als auch mechanischer-/Hinsicht auf Regelkonformität zu achten. Einerseits gibt es Reglementierung für die maximalen mechanischen Abmaße als auch der Einsatz einer Totmannbremse. andererseits muss das Handcart wie das Fahrzeug über TSMP, IMD-Licht uvm. verfügen. Besondere Anforderung ist hierbei das beim laden der Status des Akku ausgegeben werden können muss. Heißt die Spannung als auch die Temperatur der Zellen muss Anzeigbar sein. Dies ist beim TY22 über eine **Universal Serial Bus (USB)**-Verbindung von einem Raspberry Pi zum AMS geplant. Der Raspberry Pi ist dabei mit einem Touchdisplay ausgestattet und ermöglicht so die Ausgabe der AMS-Daten als auch die Steuerung des Ladevorganges. Zu guter Letzt ist zu beachten dass, das Ladegerät mit in den SDC eingebunden werden muss. Dies erfolgt beim Handcart für den TY22 über einen abgriff des SDC_{END} Signales und eine hierüber erfolgende Ansteuerung eines Relais welche die Interlockleitung des Ladegerätes öffnet oder trennt. Ein trennen dieser Leitung führt laut Datenblatt zu einem unmittelbaren herunterfahren des Ladegerätes.

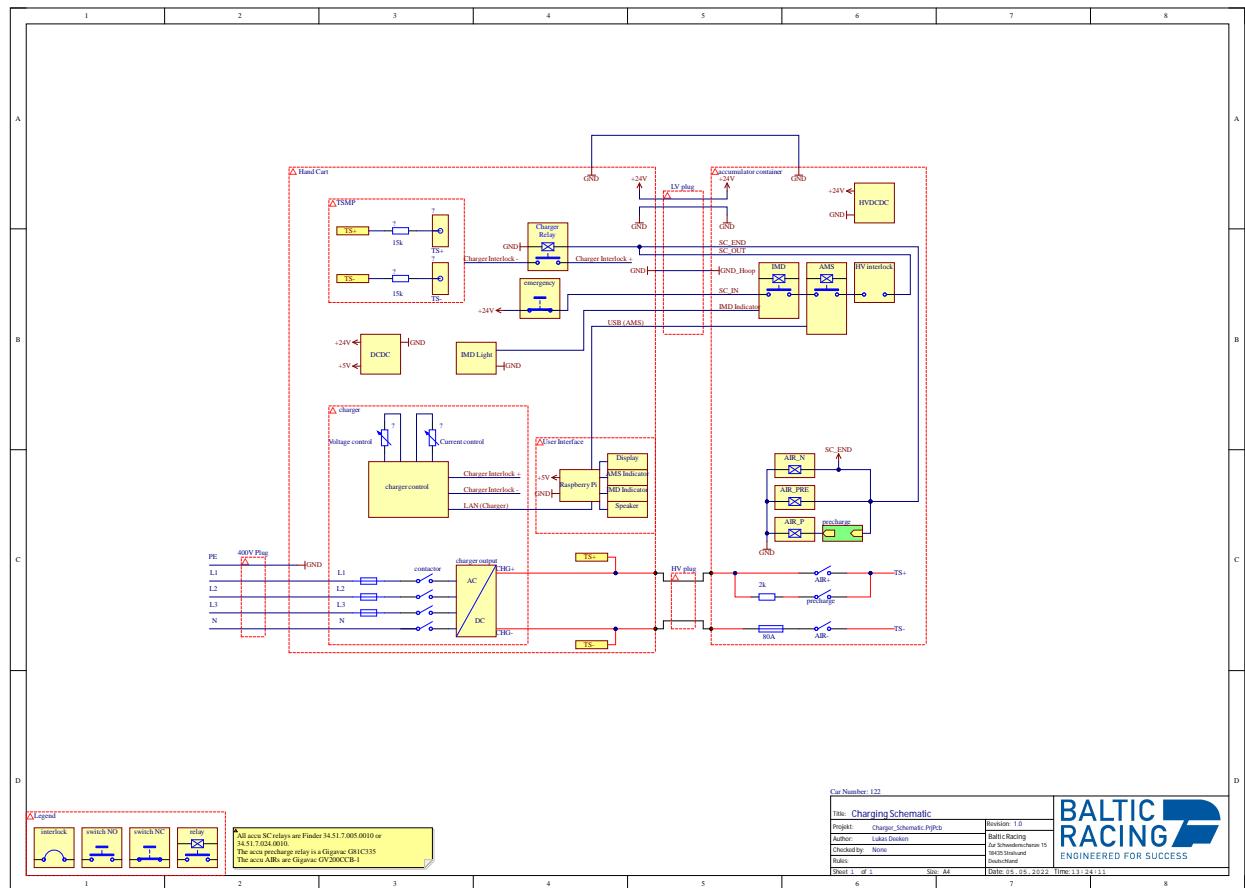


Abbildung 2.21: Schaltplan Handcart

3 Mechanische Systeme

An dieser Stelle geht mein Dank an Florian Irle, der obwohl er sich eigentlich etwas aus dem Projekt zurückhalten wollte, mit einem beispiellosen Tatendrang an der Entwicklung und Konstruktion des Antriebssystems besonders des Getriebegehäuses und des Gussprozesses mitgearbeitet hat.

3.0.1 Kühlung

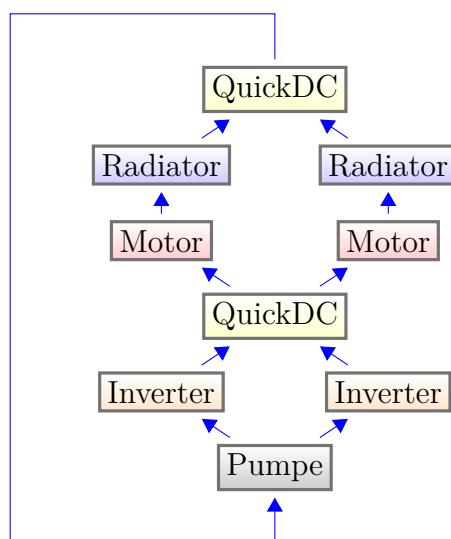


Abbildung 3.1: Kühlsystem Übersicht

3.0.1.1 Radiator & Lüfter

Die Berechnung des Radiators basiert auf der Annahme das hier eine Ähnlichkeitstheorie Anwendung finden kann. Hierbei wurden die bekannten realen (index r) Eingangsparameter aus Messungen am Vorjahresfahrzeug mit den Modellparametern (index m) für das kommende Fahrzeug in Beziehung gesetzt. Konkret die Temperaturdifferenz am Eintritt und der Wärmestrom. Hierbei wurde kein klassischer Weg bekannt aus der Thermodynamik über NTU-Schaubilder etc. gewählt da die geometrischen Parameter des Radiators abgesehen von der

frontalen Netzfläche nicht bekannt waren. Zur genaueren Betrachtung sollte dieses Vorgehen in Zukunft vergleichend angewendet werden. Folgend die angewandte Formel.

$$\frac{A_r}{A_m} = \frac{\dot{Q}_r * \Delta T_{\text{ein r}}}{\dot{Q}_m * \Delta T_{\text{ein m}}} \quad (3.1)$$

Sie besagt, dass das Verhältnis der Kühlerflächen proportional zu dem Verhältnis von Wär mestrom und Eingangstemperaturdifferenz ist.

Hierbei ist A_r vom Vorjahresfahrzeug bekannt, \dot{Q}_r ergibt sich mit folgender Formel aus den Vor- und Rück-/lauftemperaturen vom Wärmetauscher sowie dem Wassermassenstrom welche beim TY19 gemessen wurden.

$$\dot{Q}_r = C_v \text{Wasser} * \dot{V}_{\text{Wasser}} * \rho_{\text{Wasser}} * (t_{\text{ein Wasser}} - t_{\text{aus Wasser}}) * \text{Anzahl}_{\text{Kühler}} \quad (3.2)$$

\dot{Q}_m wird mit Hilfe der LTS ermittelt. Hier werden sämtlich Verluste die in das Kühl system eingetragen werden im Rahmen der Rundenzeitberechnung über den Endurance Fahrtzyklus gemittelt mit gerechnet.

$\Delta T_{\text{ein m}}$ wird mit 30 K angenommen. Die max. Temperatur des Kühlwassers sollte 60°C nicht überschreiten währen im Hochsommer mit Umgebungstemperaturen von 30°C zu rechnen ist.

Mit der Formel 3.1 umgestellt nach A_m kann nun die Kühlerfläche für das Elektrofahrzeug bestimmt werden.

$$A_m = \frac{A_r * \dot{Q}_m * \Delta T_{\text{ein m}}}{\dot{Q}_r * \Delta T_{\text{ein r}}} \quad (3.3)$$

Dies führt zu folgenden Ergebnissen.

Dies ergibt mit unserem Modell eine Reduktion auf 26,46 % der vorherigen Kühlerfläche. Die Baugröße die am ende für den Kühler gewählt wurde entspricht ca. 50 % der Kühlerfläche also das doppelte vom Rechenergebnis. Eine derart hohe Sicherheit ist darauf zurückzuführen das die Berechnung von Wärmeübertragern generell keine sehr exakte Wissenschaft ist und der Bauraum eine derartige Überdimensionierung an der Stelle zugelassen hat.

Für die Auslegung des Lüfters wurde von der Aerodynamik Abteilung vorgegeben das man die Abluft des Systems nutzen möchte um das Strömungsprofil am Diffusor zu beeinflussen. Hierfür mussten Strömungsgeschwindigkeiten im Bereich der 80-90 km/h am Auslass erreicht werden. Für den Lüfter wurde auch in den letzten Jahren am Verbrenner ein Drehenmotor

Eingangsparameter		
A _r	0,099	m ²
t _{ein Wasser}	73,16	°C
t _{aus Wasser}	70,37	°C
ρ _{Wasser}	997	Kg/m ³
V̇ _{Wasser}	36,26	l/min
C _{v Wasser}	4190	J/KgK
ΔT _{ein r}	43,16	K
ΔT _{ein m}	30	K
Q̇ _m	5364	W
Ergebnisse		
Q _r	14089	W
A _m	0,026	Kg/s

mit Propeller und externer Ansteuerung verwendet, da dies deutlich leichter ist als eine fertige Einheit. In diesem Zuge sollten Volumenstrom und Ausgangsgeschwindigkeiten für verschiedene Konzepte berechnet werden können. Aufgrund der Größe des Kühlers kamen nur 4 Zoll oder kleiner Propeller in Frage. Weiterhin ist die Fragestellung aufgekommen ob ein Propeller ausgelegt für Freiströmung sinnvoll vor einem Lamellen-Kreuzstrom-Wärmeübertrager einzusetzen ist. Hierfür wurde zum Vergleich ein Lüfter von der Firma EBM-Papst beschafft um die Leistungsdaten schlussendlich vergleichen zu können.

Für Drohnenmotoren sind in der Regel Daten für Schubkraft und Leistung verfügbar. Dies lässt sich mit Hilfe des 2. Newtonschen Gesetzes, dem Impulssatz, umrechnen. Wir nehmen dabei an das unser Fahrzeug still steht. Dies führt zu folgender Gleichung.

$$F_{\text{Schub}} = \dot{m}_{\text{Luft}} * v_{\text{Luft}} \quad (3.4)$$

Dies lässt sich mit folgenden Formeln Umstellen.

$$\dot{m}_{\text{Luft}} = \dot{V}_{\text{Luft}} * \rho_{\text{Luft}} \quad (3.5)$$

$$\dot{V}_{\text{Luft}} = A_{\text{Prop}} * v_{\text{Luft}} \quad (3.6)$$

Und führt zu.

$$v_{\text{Luft}} = \sqrt{\frac{F_{\text{Schub}}}{A_{\text{Prop}} * \rho_{\text{Luft}}}} \quad (3.7)$$

Mit diesen Gleichungen können wir auch den Volumen- und Massenstrom bestimmen.

Mit folgender Formel lässt sich die Luftleistung bestimmen.

$$P_{\text{Luft}} = \frac{\dot{m}_{\text{Luft}}}{2} * v_{\text{Luft}}^2 \quad (3.8)$$

Damit können wir schlussendlich die Effizienz des Design beurteilen.

$$\eta_{\text{Luefter}} = \frac{P_{\text{Luft}}}{P_{\text{elektrisch}}} \quad (3.9)$$

Entschieden wurde sich am Ende für den T-Motor F2004-1700KV zusammen mit dem Gemfan 4023 Propeller. Daten dafür in folgender Tabelle.

Eingangsparameter		
A _{Prop}	8107	mm ²
F _{Schub}	650	g
P _{elektrisch}	286	W
ρ _{Luft}	1,225	Kg/m ³
Ergebnisse		
v _{Luft}	25,339	m/s
ṁ _{Luft}	0,25	Kg/s
ṁ _{Luft}	0,21	m ³ /s
P _{Luft}	80,79	W
η _{Luefter}	28	%

Im Rahmen der Systembetrachtung wurden am tatsächlichen Aufbau einige Messdaten genommen.

T-Motor F2004		
v _{Luft}	75	km/h
P _{elektrisch}	195	W
EBM Papst 3214jh4		
v _{Luft}	73	km/h
P _{elektrisch}	50	W

Mit Hilfe der Vorherigen Rechnung können wir nun den gleichen Rechenweg Rückwärts gehen um uns wieder alle übrigen Parameter zu berechnen. Die Lüftausströmfläche beträgt dabei 0,004173m².

Laut EBM Papst liegen die zu erwartende Effizienzen bei einem Axialgebläse im Bereich von 25% - 65%. Daran ist zu erkennen das unser aktueller Lüfter von EBM noch nicht die effizienteste Lösungen darstellt und unser Drohnenmotor eine sehr ineffiziente Lösung ist. Dennoch ein Aufbau mit Lüftern von EBM wiegt ca. 560 g während der Aufbau mit Drohnenmotoren bei ca. 55 g liegt. Allein diese Gewichtersparnis ist den Einsatz dieses Gebläses wert.

T-Motor F2004		
v_{Luft}	75	km/h
\dot{V}_{Luft}	0,087	m^3/s
\dot{m}_{Luft}	0,107	kg/s
P_{Luft}	23,115	W
$\eta_{Luefter}$	12	%
EBM Papst 3214jh4		
v_{Luft}	75	km/h
\dot{V}_{Luft}	0,085	m^3/s
\dot{m}_{Luft}	0,104	kg/s
P_{Luft}	21,315	W
$\eta_{Luefter}$	43	%

Empfehlenswert wäre an der Stelle die Optimierung des Rotorblattes auf den vorliegenden Anwendungsfall.

3.0.1.2 Wasserpumpe und Schläuche

Für die Auslegung des Wasserkreislaufes sind die Druckabfälle der Einzelsysteme relevant, zur Referenz die Systemübersicht 3.1

Des weiteren sind für die Betrachtung weitere Parameter relevant. Laut Motorhersteller liegt der optimale Wasservolumenstrom bei 6-8 l/min . Aus der Vorhergehenden Betrachtung geht hervor das die umzusetzende Wärmeleistung bei 5364 W liegt. Der angepeilte Luftvolumenstrom durch einen Kühler beläuft sich auf $756 m^3/h$.

Mit den folgenden beiden Diagrammen 3.2 und 3.3 der Schwämmle GmbH&Co. KG aus dem Leistungsdatenblatt für die ELW Serie lässt sich der Druckabfall über den Radiator bestimmen.

Unser angestrebter Radiator entspricht mit seiner Netzfläche am ehesten dem ELW3. Dies würde bei den bisher bekannten Betriebsdaten zu einer Kühlleistung von 90 W/K oder auch 2700 W führen. Oder bei zwei Einheiten zu 5400 W. Dies ist sehr nah an der angestrebten Wärmeleistung.

Die Grafik 3.3 ist an dieser Stelle etwas verwirrend da der ELW 2 und der ELW3 die Farben getauscht hat. Da es sich hierbei jedoch um die einzigen Daten handelt die aufgetrieben werden konnten wird an dieser Stelle angenommen das die grüne Linie für den ELW3 steht und die Lila Linie den ELW 2 darstellt. Dies ist die sichere Annahme, da dies im zweifel zu einem zu hohen Druckabfall und damit einer Überdimensionierung der Anlage führt.

Anhand dieser Grafik kann also nun der Druckabfall zu einem entsprechenden Wasservolu-

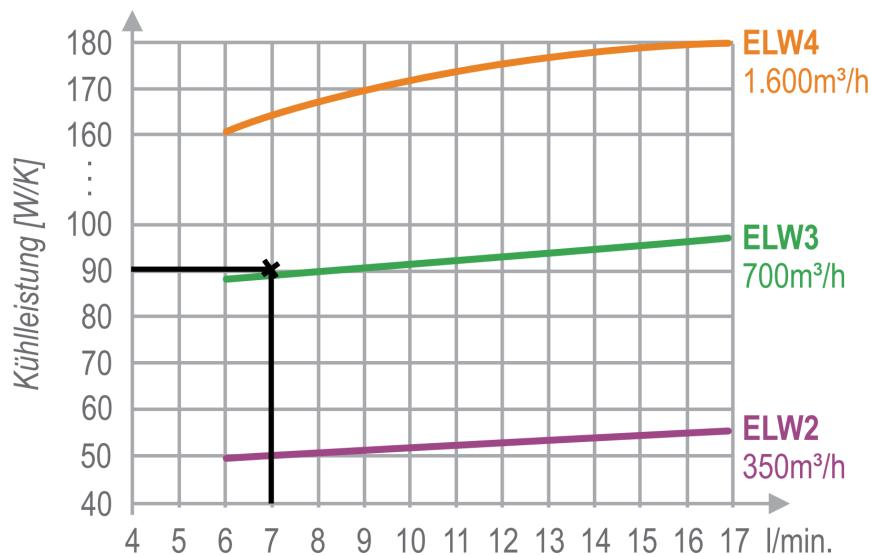


Abbildung 3.2

menstrom abgelesen werden.

Für den Inverter gibt es im Datenblatt ein fertiges Diagramm, siehe 3.4.

Für den Motor existieren leider nur Daten an einem einzigen Punkt. An den anderen Graphen ist jedoch in der Regel ein quadratischer Verlauf zu erkennen, weswegen hier quadratisch regressiert wurde. Wir beginnen mit der allgemeinen Formel

$$Y = Ax^2 + Bx + C \quad (3.10)$$

Die Linie soll durch den Nullpunkt verlaufen damit wird $C = 0$ und wir nehmen an das es keinen linearen Anteil gibt, damit wird $B = 0$. Unsere Gleichung vereinfacht sich zu.

$$Y = Ax^2 \quad (3.11)$$

eingesetzt ergibt sich.

$$0,6\text{bar} = A * (7\text{l}/\text{min})^2 \quad (3.12)$$

$$A = \frac{0,6\text{bar}}{(7\text{l}/\text{min})^2} = 0,01224 \frac{\text{bar}}{(\text{l}/\text{min})^2} \quad (3.13)$$

Für die Leitungen wurde eine extensive Berechnung durchgeführt, auf die an dieser Stelle leider aus Zeitgründen nicht näher eingegangen werden kann. Die Schlussfolgerung ist jedoch das die Verluste vernachlässigbar klein sind.

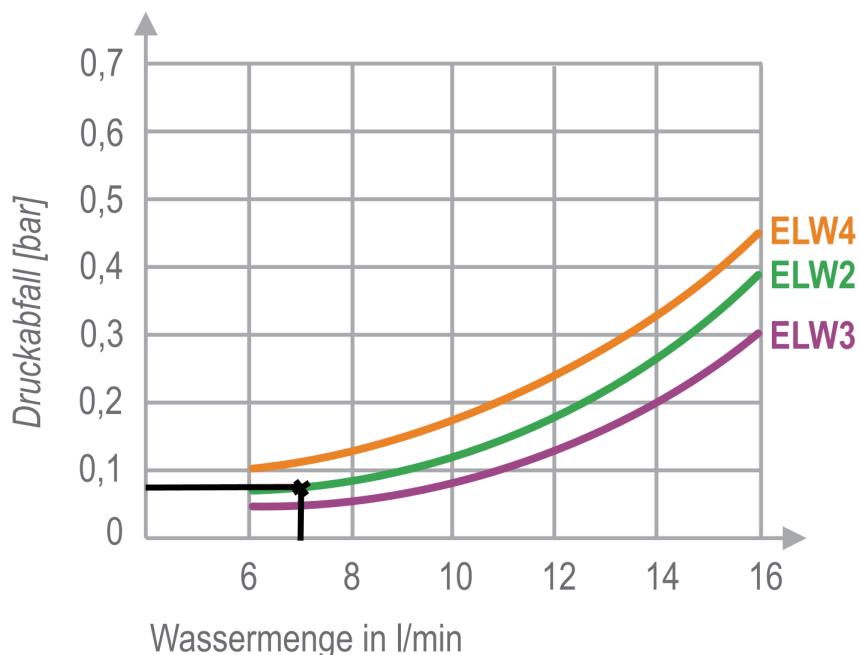


Abbildung 3.3

Die Daten für die Pumpen entstammen direkt den Datenblättern

Alle Ergebnisse sind nun in der Systemkennlinie 3.5 abgebildet

Der Punkt an dem sich die Linien der jeweiligen Pumpe mit der Linie des Gesamtsystem schneidet ist der Betriebspunkt des Systems. Dieser Druckabfall und dieser Volumenstrom sollten sich im Betrieb einstellen. Bei der Grafik 3.5 muss beachtet werden das dies von der Pumpe aus betrachtet wird und daher der Volumenstrom doppelt so groß ist wie am kühler aufgrund der zwei separaten Kühleinheiten.

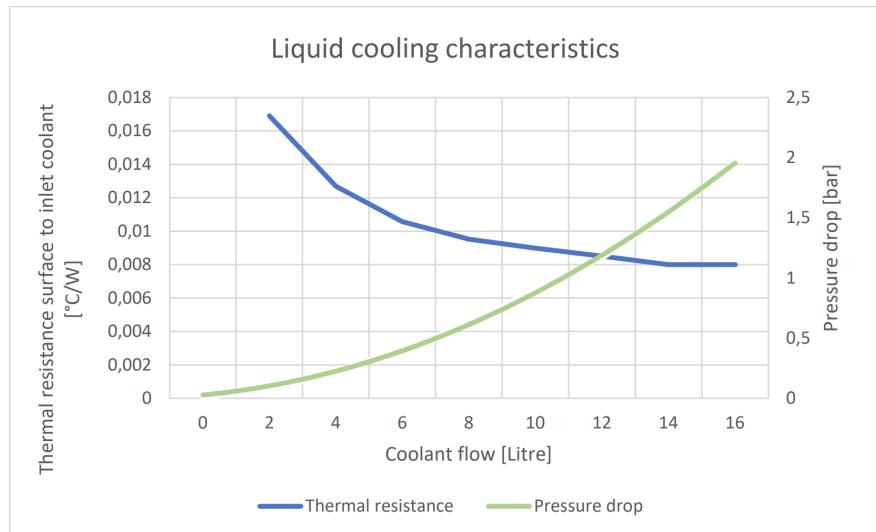


Figure 4. HV-500LC Thermal resistance and water flow correlation

Abbildung 3.4

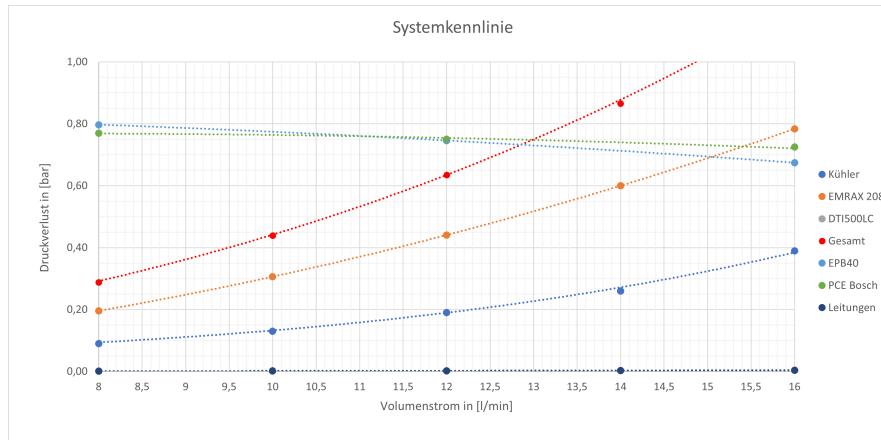


Abbildung 3.5

Anhang

A Erster Anhang

Beispieltext

A.1 Messwerte

Beispieltext

A.2 Protokoll

Beispieltext

B Zweiter Anhang

Beispieltext

B.1 Software A

Beispieltext

B.2 Software B

Beispieltext

Literaturverzeichnis

- [Wer11] WERLING, Moritz: *Ein neues Konzept für die Trajektoriengenerierung und -stabilisierung in zeitkritischen Verkehrsszenarien*, Diss., 2011. <http://dx.doi.org/10.5445/KSP/1000021738>. – DOI 10.5445/KSP/1000021738