

DIPLOMARBEIT

Solarbetriebenes Freizeitfahrzeug

ausgeführt zum Zwecke der Erlangung des akademischen Grades eines Diplom-
Ingenieurs unter der Leitung von

Univ. Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Manfred Schrödl
und Betreuung durch
Dipl.-Ing. Dragan Veljkovic

Institut für elektrische Antriebe und Maschinen
Gußhausstrasse 25-29/E372, A-1040 Wien

Eingereicht an der Technischen Universität Wien
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

von

Bakk.techn. Andreas Maresch
Matrikelnummer: 0025165
Kapellenstrasse 61
2100 Leobendorf

Zuerst möchte ich Herrn Manfred Schrödl meinen Dank für das interessante Thema meiner Diplomarbeit und den unkomplizierten Ablauf aussprechen. Weiters gilt mein Dank meinem Betreuer Herrn Dragan Veljkovic, der diese Arbeit mit viel Enthusiasmus begleitet hat. Herrn Andreas Eilenberger und Herrn Matthias Hofer verdanke ich zahlreiche Anregungen bei diversen Problemen.

Mein Interesse an der Elektrotechnik wurde durch meine Eltern unterstützt und gefördert. Hierfür möchte ich auf diesem Wege meinen Dank aussprechen. Motivierende Worte erhielt ich auch von der Familie Marvalics. Für die Korrekturvorschläge der schriftlichen Arbeit verdienen Frau Nina Marvalics, Frau Franziska Marvalics und Herr Thomas Spielvogel weiteren Dank.

Abschließend möchte ich mich für die aufbauenden Worte und die Geduld meiner Partnerin Nina Marvalics während der nicht immer leichten Studienzeit bedanken.

Kurzfassung

Diese Diplomarbeit befasst sich mit der Entwicklung eines solarbetriebenen Freizeitfahrzeuges. Das Fahrzeug erreicht auf ebener Fahrbahn eine Geschwindigkeit von 20km/h. Es bietet Platz für zwei Personen. Falls eine Steigung bewältigt werden muss, so gibt es die Möglichkeit, mit Hilfe von Fahrradpedalen zusätzliche Kraft aufzubringen.

Hierfür wurde ein fertiges Grundgerüst verwendet und umgebaut. Die mechanischen Arbeiten beinhalten die Konstruktion bzw. den Umbau des Bremssystems, um die gesetzlichen Vorschriften zu erfüllen. Weiters wurde ein Dach konstruiert, welches die Solarmodule beinhaltet. Es wurden ein Steuerhebel und ein Armaturenbrett entwickelt. Das Armaturenbrett beinhaltet diverse Anzeigen und Steuereinheiten.

Einige elektrische Komponenten wurden zugekauft. Dazu gehören unter anderem ein Laderegler, eine Gleichspannungsquelle, ein Motor und Bleiakkumulatoren. Die benötigte Energie wird von den Bleiakkumulatoren zur Verfügung gestellt. Zum Laden dieser Akkumulatoren wird die Energie von den Solarmodulen verwendet. Um eine hohe Anzahl an Ladezyklen der Akkumulatoren zu erreichen, wird ein Laderegler verwendet, welcher die Akkumulatoren schonend in einem vierphasigen Verfahren auflädt. Weiters können die Akkumulatoren mit Hilfe einer Gleichspannungsquelle und eines Netzanschlusses geladen werden.

Als Motor wird eine permanentmagneterregte Synchronmaschine verwendet. Diese Maschine ist als Radnabenmotor ausgeführt. Mit Hilfe der entwickelten Leistungselektronik wird ein Drehmoment von 50Nm erreicht. Die Leistungselektronik beinhaltet die benötigten drei Halbbrücken, diverse Messschaltungen und eine Sicherheitsabschaltung zur Vermeidung unerlaubter Betriebszustände. Zur Regelung der Leistungselektronik wird ein DSP verwendet. Diese Regelung erfolgt sensorlos. Hierzu wird bei niedrigen Drehzahlen bzw. bei Stillstand das INFORM-Verfahren verwendet. Bei höheren Drehzahlen wird auf das Spannungsmodell zurückgegriffen.

Inhaltsverzeichnis

1.	Aufgabenstellung	2
2.	Theoretische Grundlagen	3
2.1.	Solarzellen	3
2.1.1.	Funktionsweise	3
2.1.2.	Maximum Power Point	5
2.1.3.	Energieausbeute	6
2.2.	Normierung	7
2.3.	Raumzeiger	9
2.3.1.	Stromraumzeiger	9
2.3.2.	Spannungs- und Flussverkettungsraumzeiger	11
2.3.3.	Rücktransformation auf Strangwerte	11
2.3.4.	Transformation eines Raumzeigers in andere Koordinatensysteme	12
2.4.	PSM	12
2.4.1.	Aufbau	13
2.4.2.	Gleichungen der PSM	14
2.4.3.	Betrieb als Brushless DC Motor (BLCD)	14
2.4.4.	INFORM Verfahren	16
2.4.5.	Spannungsmodell	17
2.5.	Gesetzliche Rahmenbedingungen	17
3.	Mechanik	20
3.1.	Solardach	20
3.2.	Bremsen	21
3.2.1.	Bremskraftverteiler	22
3.2.2.	Vorderradbremse	23
3.2.3.	Hinterradbremse	26
3.3.	Steuerhebel	27
3.4.	Armaturenbrett	28
3.5.	Elektronikbox	29
3.6.	Einbau der Akkumulatoren	29
3.7.	Motoreinbau	30
3.8.	rechtes Hinterrad	31
3.9.	Zusammenfassung	31
4.	Hardware	32
4.1.	Grundstruktur	32
4.2.	Solardach	35
4.3.	Schütz und Zeitverzögerung	38
4.4.	Akkumulator	39
4.5.	SITOP power flexi	41
4.6.	Laderegler Phocos PL20	41
4.7.	Motor	43
4.8.	DSP-Board	44
4.8.1.	DSP	44
4.8.2.	Spannungsversorgung	45
4.8.3.	Digitaleingänge	46
4.8.4.	Analogeingänge	46
4.8.5.	Analogausgänge	47
4.8.6.	Referenzspannungen	48
4.8.7.	PWM-Überstromabschaltung	49

4.9.	Leistungselektronik	49
4.9.1.	Spannungsversorgung	50
4.9.2.	Strommessschaltung	56
4.9.3.	Referenzspannung für die Strommessung.....	60
4.9.4.	Sicherheitsabschaltung bei Überstrom und zu hoher Temperatur.....	61
4.9.5.	Schalter, Steuerhebel	64
4.9.6.	Solarstrommessung	65
4.9.7.	Messung der Zwischenkreisspannung.....	65
4.9.8.	Treiber für die Brücke	66
4.9.9.	Brücke	68
4.10.	Zusammenfassung	72
5.	Software	74
5.1.	Treiberinitialisierung.....	74
5.2.	Adaptionen der INFORM Messung	75
5.2.1.	Softwareänderungen.....	75
5.2.2.	Aufnahme des INFORM Kreises	78
5.3.	Digitaleingänge auslesen.....	78
5.4.	Reglerauswahl, Drehzahlregler und Begrenzungen	79
5.5.	Ausgabe der Analogwerte	82
5.6.	weitere Adaptionen	84
	Anhang A - Pläne der Leistungselektronikplatine	85
	Anhang B - Pläne der Platine des Leistungsmodul.....	97

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 2.1: Energiebandmodell des pn-Überganges.....	3
Abbildung 2.2: Aufbau einer Photodiode (Solarzelle).....	4
Abbildung 2.3: räumlicher Aufbau einer Solarzelle	4
Abbildung 2.4: Solarzellenkennlinie: Strom bzw. Leistung in Abhängigkeit der Solarzellenspannung.....	5
Abbildung 2.5: Berechnung der Strahlungsintensität auf der Erdoberfläche [3].....	6
Abbildung 2.6: Berechnung der Strahlungsintensität auf der Erdoberfläche.....	7
Abbildung 2.7: komplexes Raumzeiger Koordinatensystem.....	9
Abbildung 2.8: Rücktransformation von Raumzeigern auf Strangwerte.....	11
Abbildung 2.9: Transformation von Raumzeigern in andere Koordinatensysteme.....	12
Abbildung 2.10: Zweipoliges Maschinenersatzschaltbild einer Außenläufer PSM	13
Abbildung 2.11: BLCD – mögliche Stromraumzeiger	15
Abbildung 3.1: Gesamtansicht Freizeitfahrzeug.....	20
Abbildung 3.2: Explosionszeichnung des Solardaches.....	21
Abbildung 3.3: Bremskraftverteiler	22
Abbildung 3.4: Vorderrad-Trommelbremse	23
Abbildung 3.5: Vorderrad-Trommelbremse Explosionsdarstellung.....	24
Abbildung 3.6: Vorderrad-Scheibenbremse.....	25
Abbildung 3.7: Vorderrad-Scheibenbremse Explosionsdarstellung.....	25
Abbildung 3.8: Foto der Vorderbremse	26
Abbildung 3.9: Montage der Hinterradbremse	26
Abbildung 3.10: Steuerhebel (links: zusammengebauter Zustand, rechts: Explosionsdarstellung).....	27
Abbildung 3.11: Armaturenbrett.....	28
Abbildung 3.12: Platzaufteilung der Elektronikbox	29
Abbildung 3.13: Chassis mit Akkumulatorführung.....	30
Abbildung 3.14: Einbau des Motors	30
Abbildung 4.1: Grundstruktur.....	33
Abbildung 4.2: Laden der Akkumulatoren mittels Netzanschluss.....	34
Abbildung 4.3: Strom-, Spannungskennlinie in Abhängigkeit der eingestrahlt Leistung (links) und in Abhängigkeit der Temperatur (rechts) [1].....	36
Abbildung 4.4: Messung der Solarzellenleistung in Abhängigkeit der Spannung bei annähernd konstanten Lichtverhältnissen bzw. bei optimalem Einstrahlwinkel.....	37
Abbildung 4.5: UI-Kennlinie eines Solarmodules bei Sonnenschein (links), Bewölkung (mitte) und im Schatten (rechts).....	38
Abbildung 4.6: Schütz (links) und Hilfsschalter (rechts).....	39
Abbildung 4.7: Ladezyklen bei unterschiedlich tiefen Entladungen der Akkumulatoren.....	40
Abbildung 4.8: Entladezeit und Anschlussspannung in Abhängigkeit vom Entladestrom.....	40
Abbildung 4.9: Ausgangskennlinie Sitop power flexi (1 – Einstellbereich Ausgangsspannung, 2 - Einstellbereich Strombegrenzung) [3].....	41
Abbildung 4.10: Laderegler [22].....	42
Abbildung 4.11: Beschaltung des Buck-Konverters am DSP-Board.....	46
Abbildung 4.12: Signalaufbereitung für analoge Eingangssignale am DSP-Board.....	46
Abbildung 4.13: Analogausgänge des DSP-Boards (links: DAC, rechts: Signalverstärkung).....	47
Abbildung 4.14: Generierung der Referenzspannungen für ADC und DAC des DSP-Boards.....	48
Abbildung 4.15: PWM mit Überstromabschaltung.....	49
Abbildung 4.16: Spannungsversorgung des Leistungsteiles mit Ladewiderstand und Zwischenkreiskondensatoren	50

Abbildung 4.17: nicht invertierender Buck-Konverter zur Generierung von +15V	51
Abbildung 4.18: Grafik zur Auswahl der Induktivität des Buck-Konverters LM2591hvs-adj [10]	52
Abbildung 4.19: LT1054 Spannungsinverter [11]	53
Abbildung 4.20: negative Versorgung mit LM2591hvs-adj	54
Abbildung 4.21: LM3480: Stromverlauf im Kurzschlussfall [12].....	55
Abbildung 4.22: LM2940: Generierung der +5V Versorgung	56
Abbildung 4.23: Zwischenkreisstrommessung mit Hilfe eines Stromwandlers	57
Abbildung 4.24: LA 100-P.....	57
Abbildung 4.25: Messbereichsanpassung bei der Strommessung	58
Abbildung 4.26: Phasenstrommessung mit Hilfe von Stromwandlern.....	59
Abbildung 4.27: Zwischenkreisstrommessung mit Hilfe eines Shunts.....	60
Abbildung 4.28: Referenzspannung für die Strommessschaltungen	60
Abbildung 4.29: Sicherheitsabschaltung bei Überstrom und zu hoher Temperatur	63
Abbildung 4.30: digitale Eingänge für Schalter und Analogeingang für Steuerhebel.....	64
Abbildung 4.31: Schaltung zur Messung des Stromes vom Solardach.....	65
Abbildung 4.32: Schaltung zur Messung der Zwischenkreisspannung	66
Abbildung 4.33: Treiberaufbau IR2110S [18]	66
Abbildung 4.34: Beschaltung des Treibers IR2110S	68
Abbildung 4.35: FM600TU-07A [19].....	69
Abbildung 4.36: FM600TU-07A: links: Drainstrom in Abhängigkeit der Drain-Source und Gate-Source Spannung; mitte: Drainstrom in Abhängigkeit der Gate-Source Spannung bei unterschiedlichen Temperaturen; rechts: Drain-Source Spannung in Abhängigkeit der Gate-Source Spannung und des Drainstromes [19]	70
Abbildung 4.37: Stromlaufplan für das Leistungsmodul mit STP80NF10 bzw. IRF2907Z ...	71
Abbildung 4.38: mehrlagiger Aufbau der Leistungselektronikplatine mit Kühlkörper, Brücke, DSP-Board und Abschirmung.....	72
Abbildung 5.1: Aufnahme des INFORM Kreises.....	78

Abkürzungen

INFORM	Indirekte Flussmessung durch online Reaktanzmessung
HANSL	Hochsprache für anspruchsvolle numerische Systemlösungen
mpp	maximum power point
dod	depth of discharge
ADC	Analog Digital Konverter
DAC	Digital Analog Konverter
PSM	Permanentmagnet Synchronmaschine
MOSFET	Metal Oxid Semiconductor Field Effect Transistor
DSP	Digital Signal Prozessor
PWM	Pulsweitenmodulation
OPV	Operationsverstärker
RS232	serielle Schnittstelle
PC	Personal Computer

1. Aufgabenstellung

Im Rahmen dieser Diplomarbeit wird ein solarbetriebenes Freizeitfahrzeug entwickelt. Damit dieses zwei Personen befördern kann, soll mit Hilfe einer Außenläufer permanentmagneterregten Synchronmaschine (PSM) ein Drehmoment von 50Nm aufgebaut werden. Hierfür muss eine entsprechende Regelung entworfen werden. Die Realisierung erfolgt in zwei Schritten.

Die Ziele des ersten Schrittes sind:

- Aufbau der Mechanik
- Auswahl der Komponenten (Energiespeicher, Solarmodul, Laderegler, Motor)
- Hardwareaufbau der Leistungselektronik mit Hilfe von Hallsensoren. Dabei ist ein Drehmoment von 20Nm zu erreichen.
- Softwareentwicklung
- Testfahrt

Der erste Schritt wird im Rahmen eines Seminars von den Seminarteilnehmern ausgeführt. Dabei wurden die Teilnehmer in vier Gruppen aufgeteilt:

- Mechanikgruppe
- Energiegruppe
- Hardwaregruppe
- Softwaregruppe

Die Aufgabe des Diplomanden ist die Betreuung und Mitarbeit in der Mechanik- und Energiegruppe, sowie die Koordination der Gruppen untereinander.

Nach Abschluss des Seminars erfolgt der zweite Schritt, in dem folgende Aufgaben zu erledigen sind:

- Eliminierung von Schwachstellen
- Hardwareaufbau zur sensorlosen Regelung mit Hilfe des INFORM-Verfahrens. Die Hardware muss in der Lage sein, ein Drehmoment von 50Nm aufzubauen.
- Softwareentwicklung: als Grundlage hierfür dient die Diplomarbeit bzw. die entwickelte Software von Dipl.-Ing. Andreas Eilenberger [29]. Diese Software wird auf die entwickelte Hardware angepasst.
- Testfahrt

Die Software verwendet zur Regelung bei niedrigen Drehzahlen das INFORM Verfahren. Bei höheren Drehzahlen wird das Spannungsmodell verwendet.

2. Theoretische Grundlagen

2.1. Solarzellen

Solarzellen werden verwendet um Licht (Photonenenergie) in elektrische Energie umzuwandeln. In diesem Kapitel werden der Aufbau und deren Funktion beschrieben. Weiters wird darauf eingegangen, wie eine Solarzelle betrieben werden muss, um einen möglichst hohen Wirkungsgrad zu erhalten.

2.1.1. Funktionsweise

Eine Solarzelle besteht aus einem pn-Übergang, vergleichbar mit einer Diode [30]. Der Aufbau erfolgt so, dass Licht auf diesen pn-Übergang einfallen kann.

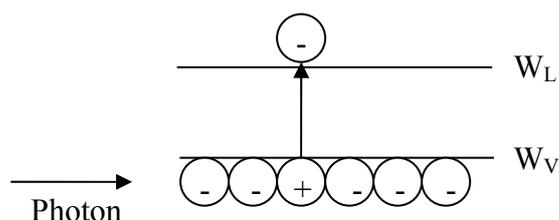


Abbildung 2.1: Energiebandmodell des pn-Überganges

Zur Erläuterung der Funktion wird das Energiebandmodell aus Abbildung 2.1 herangezogen. Trifft ein Photon mit ausreichender Energie auf den Halbleiter, so wird eine atomare Bindung im Kristallgitter aufgebrochen. Im Energiebandmodell bedeutet dies, dass ein Elektron unter Aufnahme von Photonenenergie vom Valenzband (W_V) in das Leitungsband (W_L) gehoben wird. Dabei wird im Valenzband eine Lücke hinterlassen und es bilden sich Elektronen-Loch-Paare. Damit ein Elektron in das Leitungsband gehoben werden kann, muss ausreichend Energie zugeführt werden um die Energiedifferenz W_G zwischen Leitungsband und Valenzband abzudecken bzw.

$$hf = h \frac{c}{\lambda} \geq W_G. \quad (2.1)$$

Die Konstante h steht für das Plancksche Wirkungsquantum und f für die Frequenz des Lichtes. Da W_G vom verwendeten Material abhängt, ist die Grenzfrequenz, welche mindestens benötigt wird um ein Elektronen-Loch-Paar zu bilden, ebenfalls vom Halbleiter abhängig. Für Silizium beträgt W_G 1,11eV, woraus sich eine Grenzwellenlänge λ_G von 1,12 μ m ergibt.

Die Elektronen-Loch-Paare bilden sich in der Raumladungszone (RLZ) des Halbleiters aus. Diese werden vom dort herrschenden elektrischen Feld getrennt und bewegen sich in entgegengesetzten Richtungen zu den Anschlüssen des Halbleiters. Die Anschlüsse sind in Abbildung 2.2 am linken und am rechten Ende des Kristalles zu sehen. Damit Licht auf den Kristall einfallen kann, müssen die Anschlüsse auf einer Seite entsprechend ausgeführt sein.

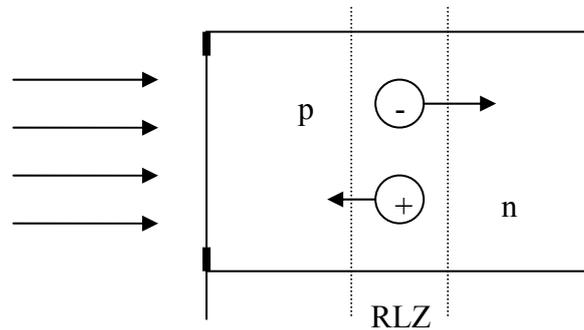


Abbildung 2.2: Aufbau einer Photodiode (Solarzelle)

Eine mögliche Kontaktform auf der Lichteinfallseite ist in Abbildung 2.3 dargestellt. Dabei gehen dünne Kontaktschienen von einer dickeren Sammelkontaktschiene weg. Weiters ist in der Abbildung ein Antireflexbelag eingezeichnet, welcher den Wirkungsgrad erhöht. Dieser hat die Aufgabe, Lichtreflexionen an der Oberfläche zu minimieren. Der Antireflexbelag kann glatt sein oder eine spezielle Form haben. Mit einer zackenförmigen Oberfläche können Reflexionen durch mehrfaches Auftreffen auf der Solarzelle minimiert werden. Wegen des hierfür nötigen hohen Herstellungsaufwandes werden diese nur selten eingesetzt.

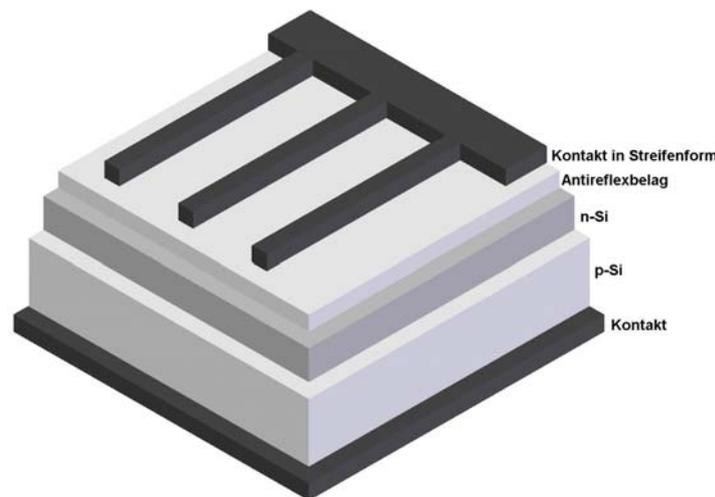


Abbildung 2.3: räumlicher Aufbau einer Solarzelle

Die Sonne strahlt im Sommer im höchsten Stand etwa 1 kW/m^2 auf die Erdoberfläche ein. Im Jahresmittel ergibt sich eine Leistungsdichte von 150 W/m^2 , wobei hier auch die Nachtstunden mitberücksichtigt sind. Um einen möglichst hohen Wirkungsgrad zu erreichen, ist die Wahl des Halbleitersmaterials von Bedeutung. Dies liegt daran, dass die Solarzellen bei unterschiedlichen Wellenlängen unterschiedlich viel Energie umwandeln können. Die Bestrahlungsstärke der Sonne auf der Erdoberfläche hat ihr Maximum bei einer Wellenlänge von $0,5\mu\text{m}$ (blau, grün). Die Si-Solarzelle hat ihr Leistungsmaximum bei $0,8\mu\text{m}$, Ge-Solarzellen bei $1,4\mu\text{m}$. Si-Solarzellen haben einen wesentlich schmäleren Wellenlängenbereich als Ge-Zellen, wodurch Ge-Zellen einen etwas höheren Wirkungsgrad haben. Aus technologischen Gründen sind jedoch Si-Zellen weiter verbreitet.

Es gibt drei Typen von Solarzellen: monokristalline, polykristalline und amorphe. Der Wirkungsgrad ist bei monokristallinen Zellen am höchsten, polykristalline Zellen sind jedoch

günstiger. Amorphe Zellen haben den niedrigsten Wirkungsgrad und auch die geringste Lebensdauer und finden deshalb in der Konsumelektronik ihren Absatz, da für niedrigpreisige Produkte eine geringere Lebensdauer akzeptiert wird. Beispiele hierfür sind Uhren und Taschenrechner.

2.1.2. Maximum Power Point

Aufgrund der Kennlinie von Solarzellen liefern diese abhängig vom Arbeitspunkt unterschiedliche Leistungen bei konstanten Lichtverhältnissen. In Abbildung 2.4 ist eine typische Kennlinie abgebildet. Eine Kurve liefert den Zusammenhang zwischen Strom und Spannung einer Zelle. Aus dieser wird die zweite Kurve berechnet, welche die Ausgangsleistung in Abhängigkeit der Spannung darstellt. Dabei ist zu erkennen, dass die maximale Leistung nur in einem bestimmten Punkt erreicht ist.

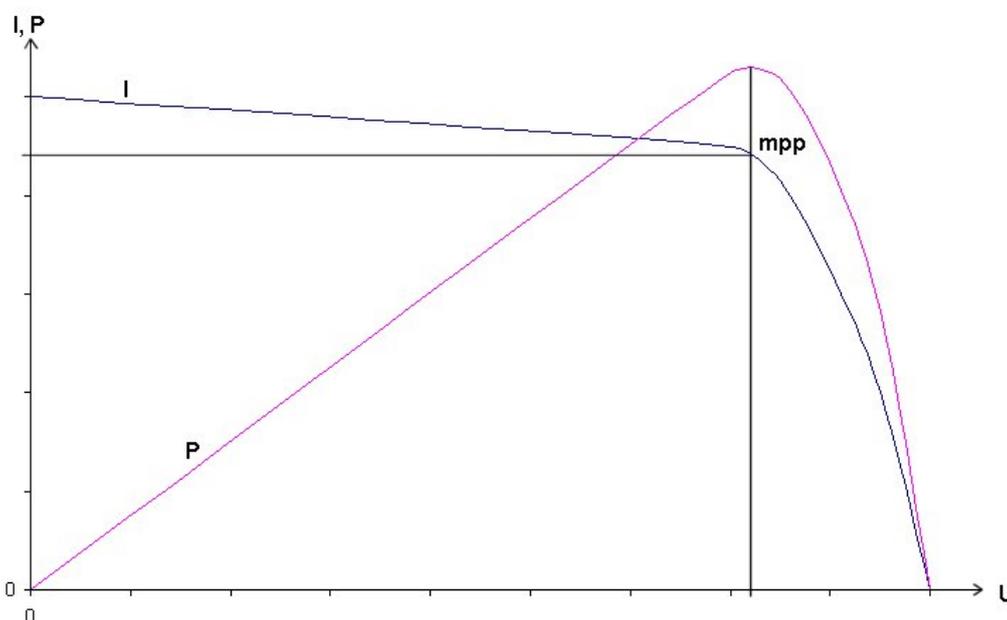


Abbildung 2.4: Solarzellenkennlinie: Strom bzw. Leistung in Abhängigkeit der Solarzellenspannung

Dieser Punkt wird mpp (maximum power point) genannt. Der mpp ist abhängig von der eingestrahelten Leistungsdichte, dem Einstrahlungswinkel und der Temperatur. Ein mpp-Laderegler übernimmt die Aufgabe, die maximale Leistung aus dem Solarzellen zu erhalten. Oftmals wird jedoch auf einen mpp-Laderegler verzichtet, da es ökonomischer sein kann, einen fixen Punkt der Kennlinie zu wählen. Der Laderegler kann somit wesentlich einfacher gestaltet sein und wird dadurch günstiger. Ein weiterer Grund für diese Vereinfachung ist die Tatsache, dass sich der mpp nur minimal in der Spannung ändert. Bei geringerer Einstrahlstärke reduziert sich der Strom, die Spannung im mpp variiert dabei nur minimal. Wenn der Wirkungsgrad von geringerer Bedeutung ist, kann, z.B. durch Abstimmung des Energiespeichers auf die Solarzelle, auf den Laderegler verzichtet werden. Dabei übernimmt der Energiespeicher die Regelung der Solarzellenspannung, indem sich die Spannung, wie z.B. beim Bleiakkumulator, nur geringfügig ändert. Liegt der mpp in der Nähe der Akkumulatorspannung, so kann auf den Laderegler verzichtet werden. Es muss jedoch darauf geachtet werden, dass der Energiespeicher dadurch keinen Schaden nimmt (Überladung).

2.1.3. Energieausbeute

Die auf der Erdoberfläche eintreffende Sonnenenergie ist von mehreren Faktoren abhängig. Die Jahreszeit ist durch die Planetenbewegung von großer Bedeutung. Im Winter trifft wesentlich weniger Energie auf die Erdoberfläche als im Sommer. Zur Berechnung wird der Tag N des Jahres (beginnend beim 1. Jänner) herangezogen. Die Formel [4]

$$\delta = 23,5^\circ \cdot \sin\left(360^\circ \frac{284 + N}{365}\right) \quad (2.2)$$

liefert die Deklination δ . Die Tageszeit wird mit Hilfe des Stundenwinkels ω erfasst. Dabei entspricht eine Stunde einem Winkel von 15° . Der Nullpunkt des Winkels ist zur Mittagszeit.

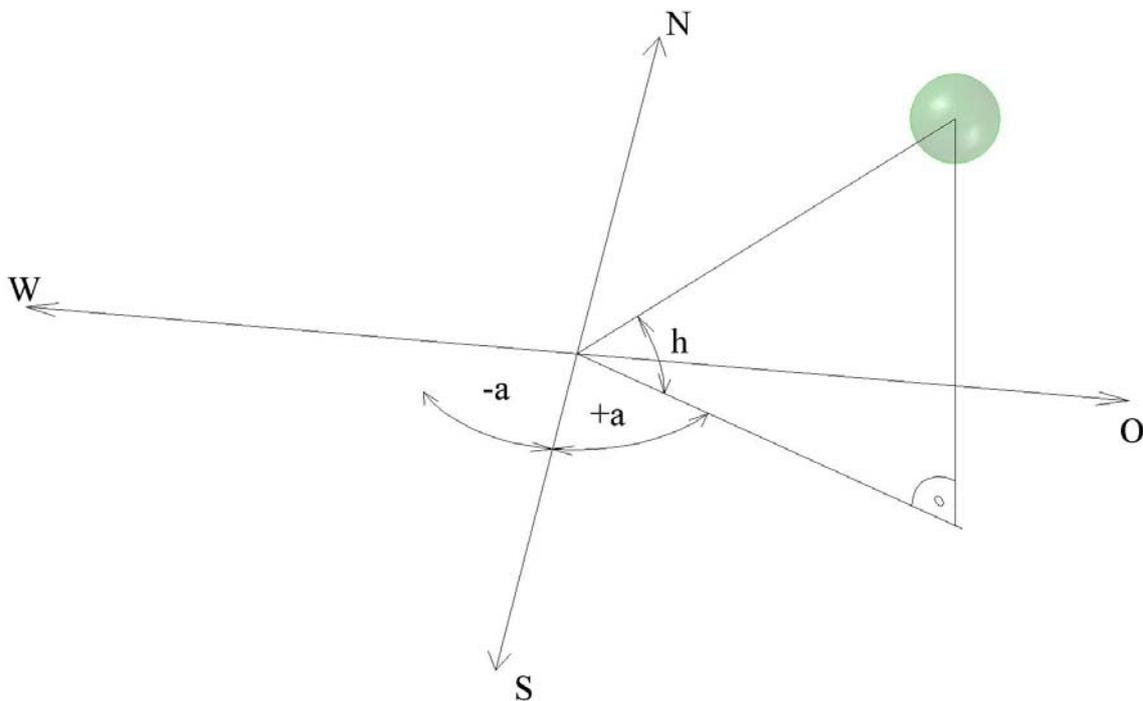


Abbildung 2.5: Berechnung der Strahlungsintensität auf der Erdoberfläche [4]

Abbildung 2.5 zeigt die Himmelsrichtungen der Erde und die Position der Sonne. Damit lassen sich folgende Zusammenhänge erstellen:

$$\sin(h) = \sin(\varphi) \sin(\delta) + \cos(\varphi) \cos(\delta) \cos(\omega) \quad (2.3)$$

$$\sin(a) = \frac{\cos(\delta) \sin(\omega)}{\cos(h)}. \quad (2.4)$$

Dabei entspricht φ der geografischen Breite der Position auf der Erdoberfläche. Um die Strahlungsintensität I_A auf einer Fläche auf der Erdoberfläche zu berechnen, wird der Winkel θ zwischen der zugehörigen Flächennormalen und den eintreffenden Sonnenstrahlen benötigt:

$$I_A = I \cdot \cos(\theta). \quad (2.5)$$

Abbildung 2.6 zeigt eine beliebige Fläche auf der Erdoberfläche. Die Position der Fläche wird mit den Winkeln α und β beschrieben. Weiters ist die Flächennormale n eingezeichnet und die Position der Sonne. Daraus kann der gesuchte Winkel θ mit der Formel [4]

$$\cos(\theta) = \sin(h)\cos(\alpha) - \sin(\alpha)\cos(h)\sin(a - \beta) \quad (2.6)$$

ermittelt werden.

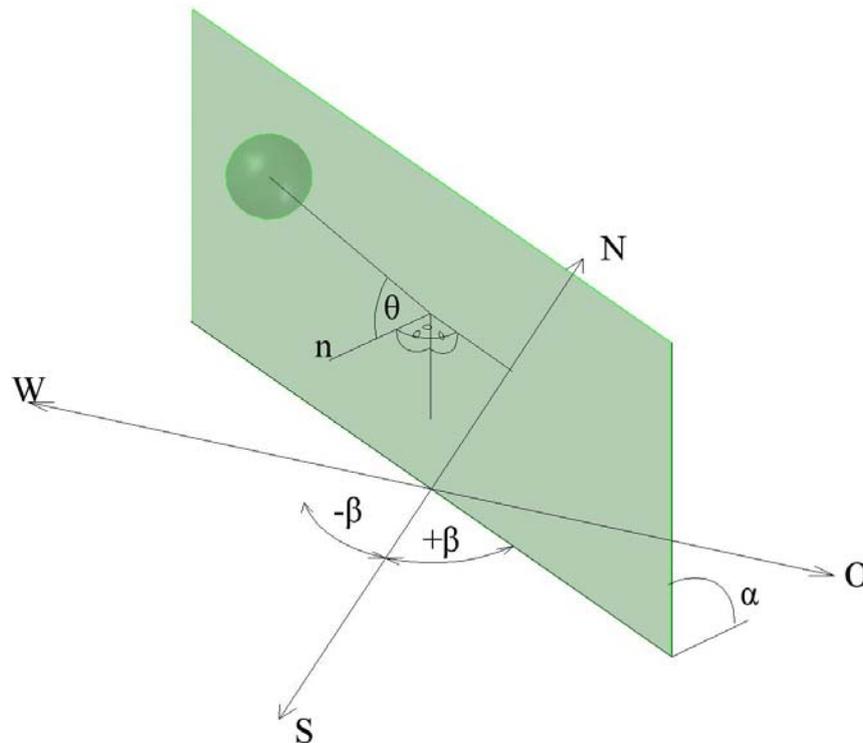


Abbildung 2.6: Berechnung der Strahlungsintensität auf der Erdoberfläche

Zur Berechnung der Strahlungsintensität I wird die relative Luftmasse m und der Trübungsfaktor T herangezogen [4]. Die relative Luftmasse wird mit der Formel

$$m = \frac{1}{\sin(h)} \quad (2.7)$$

ermittelt. Der Trübungsfaktor beschreibt den Zustand der Luft. Ein Trübungsfaktor von 1 bedeutet eine ideale Atmosphäre, im Normalfall liegt diese jedoch bei 2 bis 4. Mit der Konstante $I_0 (= 1353 \text{ W/m}^2)$ kann die Strahlungsintensität mit der Formel

$$I = I_0 \cdot D^{mT} \quad (2.8)$$

berechnet werden. Die Konstante D entspricht einem Wert von 0,906.

2.2. Normierung

Um den Aufwand bei der Berechnung mit Hilfe eines Prozessors mit Festkommarechnung möglichst gering zu halten, werden die diversen Größen normiert. Mathematisch ergeben sich daraus Größen der Dimension 1.

Der Bezugsstrom wird auf den Spitzenwert des Nennstromes bezogen [1]:

$$I_{BEZUG} = \sqrt{2} \cdot I_{str,N,eff} \cdot \quad (2.9)$$

Im konkreten Fall müssen die Übersetzungsfaktoren der Schaltung zur Strommessung und die des ADC mitberücksichtigt werden. Weiters wird der Messbereich des ADC auf 16HE (HANSLS Einheiten) abgebildet.

Die Bezugsspannung berechnet sich ähnlich:

$$U_{BEZUG} = \sqrt{2} \cdot U_{str,N,eff} \cdot \quad (2.10)$$

Die Bezugswinkelgeschwindigkeit wird über die Nenndrehzahl bestimmt. Bei mehrpoligen Maschinen muss dieses mitberücksichtigt werden, da dann der elektrische und der mechanische Winkel nicht übereinstimmen:

$$\Omega_{BEZUG} = 2\pi f_N \quad (2.11)$$

Die restlichen Bezugsgrößen ergeben sich aus den bisherigen. Bezugszeit:

$$t_{BEZUG} = \frac{1}{\Omega_{BEZUG}} \quad (2.12)$$

Bezugsflussverketung:

$$\Psi_{BEZUG} = \frac{U_{BEZUG}}{\Omega_{BEZUG}} \quad (2.13)$$

Bezugswiderstand:

$$R_{BEZUG} = \frac{U_{BEZUG}}{I_{BEZUG}} \quad (2.14)$$

Die Bezugsimpedanz wird unter Berücksichtigung von

$$\Omega_{BEZUG} L_{BEZUG} = X_{BEZUG} \quad (2.15)$$

zu

$$L_{BEZUG} = \frac{U_{BEZUG}}{\Omega_{BEZUG} \cdot I_{BEZUG}} = \frac{\Psi_{BEZUG}}{I_{BEZUG}} \cdot \quad (2.16)$$

Bezugsmoment:

$$M_{BEZUG} = \frac{3 \cdot U_{str,N,eff} \cdot I_{str,N,eff} \cdot p}{\Omega_{BEZUG}} \quad (2.17)$$

Mit Hilfe der Bezugsgrößen können die Werte normiert werden. Die normierten Werte werden mit Kleinbuchstaben wie z.B.

$$u(t) = \frac{U(t)}{U_{BEZUG}} \quad (2.18)$$

geschrieben, die normierte Zeit wird mit τ bezeichnet.

2.3. Raumzeiger

Zur einfacheren Beschreibung der Vorgänge in elektrischen Maschinen bedient man sich der Raumzeigerrechnung. Im Gegensatz zur Zeitzeigerrechnung besteht dabei keine Beschränkung auf eingeschwungene Vorgänge. Der zeitliche Verlauf der Größen ist somit irrelevant. Die Raumzeiger beschreiben den augenblicklichen elektromagnetischen Zustand im Maschinenquerschnitt. Um mit Raumzeigern arbeiten zu können, müssen Idealisierungen vorgenommen werden bzw. Voraussetzungen getroffen werden [2]:

- Innerhalb der Maschine werden die Größen als sinusförmig verteilt angenommen.
- Die Maschine verhält sich linear. Ist dies nicht der Fall (Sättigung), so kann ein Ersatzsystem herangezogen werden, bei dem sich der magnetische Arbeitspunkt in einem linearen Bereich befindet.
- Die Maschine ist rotationssymmetrisch aufgebaut.

Die Vorgehensweise ist folgende. Es wird der Querschnitt der Maschine betrachtet und ein komplexes Koordinatensystem eingefügt. Dessen Ursprung bildet dabei die Maschinenachse. Der komplexe Raumzeiger der dargestellten Größe zeigt in Richtung des Maximums der sinusförmigen Größe. In Abbildung 2.7 ist ein Raumzeiger Koordinatensystem dargestellt. Der graue Bereich repräsentiert eine physikalische Größe, welche einen sinusförmigen Verlauf in Abhängigkeit des Winkels aufweist.

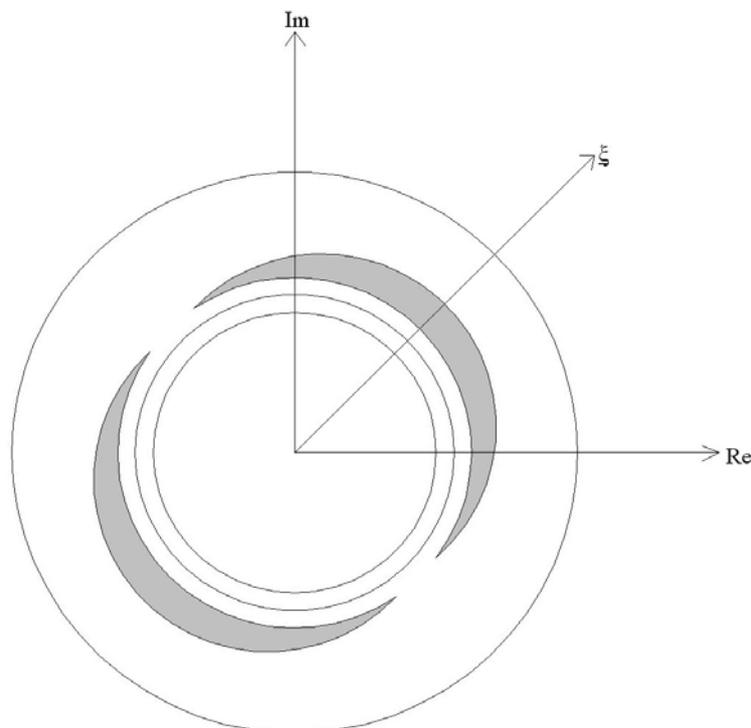


Abbildung 2.7: komplexes Raumzeiger Koordinatensystem

2.3.1. Stromraumzeiger

Wird zunächst nur ein stromdurchflossener Wicklungsstrang betrachtet, so folgt für die magnetische Spannung im Luftspalt

$$V(\alpha) = \hat{V} \cdot \cos(\alpha - \alpha_0) = \operatorname{Re}(\underline{V} \cdot e^{-j\alpha}) \quad (2.19)$$

mit

$$\underline{V} = \hat{V} \cdot e^{j\alpha_0}, \quad (2.20)$$

wobei α_0 definitionsgemäß den Winkel des Maximums der magnetischen Spannung angibt. Betrachtet man die magnetische Spannung, welche von mehreren Wicklungen herrührt (durch Superposition), so gelangt man zu dem Ausdruck

$$V_{ges}(\alpha) = \sum_{k=1}^N \operatorname{Re}(\underline{V}_k \cdot e^{-j\alpha}). \quad (2.21)$$

Der Ausdruck lässt sich auf eine Maschine mit N Strängen anwenden. Dabei wird Strang 1 in die reelle Achse des Koordinatensystems gelegt. Die restlichen magnetischen Spannungen liegen gleichmäßig über den Radius verteilt:

$$V_{ges}(\alpha) = \sum_{k=1}^N \operatorname{Re}(V_k \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(k-1)} \cdot e^{-j\alpha}). \quad (2.22)$$

Betrachtet man den Scheitelwert einer magnetischen Spannung und den zugehörigen Strangstrom, so sind diese proportional zueinander:

$$\hat{V}_K = konst \cdot I_k. \quad (2.23)$$

Für die weitere Vorgehensweise wird angenommen, dass jener Augenblick betrachtet wird in dem Strang 1 den maximalen Strom führt. Die N Stränge führen dann die Ströme

$$I_k = I_{Nenn} \cdot \sqrt{2} \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{N}(k-1)\right). \quad (2.24)$$

Werden die letzten drei Gleichungen kombiniert, so erhält man für die magnetische Spannung (reelle Achse):

$$\begin{aligned} V_{ges} \Big|_{\alpha=0} &= konst \cdot \sqrt{2} \cdot I_{Nenn} \cdot \sum_{k=1}^N \operatorname{Re} \left[\cos\left(\frac{2\pi}{N}(k-1)\right) \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(k-1)} \right] = \\ &= konst \cdot \sqrt{2} \cdot I_{Nenn} \cdot \frac{N}{2} = \left| \underline{V}_{ges, Nenn} \right|_{\alpha=0}. \end{aligned} \quad (2.25)$$

Der Stromraumzeiger wird definiert als

$$\underline{i} := \frac{V_{ges}}{\left| \underline{V}_{ges, Nenn} \right|}, \quad (2.26)$$

woraus sich

$$\underline{i} = \frac{\sum_{k=1}^N \hat{V}_k \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(k-1)}}{konst \cdot \sqrt{2} \cdot I_{Nenn} \cdot \frac{N}{2}} \quad (2.27)$$

ergibt. Setzt man für den Scheitelwert der magnetischen Spannung des k-ten Strangstromes ein, so erhält man

$$\underline{i} = \frac{\sum_{k=1}^N konst \cdot I_k \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(k-1)}}{konst \cdot \sqrt{2} \cdot I_{Nenn} \cdot \frac{N}{2}} \quad (2.28)$$

Nach Kürzen und Einsetzen des normierten Strangstromes

$$i_k = \frac{I_k}{\sqrt{2} \cdot I_{Nenn}} \quad (2.29)$$

erhält man für den Stromraumzeiger mit N Strängen

$$\underline{i} = \frac{2}{N} \cdot \sum_{k=1}^N i_k \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(k-1)} \quad (2.30)$$

Für den Fall eines dreiphasigen Drehstromsystems, wie es hier Verwendung findet, lautet die Formel:

$$\underline{i} = \frac{2}{3} (i_1 + i_2 \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_3 \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (2.31)$$

2.3.2. Spannungs- und Flussverkettungsraumzeiger

Spannungs- und Flussverkettungsraumzeiger werden ähnlich dem Stromraumzeiger definiert. Der Spannungsraumzeiger wird mit

$$\underline{u} = \frac{2}{N} \cdot \sum_{k=1}^N u_k \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(k-1)} \quad (2.32)$$

berechnet. Der Flussverkettungsraumzeiger wird entweder durch Integration des Spannungsraumzeigers oder mit Hilfe der Flussverkettungsgleichungen berechnet.

2.3.3. Rücktransformation auf Strangwerte

Die Rücktransformation auf Strangwerte (Strangströme, Strangspannungen) erfolgt durch Projektion auf den entsprechenden Strang [2].

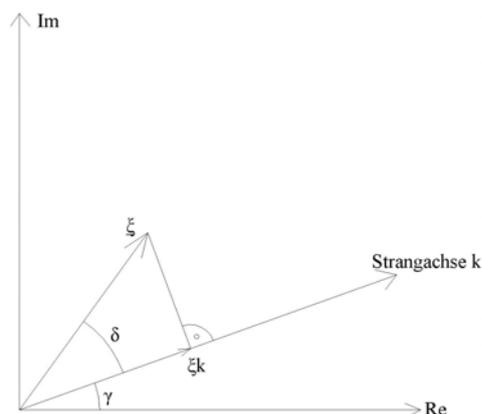


Abbildung 2.8: Rücktransformation von Raumzeigern auf Strangwerte

Der Raumzeiger $\underline{\xi}$ in Abbildung 2.8 soll auf die Strangachse k projiziert werden. Hierzu wird der Raumzeiger um den Winkel γ zurückgedreht und anschließend der Realteil gebildet

$$\underline{\xi}_k = \operatorname{Re}(\underline{\xi} \cdot e^{-j\gamma}) = \operatorname{Re}(|\underline{\xi}| \cdot e^{j(\delta+\gamma-\gamma)}) = \operatorname{Re}(|\underline{\xi}| \cdot e^{j\delta}) = |\underline{\xi}| \cdot \cos \delta. \quad (2.33)$$

Bei bis zu drei Strängen ist die Rücktransformation eindeutig. Bei mehreren Strängen können Ströme frei gewählt werden.

2.3.4. Transformation eines Raumzeigers in andere Koordinatensysteme

Bei der Berechnung von Maschinen werden unterschiedliche Koordinatensysteme verwendet. Grundsätzlich wird zwischen rotorfesten und statorfesten Koordinatensystemen unterschieden. Unterschiedliche Gleichungen bedienen sich dabei unterschiedlicher Koordinatensysteme, um die Berechnung einfacher zu gestalten. Dabei ist es jedoch notwendig, Größen in das jeweils andere Koordinatensystem zu transformieren.

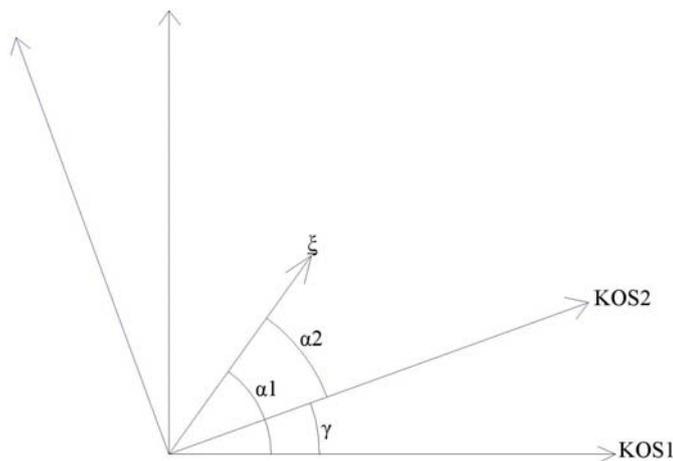


Abbildung 2.9: Transformation von Raumzeigern in andere Koordinatensysteme

Befindet sich die Größe $\underline{\xi}$ in Abbildung 2.9 im Koordinatensystem KOS1, so muss $\underline{\xi}$ um die Winkeldifferenz γ zwischen den Koordinatensystemen gedreht werden, um in das Koordinatensystem KOS2 transformiert zu werden. Anders ausgedrückt

$$\underline{\xi}|_{KOS1} = |\underline{\xi}| \cdot e^{j\alpha_1} \quad (2.34)$$

$$\underline{\xi}|_{KOS2} = |\underline{\xi}| \cdot e^{j\alpha_2} = |\underline{\xi}| \cdot e^{j\alpha_1 - \gamma} = |\underline{\xi}| \cdot e^{j\alpha_1} \cdot e^{-j\gamma} = \underline{\xi}|_{KOS1} \cdot e^{-j\gamma}. \quad (2.35)$$

2.4. PSM

Die Abkürzung PSM steht für Permanentmagnet-Synchronmaschine. Im Vergleich zu einer Gleichstrommaschine benötigt die PSM keine Wartung, da diese keinen mechanischen Kommutator benötigt. Im Vergleich zur ASM ist die Maschine im hochdynamischen Betrieb einfacher zu regeln. Grundsätzlich werden zur Lagerfassung bzw. Regelung Sensoren

benötigt, die den Winkel des Rotors ermitteln. Es gibt jedoch auch sensorlose Verfahren, die in unterschiedlichen Drehzahlbereichen ihre Stärken besitzen.

2.4.1. Aufbau

Der Aufbau einer PSM ist in Abbildung 2.10 dargestellt. Dabei handelt es sich um eine Außenläufermaschine, was daran zu erkennen ist, dass sich der Rotor außerhalb des Stators befindet. Am Rotor sind Dauermagnete aufgeklebt. Um einen mathematischen Zusammenhang herstellen zu können, ist der Rotor mit dem dq-Koordinatensystem verbunden. Am Stator sind die Wicklungen aufgebracht. Da die Magnete wie Luft wirken, ist die Induktivität der Maschinen gering. Dem Stator ist das $\alpha\beta$ -Koordinatensystem zugeordnet. Das dritte Koordinatensystem (kl) ist fest mit dem Laborsystem verbunden [29]. Zur einfacheren Berechnung kann dieses mit dem Statorkoordinatensystem zusammenfallen. Die Winkelgeschwindigkeit ω_m der Maschine (mechanisch) ist

$$\omega_m = \frac{d\gamma_m}{dt}. \quad (2.36)$$

Da die Magnete im Normalfall dünner ausgeführt sind als die Wicklungen, wird bei der Außenläufermaschine bei gleichen Maschinenabmessungen ein höheres Moment erreicht als bei der herkömmlichen Bauform [29].

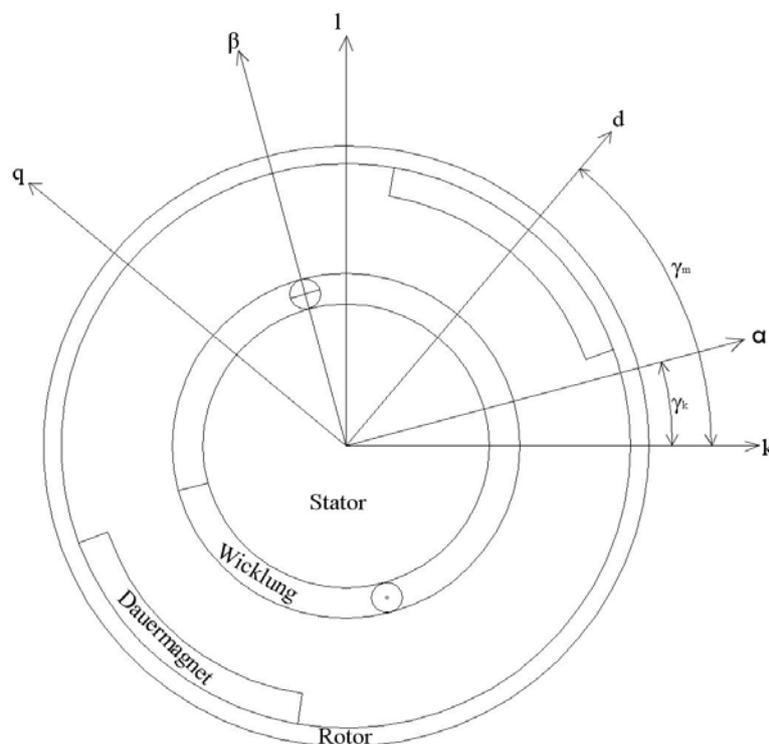


Abbildung 2.10: Zweipoliges Maschinenersatzschaltbild einer Außenläufer PSM

2.4.2. Gleichungen der PSM

Die folgenden Gleichungen bedienen sich der komplexen Raumzeigerrechnung sowie der Normierung der Größen. Die Indizes R und S stehen für Größen bezüglich des Rotors bzw. des Stators. Die erste Gleichung nennt sich **Statorspannungsgleichung**

$$\underline{u}_S(\tau) = \underline{i}_S \cdot r_S + \frac{d\underline{\Psi}_S}{d\tau} + j\omega_k \cdot \underline{\Psi}_S, \quad (2.37)$$

wobei ω_k einem allgemeinen rotierenden Koordinatensystem zugehört.

Die **Statorflußverkettungsgleichung** zeigt, dass sich die Flussverkettung aus der Statorwicklung und der Permanentterregung des Rotors zusammensetzt:

$$\underline{\Psi}_S(\tau) = l_S \cdot \underline{i}_S + \underline{\Psi}_M. \quad (2.38)$$

Die **mechanische Gleichung** gilt für alle Maschinen und liefert den Zusammenhang zwischen den Drehmomenten und der Drehzahländerung:

$$\tau_m \cdot \frac{d\omega_m}{d\tau} = m_R + m_L. \quad (2.39)$$

Die **Drehmomentgleichung** zeigt die Bildung des Drehmomentes mit Hilfe der Raumzeiger des Statorstromes und der Statorflußverkettung:

$$m_R(\tau) = -\text{Im}(\underline{i}_S^* \cdot \underline{\Psi}_S). \quad (2.40)$$

Um die Gleichung zu vereinfachen, wird die Statorflußverkettungsgleichung verwendet. Damit erhält man folgende Gleichung:

$$m_R(\tau) = -l_S \cdot \text{Im}(\underline{i}_S^* \cdot \underline{i}_S) - \text{Im}(\underline{i}_S^* \cdot \underline{\Psi}_M). \quad (2.41)$$

Der rechte Term der Gleichung bildet das Drehmoment, welches aufgrund der vom Dauermagneten hervorgerufenen Flußverkettung zustande kommt. Der linke Term beschreibt die Drehmomentbildung aufgrund des eigenen Statorstromes. Da dieser Anteil 0 ist, beschränkt sich die Drehmomentbildung auf den rechten Term.

2.4.3. Betrieb als Brushless DC Motor (BLCD)

Diese Betriebsart wird oft verwendet, da keine kontinuierliche Winkelinformation benötigt wird. Es genügt eine Winkelauflösung von 60° . Darin liegt der Vorteil zur Sinuskommutierung, die eine wesentlich genauere Lageerfassung benötigt. Beim BLDC Betrieb existieren aufgrund der Tatsache, dass definitionsgemäß immer nur zwei Halbbrücken des Wechselrichters aktiv sind, nur sechs mögliche Stromraumzeiger [1].

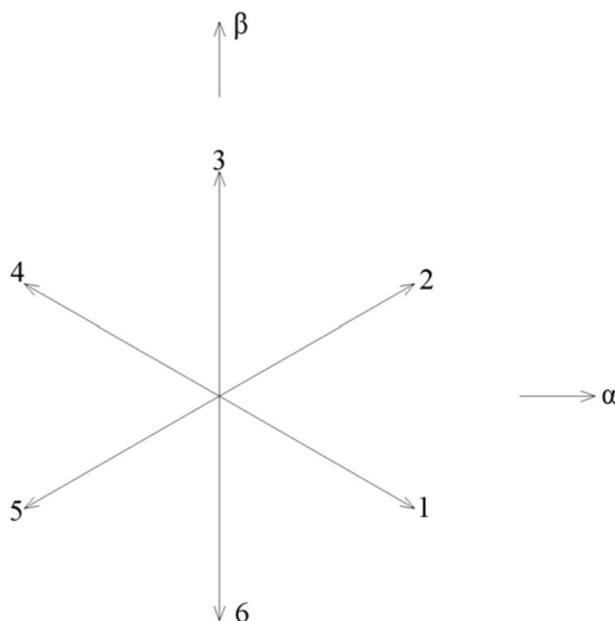


Abbildung 2.11: BLCD – mögliche Stromraumzeiger

Zur Erläuterung wird Abbildung 2.11 herangezogen. Diese Abbildung zeigt das Statorkoordinatensystem ($\alpha\beta$) und die möglichen Stromraumzeiger. Als Beispiel wird jener Raumzeiger mit der Nummer 1 generiert. Wird der erste Strang positiv von Strom durchflossen und der dritte Strang sperrt, so muss der zweite Strang negativ vom selben Strom durchflossen werden. Dieser Strom sei mit i_{ZK} bezeichnet, dann folgt der Stromraumzeiger

$$\underline{i}_{S1} = \frac{2}{3}(i_1 + i_2 \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_3 \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}}) = \frac{2}{3}(i_{ZK} - i_{ZK} \cdot e^{j120^\circ}) = \frac{3}{\sqrt{3}} \cdot i_{ZK} \cdot e^{-j30^\circ}. \quad (2.42)$$

Die Wahl des Stromraumzeigers ist abhängig von der aktuellen Rotorposition. Dabei ist die Betrachtung des generierten Momentes ausschlaggebend. Um ein möglichst großes Moment zu erlangen, muss der Flussraumzeiger normal auf den Stromraumzeiger stehen (Drehmomentgleichung). Befindet sich der aktuelle Flussraumzeiger beispielsweise in einem Bereich von 210° bis 270° , so bildet der Stromraumzeiger mit der Nummer 1 den bestmöglichen Winkel. Dies gilt natürlich nur für eine Drehrichtung. Soll sich der Motor in die entgegengesetzte Richtung drehen, so ist der Stromraumzeiger mit der Nummer 4 zu wählen.

Als Lagegeber bei dieser Methode werden kostengünstige Hallelemente verwendet. Diese verwenden das Magnetfeld der Maschine, um die Lageinformation zu erhalten. Um während eines 60° Blockes ein möglichst konstantes Moment aufzubauen, kann der Motor entsprechend konstruiert werden. Dabei wird darauf geachtet, dass die Flussdichte trapezförmig (in Abhängigkeit des Winkels), und die Durchflutung pro Winkel konstant ausgelegt ist.

Die Verwendung von Hallensensoren erfordert nicht unbedingt das BLDC Verfahren. Es kann versucht werden die Lageinformation mit Hilfe von Beobachtern zu verfeinern, wodurch eine Sinuskommutierung möglich wird.

2.4.4. INFORM Verfahren

Das INFORM Verfahren [3] wird zur sensorlosen Lageerfassung des Rotors bei niedrigen Drehzahlen verwendet. Da bei niedrigen Drehzahlen bzw. bei Stillstand wenig bzw. keine Spannung induziert wird, bedient sich dieses Verfahren einer anderen Methode. Inform ist die Abkürzung für "Indirect Flux detection by On-line Reactance Measurement". Die Lageerfassung erfolgt durch eine Reaktanzerfassung, was durch eine Stromanstiegsmessung realisiert wird. Damit dieses Verfahren arbeitet, muss eine deutliche Abhängigkeit der Reaktanz vom Rotorwinkel vorhanden sein. Die Messung selbst erfolgt aktiv. Es werden so genannte Inform-Schüsse verwendet. Dabei wird eine bestimmte Schalterstellung über eine gewisse Zeit an die Brücke angelegt und der Stromanstieg gemessen.

Zunächst wird ein Zusammenhang zwischen Stromänderung und Spannung erstellt. Dabei wird die normierte komplexe Raumzeigerrechnung verwendet. Dieses Verhältnis wird definiert als normierte komplexe Induktivität:

$$\underline{x}_{INFORM} := \frac{\underline{u}_S}{\frac{d\underline{i}_S}{d\tau}} \quad (2.43)$$

Diese Induktivität oszilliert mit dem doppelten Rotorwinkel γ_m . Weiters ist ein Offset γ_o zu berücksichtigen, welcher vom betrachteten Strang abhängt:

$$\underline{x}_{INFORM} = \underline{x}_{INFORM}(2\gamma_m - 2\gamma_o). \quad (2.44)$$

Zur Berechnung mit Hilfe eines DSPs ist die Verwendung des Kehrwertes vorteilhaft, da dadurch Divisionen reduziert werden:

$$\underline{y}_{INFORM} = \frac{1}{\underline{x}_{INFORM}}. \quad (2.45)$$

In guter Näherung wird der Zusammenhang [3]

$$y_{RE,INFORM} = \operatorname{Re}\{\underline{y}_{INFORM}\} = y_0 - \Delta y \cdot \cos(2\gamma_{INFORM} - 2\gamma_o) \quad (2.46)$$

für die weitere Berechnung verwendet. Durch Kombination der bisherigen Gleichungen kann eine Formel für den Stromanstieg in den drei Phasen angegeben werden. Dabei wird für den Winkeloffset γ_o der Winkel des entsprechenden Stranges eingesetzt:

$$\Delta i_{SA,1} = \Delta \tau \cdot |\underline{u}_S| \cdot [y_0 - \Delta y \cdot \cos(2\gamma_m)], \quad (2.47)$$

$$\Delta i_{SB,2} = \Delta \tau \cdot |\underline{u}_S| \cdot \left[y_0 - \Delta y \cdot \cos\left(2\gamma_m - \frac{4\pi}{3}\right) \right], \quad (2.48)$$

$$\Delta i_{SC,3} = \Delta \tau \cdot |\underline{u}_S| \cdot \left[y_0 - \Delta y \cdot \cos\left(2\gamma_m - \frac{2\pi}{3}\right) \right]. \quad (2.49)$$

Die Messungen selbst erfolgen für jede Phase einzeln. Im nächsten Schritt wird ein komplexer Raumzeiger $\underline{c}_{INFORM,REAL}$ definiert:

$$\underline{c}_{INFORM,REAL} := \Delta i_{SA,1} + \Delta i_{SB,2} \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} + \Delta i_{SC,3} \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (2.50)$$

Werden die Gleichungen für die Stromdifferenzen in diese Gleichung eingesetzt, so erhält man

$$\underline{c}_{INFORM,REAL} = -\Delta\tau \left| \underline{u}_s \right| \cdot \frac{3 \cdot \Delta\gamma_m}{2} \cdot e^{j2\gamma_m}. \quad (2.51)$$

Hier ist ersichtlich, dass das Argument von $\underline{c}_{INFORM,REAL}$ den doppelten Rotorwinkel liefert. Dadurch entsteht jedoch eine Winkelunsicherheit um 180° , bzw. zwei mögliche Winkel. Um den korrekten Winkel herauszufinden, wird in die PSM ein d-Strom eingepreßt. Durch diesen Strom wird kein Drehmoment aufgebaut, da die Richtungen des Stromraumzeigers und des Flussverkettungsraumzeigers identisch sind. Es wird jedoch der Feld geschwächt oder verstärkt. Durch Anlegen von zwei d-Strömen unterschiedlicher Richtung können die Felder verglichen werden und daraus die Unsicherheit eliminiert werden [3].

2.4.5. Spannungsmodell

Das Spannungsmodell verwendet zur sensorlosen Lageerfassung die in der Maschine induzierte Spannung. Dadurch ist erst bei höheren Drehzahlen eine Lageerfassung möglich, weil nur dann eine ausreichend hohe Spannung induziert wird. Das Modell verwendet die Statorspannungsgleichung. Diese wird zunächst umgeformt

$$\underline{\Psi}_s(\tau) = \int [\underline{u}_s(\tau) - \dot{i}_s(\tau) \cdot r_s] d\tau. \quad (2.52)$$

Da die Integration im statorfesten Koordinatensystem stattfindet, fällt der Term mit ω_K weg. Um statt der Statorflussverkettung jene Flussverkettung zu erhalten, die durch die Permanentmagnete generiert wird, wird die Statorflussverkettungsgleichung eingesetzt

$$\underline{\Psi}_M(\tau) = \int [\underline{u}_s(\tau) - \dot{i}_s(\tau) \cdot r_s] d\tau - l_s \cdot \dot{i}_s(\tau). \quad (2.53)$$

Auf der rechten Seite der Gleichung befinden sich bekannte Größen. Da die Lage des Raumzeigers Ψ_M bei der PSM der Rotorlage entspricht, muss auf der Formel dessen Argument bestimmt werden. Da sich alle Größen auf den Stator beziehen, liefert das Argument den Winkel des Rotors relativ zum Stator.

In der Realität müssen Vorkehrungen getroffen werden, damit der Integrator aufgrund von Ungenauigkeiten der Messschaltung (Offset bei den Messwerten) nicht instabil wird [29].

Zur Berechnung mit Hilfe eines Prozessors werden die Größen vor der Berechnung in Real- und Imaginärteil getrennt. Danach werden Real- und Imaginärteil der vom Magneten hervorgerufenen Flussverkettung getrennt berechnet. Daraus kann mit Hilfe der Arcustangensfunktion der Winkel berechnet werden.

2.5. Gesetzliche Rahmenbedingungen

Die gesetzlichen Grundlagen, um ein Freizeitfahrzeug ohne Typisierung und Zulassung im öffentlichen Verkehr bewegen zu dürfen, sind gegeben, wenn das Fahrzeug als Fahrrad gilt. Laut Kraftfahrzeuggesetz [5] gelten folgende Bestimmungen:

- §1 (2a) Nicht als Kraftfahrzeuge, sondern als Fahrräder im Sinne der StVO 1960 gelten auch elektrisch angetriebene Fahrräder mit einer höchsten zulässigen Leistung von nicht mehr als 400 Watt und einer Bauartgeschwindigkeit von nicht mehr als 20 km/h.
- § 2 (22: Fahrrad): a) ein Fahrzeug, das mit einer Vorrichtung zur Übertragung der menschlichen Kraft auf die Antriebsräder ausgestattet ist, b) ein Fahrzeug nach lit. a, das zusätzlich mit einem elektrischen Antrieb gemäß §1 Abs. 2a KFG 1967

ausgestattet ist (Elektrofahrrad), c) ein zweirädriges Fahrzeug, das unmittelbar durch menschliche Kraft angetrieben wird (Roller), oder d) ein elektrisch angetriebenes Fahrzeug, dessen Antrieb dem eines Elektrofahrrads im Sinne des § 1 Abs. 2a KFG 1967 entspricht;

Diese Bestimmungen sind seit 1967 gültig, jedoch müssen auch die aktuellen Novellen überprüft werden.

- Bis zur 17. KFG-Novelle war nur ein Elektro-Antrieb mit einer Bauartgeschwindigkeit von 10 km/h erlaubt; danach mit 20 km/h und 400W.
- Nach der 18. KFG-Novelle (RV 97) fallen „auch elektrisch angetriebene Fahrzeuge“, deren Antrieb dem eines Elektrofahrrades entspricht iSd § 1 Abs 2a KFG“ (400 W, 20 km/h) „unter den Fahrradbegriff“. Diese besitzen aber ausschließlich einen Elektromotor (bei Fahrräder ist ein Elektromotor ein Hilfsmotor). KFG §2 (Begriffsbestimmungen) Erläuterungen Abs 27

Um den Begriff der Bauartgeschwindigkeit einzugrenzen, wurde auch diese Definition untersucht:

„Bauartgeschwindigkeit ist die Geschwindigkeit, hinsichtlich der auf Grund der Bauart des Fahrzeuges dauernd gewährleistet ist, dass sie auf gerader, waagrechter Fahrbahn bei Windstille nicht überschritten werden kann,“ (KFG §2 (Begriffsbestimmungen) Abs 37a)

Fahrradausstattung

Beim Freizeitfahrzeug müssen die gesetzlichen Bestimmungen für das Benutzen eines Fahrrades auf öffentlichem Grund berücksichtigt werden. Diese sind in der Fahrradverordnung [6] verankert. Das Fahrzeug muss daher:

- mit zwei voneinander unabhängig wirkenden Bremsvorrichtungen, mit denen auf trockener Fahrbahn eine mittlere Bremsverzögerung von 4 m/s² bei einer Ausgangsgeschwindigkeit von 20 km/h erreicht wird ausgestattet sein,
- mit einer Vorrichtung zur Abgabe von akustischen Warnzeichen ausgestattet sein,
- mit einem hellleuchtenden, mit dem Fahrrad fest verbundenen Scheinwerfer, der die Fahrbahn nach vorne mit weißem oder hellgelbem, ruhendem Licht mit einer Lichtstärke von mindestens 100cd beleuchtet, ausgestattet sein,
- mit einem roten Rücklicht mit einer Lichtstärke von mindestens 1cd ausgestattet sein,
- mit einem weißen, nach vorne wirkenden Rückstrahler mit einer Lichteintrittsfläche von mindestens 20cm² (der Rückstrahler darf mit dem Scheinwerfer verbunden sein) ausgestattet sein,
- mit einem roten, nach hinten wirkenden Rückstrahler mit einer Lichteintrittsfläche von mindestens 20cm² ausgestattet sein; der Rückstrahler darf mit dem Rücklicht verbunden sein,
- mit gelben Rückstrahlern an den Pedalen ausgestattet sein, diese können durch gleichwertige Einrichtungen ersetzt werden,
- mit Reifen, deren Seitenwände ringförmig zusammenhängend, weiß oder gelb rückstrahlend sind, ausgestattet sein, oder an jedem Rad mit mindestens zwei nach beiden Seiten wirkenden, gelben Rückstrahlern mit einer Lichteintrittsfläche von mindestens 20cm² oder mit anderen rückstrahlenden Einrichtungen, die in der Wirkung den zuvor genannten entsprechen.

- wenn das Fahrrad für den Transport mehrerer Personen bestimmt ist, für jede Person mit einem eigenen Sitz, mit einer eigenen Haltevorrichtung und eigenen Pedalen oder Abstützvorrichtungen ausgestattet sein.

Da das Freizeitfahrzeug ein zweispuriges Fahrrad ist, gelten auch noch folgende Bestimmungen:

- Es müssen jeweils zwei Rücklichter und Rückstrahler in gleicher Höhe so angebracht sein, dass sie die seitliche Begrenzung des Fahrrades erkennen lassen.
- Die Bremsen müssen auf alle Räder einer Achse gleichzeitig und gleichmäßig wirken.
- Wenn das Fahrrad für den Transport mehrerer Personen bestimmt ist, muss für jede beförderte Person ein eigener Sitz vorhanden sein.

3. Mechanik

Als Grundgerüst, auf dem alles aufgebaut wurde, diente ein fertiges Fahrzeug. Dieses wurde auf die benötigten Anforderungen umgebaut, was einen erheblichen Teil der Arbeit darstellte. Es musste ein komplettes Dach gefertigt werden, welches die Solarmodule aufnimmt. Dabei war die Herausforderung, dass dieses Dach möglichst gut mit dem Chassis verbunden ist, damit zwischen Dach und Chassis keine allzu großen Schwingungen auftreten. Weiters wurde ein Platz für die Batterien gesucht, wo diese die Passagiere nicht stören, wobei auf einen niedrigen Schwerpunkt des Fahrzeuges zu achten war. Die größte Herausforderung stellten die Bremsen dar. Das Originalfahrzeug hatte nur auf der Hinterachse Bremsen, welche aber aufgrund der Umbauten nicht weiterverwendet werden konnten. Auf der Vorderachse waren keine Bremsen vorgesehen. Da die Räder nur von einer Seite aufgehängt sind (Ackermannlenkung), waren diese die größte Herausforderung. Um eine gleichmäßige Bremskraftaufteilung auf alle vier Räder zu erhalten, wurde ein Bremskraftverteiler eingebaut. Gesteuert werden Bremsen und Motor über einen gemeinsamen Hebel, welcher über ein Potentiometer die Position des Hebels an die Elektronik weitergibt und über einen Bowdenzug die Bremsen ansteuert.

Es wurde versucht, die Masse des Fahrzeuges so gering wie möglich zu halten und dabei eine stabile Konstruktion zu erhalten. Das Ergebnis der mechanischen Arbeiten ist in Abbildung 3.1 zu sehen. In den folgenden Kapiteln wird auf die wichtigsten Umbauten genauer eingegangen.



Abbildung 3.1: Gesamtansicht Freizeitfahrzeug

3.1. Solardach

Das Dach besteht aus sechs Solarmodulen, welche in einen Aluminiumrahmen eingebettet sind. Da alleine durch die Module eine Masse von 30kg auf die Befestigungsstangen wirken und diese durch ihre Länge leicht zu schwingen beginnen, wurde nach möglichst leichten und wirksamen Verstrebungen gesucht. Es existieren vier senkrechte Stangen (zwei in der Mitte und zwei hinten am Fahrzeug), die das Hauptgewicht tragen. Um die Möglichkeit des Schwingens nach vorne und nach hinten zu reduzieren, wurde eine diagonale Strebe eingefügt, welche vom hinteren Ende des Solardaches auf das Armaturenbrett wirkt.

Die Explosionszeichnung in Abbildung 3.2 zeigt dessen genauen Aufbau.

Der Rahmen, in dem die Module eingebettet sind besteht aus 3mm dicken Aluminium L-Profilen. Um die Befestigungsstangen zum Chassis aufzunehmen, wurden drei dickere Querstreben eingebaut. Diese haben Befestigungslöcher, in welche zuerst Gummipuffer zur Dämpfung des Daches eingeschraubt werden, die dann wiederum mit den senkrechten Befestigungsstangen verschraubt sind. Durch diese Dämpfung und durch die Elastizität der Querstreben kann das Dach schaukeln. Eine weitere Maßnahme, um dieses zu reduzieren ist in Abbildung 3.1 zu sehen. Im linken Bild sind L-Profile von den vorderen Ecken des Daches bis zum Chassis eingepasst (aus Übersichtsgründen im rechten Bild ausgeblendet). Weiters wurden Stahlseile ebenfalls von den oberen Ecken des Daches bis zum Chassis gespannt, welche sich jedoch in der Mitte kreuzen. Dadurch wird das seitliche Schwingen reduziert, ohne eine Kraft nach unten an der Vorderkante des Daches auszuüben.

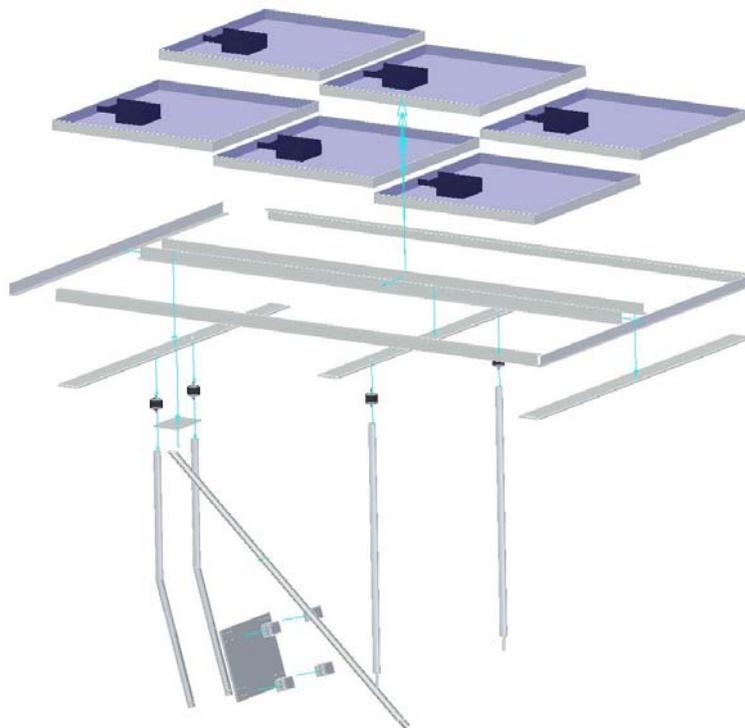


Abbildung 3.2: Explosionszeichnung des Solardaches

3.2. Bremsen

Das Bremssystem des Fahrzeuges wurde vollständig erneuert, um den gesetzlichen Anforderungen zu genügen. Jedes Rad wird einzeln über einen zentralen Bremshebel verzögert. Für die Vorderbremse wurden mehrere Lösungen erarbeitet, wobei jene mit dem geringsten Aufwand realisiert wurde. Um eine optimale Kraftverteilung auf die unterschiedlichen Bremsen zu gewährleisten, musste ein Bremskraftverteiler eingebaut werden.

3.2.1. Bremskraftverteiler

Die vorderen Räder werden mit Scheibenbremsen, die hinteren mit Backenbremsen gebremst. Da diese unterschiedliche Verzögerungskräfte ausüben und unterschiedliche Ansprechdistanzen am Bowdenzug haben, muss dieses ausgeglichen werden.

Dieser befindet sich in der Fahrzeugfront und ist auf einer Aluminiumplatte montiert. Abbildung 3.3 zeigt dessen Aufbau. Rechts im Bild ist der Bowdenzug zu sehen, welcher vom Bremshebel kommt. Auf der linken Seite ist je ein Bowdenzug für jedes Rad zu sehen. Diese sind alle über eine Einstellschraube mit einem Aluminiumblock verbunden, welcher mit der Grundplatte verschraubt ist. Die Einstellschraube erlaubt eine Grobjustierung der Seillängen. Die mittleren Blöcke sind nur über die Seile der Bowdenzüge bzw. die in der Abbildung schwarz eingezeichneten Stangen verbunden. Wird am rechten Seil gezogen, so teilt der erste Block diese Kraft auf die beiden schwarzen Stangen auf. Jede Stange ist für eine Achse bzw. ein Bremssystem zuständig (Scheibenbremse, Backenbremse). Das rechte Seil ist über einen zylindrischen Befestigungsstift mit dem Aluminiumblock verbunden. Dieses kann in mehreren diskreten Stellungen im Block verschoben werden, wodurch sich die Kraft in bestimmten Verhältnissen auf Vorder- und Hinterachse aufteilt. Dabei ist es egal, welche unterschiedlichen Seillängen die Bremsen bis zum Ansprechen benötigen, solange die Seillängendifferenz nicht zu groß wird. Dies äußert sich nur in einer Schrägstellung des Ausgleichsblockes. Die Kraft wirkt dann auf einen weiteren Hebel, welcher Unterschiede in den Bremsen derselben Achse ausgleicht.

Es wirken sehr hohe Kräfte auf das Seil zwischen Bremskraftverteiler und Bremshebel, weshalb hier ein größerer Durchmesser als bei Fahrrädern üblich, verwendet wurde. Ein Nachteil liegt auch in der Tatsache, dass bei Ausfall dieses Seiles das Fahrzeug nicht mehr mechanisch gebremst werden kann. Fällt hingegen ein Seil zwischen Bremskraftverteiler und Bremsen aus, so wird dennoch eine geringere Bremskraft ausgeübt. Dies liegt daran, dass sich die Ausgleichshebel wegen der begrenzten Freiheit der schwarzen Stangen in den Blöcken nur begrenzt verdrehen können.

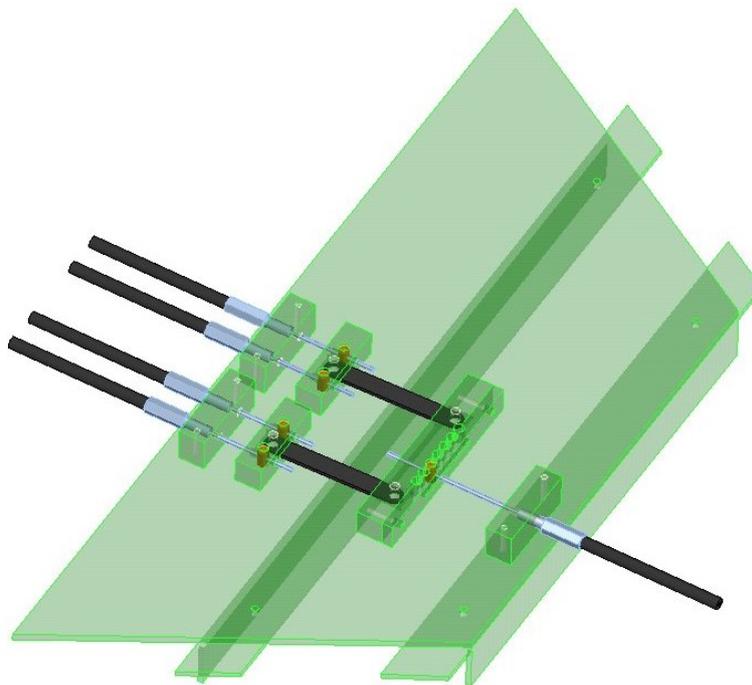


Abbildung 3.3: Bremskraftverteiler

Beim Justieren der Einstellschrauben ist deshalb darauf zu achten, dass die Ausgleichsblöcke im gebremsten Zustand möglichst parallel sind.

3.2.2. Vorderradbremse

Das Originalfahrzeug hatte keine Bremsen auf der Vorderachse. Grundsätzlich wurden drei Varianten überlegt. Die erste Variante bestand aus Backenbremsen, wie sie auch bei den Hinterrädern eingesetzt sind. Diese erfordern jedoch auf beiden Seiten des Rades eine mit der Radaufhängung verbundene Aufnahme. Da auf der Außenseite keine Aufnahme vorhanden war, hätte diese von der Radaufhängung ausgehend um das Rad herum gefertigt werden müssen. Es bestand jedoch keine Möglichkeit, diese Konstruktion mit geringem Aufwand stabil mit der Aufhängung zu verbinden, ohne eine neue Radaufhängung zu entwickeln. Deshalb wurden Varianten mit Trommelbremse und mit Scheibenbremse überlegt, welche beide nur auf einer Seite mit der Radaufhängung verbunden sind.

Trommelbremse

Hier war die Überlegung, die von der Hinterachse ausgebauten Trommelbremsen für die Vorderachse zu verwenden. In Abbildung 3.4 bzw. Abbildung 3.5 sind Pläne zur Realisierung dargestellt.

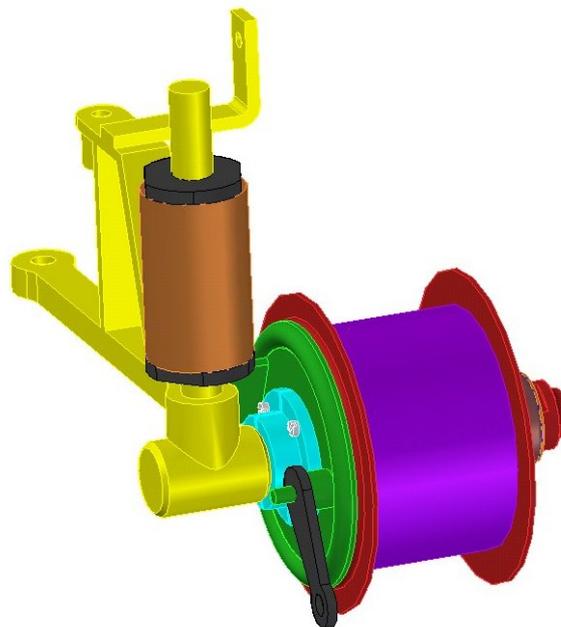


Abbildung 3.4: Vorderrad-Trommelbremse

Hierbei sind Räder und Speichen nicht abgebildet. Die Speichen, welche das Rad tragen, werden in den beiden roten Scheiben eingehängt. Die Radaufhängung bildet der gelb dargestellte Teil, welcher über das braune Teil beweglich (rotatorisch) mit dem Chassis verbunden ist. Dies ermöglicht die Lenkbewegung. Da die Lagerung des Rades auf der Vorderachse nicht mit jener der Hinterachse gleich ist, müssen hierfür neue Kugellager (hellbraun) eingesetzt werden. Die eigentliche Bremse bilden der grün und der linke rot gezeichnete Teil. Im grünen Teil befinden sich die Bremsbacken, welche mit Hilfe des schwarzen Hebels nach außen auf die Innenfläche des roten Teiles gedrückt werden. Der grüne Teil darf sich nicht mit dem Rad mitdrehen und muss daher an der Radaufhängung

befestigt sein. Damit das zentrale Loch des grünen Teiles in der Mitte der Achse bleibt, muss eine Passhülse (hellblau) gefertigt werden, welche mit der Bremsbackenaufhängung verschraubt wird. Der Rest des Systems wird wie in der Abbildung gezeigt zusammengebaut. Das rechte Ende bildet dabei ein Kugellager und eine Mutter, die das Rad auf der Achse hält. Für diese Variante hätten zwei Kugellager besorgt und das hellblaue Teil gefertigt werden müssen, was eine günstige Variante darstellt. Diese scheiterte jedoch an den Fertigungsgenauigkeiten der Achse, auf die die Kugellager hinaufgepresst werden. Die Achse wies unterschiedliche Durchmesser auf, wodurch der linke Kugellager nicht ganz nach links aufgepresst werden konnte. Ein größerer Innendurchmesser beim Kugellager würde jedoch bedeuten, dass das Lager nicht fest auf der Achse sitzen würde.

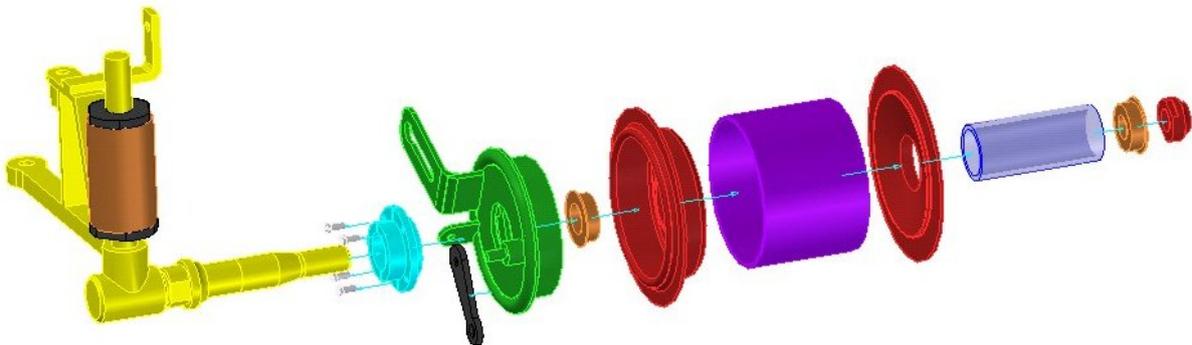


Abbildung 3.5: Vorderrad-Trommelbremse Explosionsdarstellung

Es wurden Versuche unternommen, die Achse, welche in das restliche gelbe Teil eingepresst war, von diesem zu trennen. Somit wäre es möglich gewesen, diese Ungenauigkeiten mit einer Drehbank zu beheben. Jedoch scheiterten diese Versuche, weshalb die Variante mit der Scheibenbremse realisiert wurde.

Scheibenbremse

Eine Scheibenbremse erfordert hohe Präzision bei der Positionierung von Brems Scheibe und Bremszange zueinander, da zwischen den Bremsbacken und der Scheibe im ungebremsten Zustand nur sehr wenig Spiel ist. Der Aufbau ist in Abbildung 3.6 bzw. Abbildung 3.7 dargestellt. Das Problem mit der Lagerung stellt sich hier nicht, da die Originallager verwendet werden können. Um die Brems Scheibe aufzunehmen, ist ein Drehteil (in der Abbildung grün gezeichnet) erforderlich. Dieses muss eine Lagerbuchse (hellblau) aufnehmen, welche eingepresst wird. Auf der gegenüberliegenden Seite wird die Brems Scheibe montiert, welche mit Schrauben befestigt ist. Bei dieser Variante muss das Rad in seine Einzelteile zerlegt und mit der neuen Lagerbuchse zusammengebaut werden. Es war darauf zu achten, dass die Presspassungen nicht allzu sehr unter den Umbauarbeiten leiden, um eine ordnungsgemäße Funktion zu gewährleisten. Zeitraubend erwies sich das Aus- und Einspeichen des Rades.

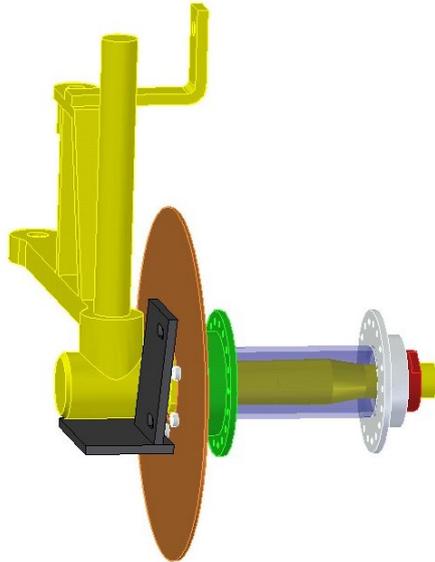


Abbildung 3.6: Vorderrad-Scheibenbremse

Um das Rad zu verzögern, ist noch eine Bremszange notwendig. Diese wird mit Hilfe der schwarz dargestellten Eisenplatten montiert (Bremszange nicht in der Abbildung dargestellt). Diese Platten sind miteinander und mit der Radaufhängung verschweißt. Durch die Schweißarbeiten bzw. durch die dabei entstandene Hitze konnten die Platten nur schwer korrekt ausgerichtet werden.

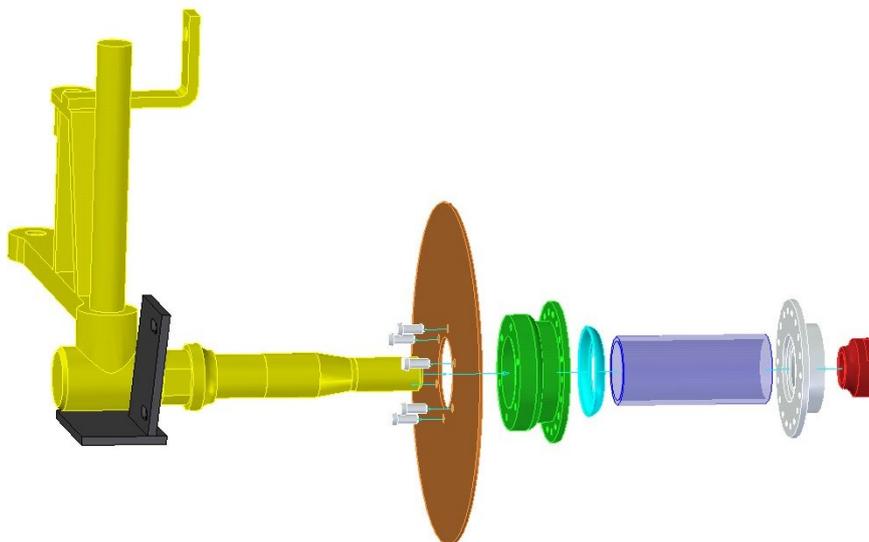


Abbildung 3.7: Vorderrad-Scheibenbremse Explosionsdarstellung

In der oberen schwarzen Scheibe befinden sich Langlöcher, mit deren Hilfe die Bremszange angeschraubt und eingestellt werden kann. Das Resultat ist in Abbildung 3.8 zu sehen.



Abbildung 3.8: Foto der Vorderbremse

3.2.3. Hinterradbremse

Da der Motor in einem Hinterrad eingebaut ist, ist die Verwendung der originalen Trommelbremse nicht mehr möglich. Deshalb wurde mit einfachen Mitteln eine Backenbremse (auch V-BRAKE Bremse genannt) installiert. Diese ist an den zur Radmitte führenden Streben des Chassis befestigt. Da bei beiden Hinterrädern die Antriebskette knapp über dieser Strebe zu den Pedalen führt, mussten die Bremsen höher gelegt werden. Wie in Abbildung 3.9 zu sehen ist, wurde hierzu ein U-Profil aus Eisen verwendet, welches an das Chassis angeschweißt wurde.



Abbildung 3.9: Montage der Hinterradbremse

Die Bremsbacken lassen sich nur beschränkt auf die Felge ausrichten, was eine relativ genaue Positionierung des U-Profiles erfordert. Hinderlich dabei ist die Tatsache, dass die Kettenspannung über die Radposition eingestellt wird. Das Rad lässt sich in dessen

Aufhängung nach vorne bzw. hinten verschieben, was jedoch eine andere Position der Bremsen erfordert. Da dies nur beschränkt möglich ist, verursacht eine Ausdehnung der Kette Probleme. Es ist erforderlich, wenn die Bremse nicht mehr nachgestellt werden kann, Kettenglieder zu entfernen, um deren Länge zu reduzieren. Eine wartungsfreundlichere Lösung wäre hier der Einbau eines Kettenspanners, wodurch eine Justierung des Rades nicht mehr notwendig ist.

3.3. Steuerhebel

Um eine einfache Bedienung des Fahrzeuges zu erhalten, wurde ein gemeinsamer Hebel zum Beschleunigung und Bremsen verwendet, welcher sich am Armaturenbrett befindet. Dieser liefert einerseits über ein Potentiometer eine der Hebelstellung proportionale Spannung für die Elektronik und andererseits wird über einen Bowdenzug das Bremssystem betätigt. Beim Verzögern müssen relativ hohe Kräfte ausgeübt werden, weshalb ein langer Betätigungshebel verwendet wird.

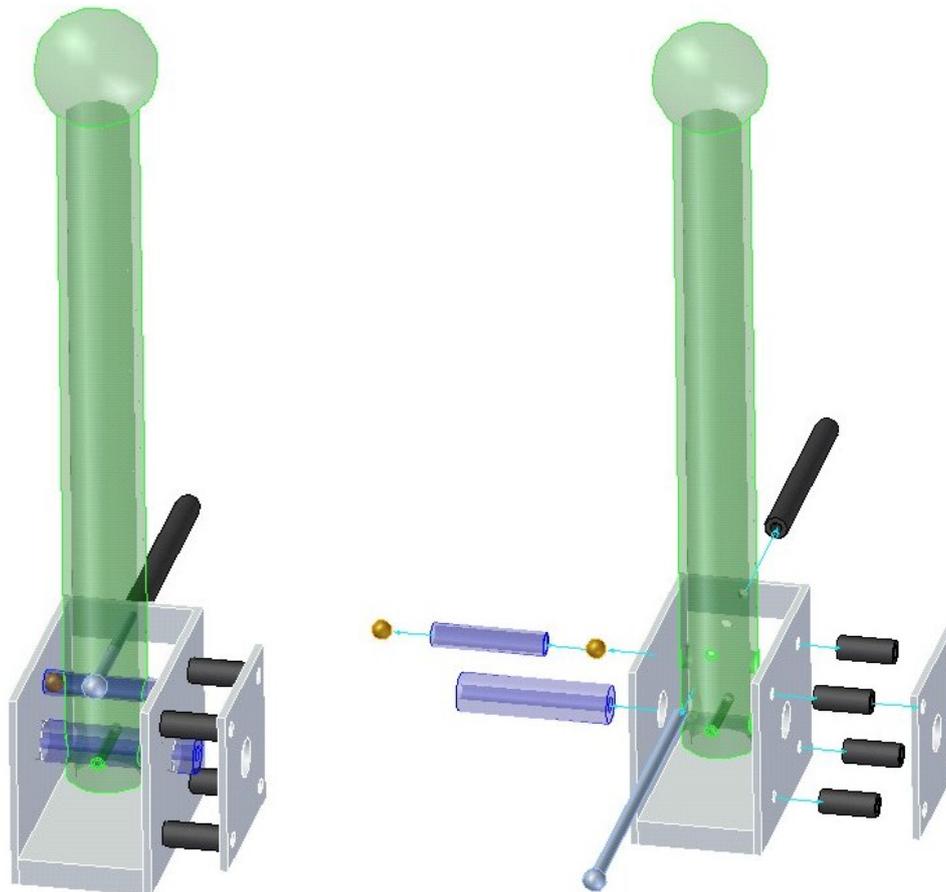


Abbildung 3.10: Steuerhebel (links: zusammgebauter Zustand, rechts: Explosionsdarstellung)

Befindet sich der Hebel in der Mitte, so wird weder mechanisch verzögert, noch eine Beschleunigung (bei Drehmomentregelung) ausgeführt. Ist die Drehzahlregelung aktiv, so wird auf Stillstand geregelt. Wird der Hebel in Richtung des Fahrers gezogen, so werden die mechanischen Bremsen über den Bowdenzug betätigt. Weiters erkennt die Elektronik über das Potentiometer, dass ein Bremsvorgang eingeleitet wurde und der Motor verzögert

ebenfalls bis zum Stillstand. Wird der Hebel nach vorne gedrückt, so wirkt dies nicht auf die mechanischen Bremsen, da das Bowdenzugseil an derselben Position verweilt (relativ zur Bowdenzughülle) wie in der Mittelstellung. Dabei rutscht das Seil durch die Bohrung im Hebel. Das Potentiometer ist mit der Platte auf der rechten Seite der Abbildung verschraubt, welche wiederum über die schwarz eingezeichneten Distanzbuchsen mit dem Hebelgehäuse verschraubt ist. Die Drehung des Potentiometers wird erreicht, indem die Potentiometerachse mit der Innenbohrung der unteren blau eingezeichneten Achse verpresst ist (das Potentiometer ist in der Abbildung nicht dargestellt). Damit der Hebel nicht zu leichtgängig ist bzw. bei einer positiven Drehmomentvorgabe in seiner Position verweilt, wurde das blau eingezeichnete Rohr verwendet. In diesem Rohr befinden sich links und rechts Kugeln (messingfarben), welche über eine dazwischen liegende Feder (nicht eingezeichnet) gegen die seitlichen Platten des Gehäuses drücken. Weiters wurden kleine Löcher in die Seitenplatten gebohrt, in welche die Kugeln bei diskreten Hebelstellungen leicht einrasten. Diese Löcher befinden sich nur zwischen Mittelstellung und Vollausschlag nach vorne. Wenn verzögert wird, soll der Hebel nicht einrasten und im Idealfall durch die Rückstellkraft der Bremsen wieder in die Mittelstellung zurückgehen, sobald der Fahrer den Hebel auslässt. Durch diese Konstruktion wird nur ein kleiner Teil des Potentiometerbereiches ausgenützt. Die Software kann daraus brauchbare Werte erfassen, jedoch wirken sich wegen des geringeren Messbereiches Ungenauigkeiten wesentlich stärker aus. Es kann vorkommen, dass nach längerem Einsatz eine Verschiebung zwischen der tatsächlichen Stellung und der elektronisch erfassten Stellung auftritt.

3.4. Armaturenbrett

Alle Steuerungseinheiten befinden sich für den Fahrer gut erreichbar auf dem Armaturenbrett. Weiters werden über fünf analoge Messgeräte Betriebsdaten ausgegeben. In der Abbildung 3.11 ist der Aufbau zu sehen. Auf der linken Seite des Lenkrades befinden sich Kippschalter für die Fahrzeugbeleuchtung und für die Auswahl zwischen Drehmoment- und Drehzahlregelung. Weiters wird die Geschwindigkeit ausgegeben. Auf der rechten Seite ist der Steuerhebel zu sehen. Daneben befindet sich ein weiterer Kippschalter, mit dem die Fahrtrichtung ausgewählt wird. Zusätzlich sind Messinstrumente für die aktuelle Motorleistung, die vom Solardach gelieferte Leistung, die aktuelle Akkumulatorleistung und die Akkumulatorspannung angebracht.



Abbildung 3.11: Armaturenbrett

3.5. *Elektronikbox*

Am Heck des Fahrzeuges ist ein Schaltschrank angebracht, der die Elektronik vor Umwelteinflüssen schützt. Die Beschreibung der Funktionen der Komponenten erfolgt in Kapitel 4.1. In Abbildung 3.12 ist die räumliche Aufteilung dargestellt. Das Gehäuse wurde größer als notwendig dimensioniert, um ein einfacheres Arbeiten zu ermöglichen. Alle Teile sind mit der Rückplatte verschraubt. Um eventuelle Erschütterungen, welche von einer unebenen Fahrbahn herrühren, zu dämpfen, wurden deren Verschraubungspunkte zum Gehäuse mit Gummieinlagen versehen. Dies ist in der Abbildung an den Ecken der Rückplatte zu sehen.

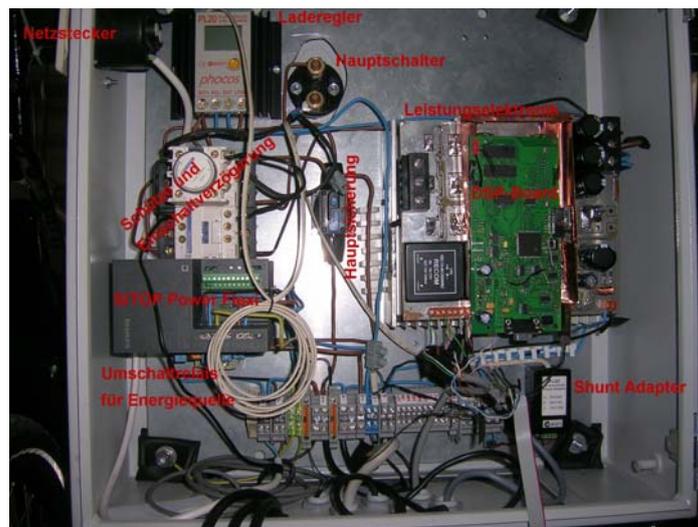


Abbildung 3.12: Platzaufteilung der Elektronikbox

3.6. *Einbau der Akkumulatoren*

Es war darauf zu achten, dass sich die Akkumulatoren aufgrund ihrer hohen Masse (67kg) möglichst weit unten im Fahrzeug befinden. Daraus ergibt sich ein tieferer Schwerpunkt und damit eine höhere Fahrstabilität. Diese wurden in der Mitte des Fahrzeuges angebracht, um die Passagiere möglichst wenig zu stören. Das rechte Bild in Abbildung 3.1 zeigt deren Position. Um diese dort zu montieren, wurden Führungsprofile auf das Chassis geschweißt.

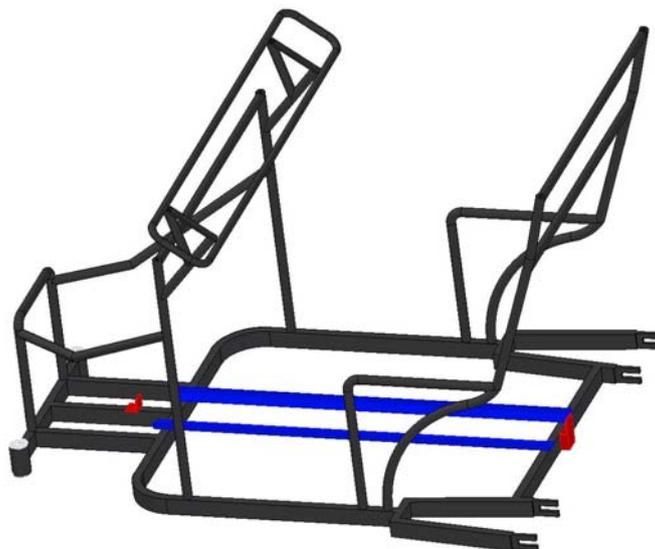


Abbildung 3.13: Chassis mit Akkumulatorführung

Zur seitlichen Führung dienen die in Abbildung 3.13 blau eingezeichneten L-Profile. Auf diesen lastet die gesamte Gewichtskraft der Akkumulatoren. Damit diese nicht nach vorne bzw. hinten abrutschen, sind die rot eingezeichneten Komponenten angebracht. Die Akkumulatoren werden mit einem U-Profil aus Kunststoff von oben abgedeckt. Diese Abdeckung erstreckt sich über alle drei Akkumulatoren und wird mit einem Spanngurt mit den blau eingezeichneten Profilen verzurrt. Dadurch können die Energiespeicher nicht nach oben herauskippen.

3.7. Motoreinbau

Der Motor muss wegen des großen Drehmomentes (50Nm) gut mit dem Chassis verschraubt sein. Das gesamte Drehmoment wirkt auf die in Abbildung 3.14 (linke Abbildung) blau gezeichnete Welle. Um eine Drehbewegung der Welle gegenüber dem Chassis zu verhindern, ist diese oben und unten abgeflacht. In der Aufhängung befindet sich ein Spalt mit annähernd denselben Abmessungen.



Abbildung 3.14: Einbau des Motors

Ist die Welle an der gewünschten Position (abhängig von Bremsbacken und Kettenspannung), so wird diese mit je zwei Muttern auf jeder Seite eingeklemmt.

Die Hauptschwierigkeit dabei war die ungenaue Ausführung des Chassis. Der Spalt zur Aufnahme der Welle ist zu breit, wodurch sich die Motorwelle bei wechselnder Momentrichtung geringfügig verdrehen kann. Weiters sind die Radaufhängungen auf beiden Seiten nicht parallel zueinander, was in einem unsicheren Halt in Längsrichtung resultiert. Um diesen Ungenauigkeiten entgegenzuwirken, wurde die Spaltbreite durch einen dünnen Eisenstreifen reduziert und zwischen den Befestigungsmuttern und dem Chassis Zahnscheiben eingefügt. Diese Maßnahmen halfen, den Motor in dessen Position zu halten. Auf der Innenseite befindet sich ein Zahnrad mit Freilauf, welches über eine Kette mit den Pedalen verbunden ist.

3.8. *rechtes Hinterrad*

Das rechte Hinterrad musste wegen dem geänderten Bremssystem gegen ein neues getauscht werden. Gleichzeitig musste das Zahnrad, welches über die Kette mit den Pedalen verbunden ist, ebenfalls ersetzt werden. Da hierfür handelsübliche Fahrradteile zur Verfügung standen und die heutigen Fahrräder alle die Antriebskette auf der rechten Fahrzeugseite haben, stellte der im Zahnrad vorhandene Freilauf ein Problem dar. Beim Freizeitfahrzeug musste das Zahnrad auf der linken Radseite montiert werden. Dies bedeutete jedoch, dass das Zahnrad unter Belastung (Kraft über die Pedale) vom Rad heruntergeschraubt wird. Um einen festen Halt des Zahnrades zu erreichen, wurde dieses mit einem Spezialkleber für Metall an der Radnabe festgeklebt.

3.9. *Zusammenfassung*

Beim Einbau der Räder ist darauf zu achten, dass diese parallel zueinander verlaufen. Eine Testfahrt mit schlecht ausgerichteten Rädern zeigte, dass die Speichenspannung nicht ausreichte, um die Räder in ihrer Position zu halten. Weiters kommt es zu einem erhöhten Gummiabrieb der Reifen und zu einem erhöhten Energieverbrauch. Dies gilt vor allem für die Hinterachse, da sich der Schwerpunkt durch die Position der Passagiere weit hinten befindet. Weiters wäre eine alternative Radaufhängung zu überlegen, die den Rädern einen besseren Halt gibt und die Einstellung der Kettenspannung und Bremsen erleichtert. Eine weitere Schwachstelle ist die Radaufhängung der Vorderräder. Diese ist vom Originalfahrzeug übernommen und nicht auf die erhöhte Masse ausgelegt, was sich in einem ungewollten Sturz der Räder äußert.

Die elektronische Positionserfassung des Steuerhebels mit Hilfe des Potentiometers weist ebenfalls Schwachstellen auf. Durch die mechanische Belastung sinkt die Lebensdauer. Eine wartungsfreundlichere Lösung mit einer höheren Auflösung der Hebelstellung wäre vorteilhaft.

4. Hardware

Dieses Kapitel beschreibt den gesamten Hardwareaufbau beginnend mit der Grundstruktur, welche das Zusammenspiel der verschiedenen Komponenten beschreibt. In den weiteren Unterkapiteln werden die einzelnen Komponenten und deren Funktionen im Detail beschrieben. Den Schwerpunkt des Hardwareaufbaues bildet die Leistungselektronik mit den diversen Messschaltungen. Zur Ansteuerung wird der DSP TMS320LF2407 verwendet. Dieser befindet sich auf einer eigenen Platine, welche nicht im Rahmen der Diplomarbeit entwickelt wurde. Im Kapitel 4.8 wird auf die verwendeten Komponenten des DSP-Boards näher eingegangen, um das Verständnis des Zusammenspiels mit der übrigen Elektronik zu erleichtern. Während der Entwicklung wurden für eine Aufgabe zum Teil mehrere Alternativen aufgebaut und erprobt. Diese werden in den folgenden Kapiteln ebenfalls kurz beschrieben und deren Vor- und Nachteile erläutert.

4.1. Grundstruktur

Die Grundstruktur gibt einen Überblick über die verwendeten Komponenten und die Interaktion miteinander. Abbildung 4.1 dient zum besseren Verständnis der folgenden Erläuterung.

Akkumulatoren

Die Elektronik des Freizeitfahrzeuges bezieht ihre Energie aus 3 Akkumulatoren mit jeweils 12V, welche in Serie geschaltet sind. Somit ergibt sich eine Zwischenkreisspannung von 36V bis 39V, je nach Ladezustand der Akkumulatoren. Zur Absicherung wurde eine 60A Sicherung implementiert.

Energieförderant

Die Energie zum Laden der Akkumulatoren kann entweder über die Solarzellen oder über die Spannungsquelle (SITOP) mit Hilfe eines 230V Netzanschlusses erfolgen. Das Umschalten zwischen den beiden Energiequellen übernimmt ein Relais. Bei fehlender Netzspannung werden die Solarzellen benützt, liegt eine Netzspannung an, wird die Gleichspannungsquelle zum Laderegler durchgeschaltet. Der Netzstecker befindet sich seitlich an der Elektronikbox und kann mittels eines Verlängerungskabels angeschlossen werden (Abbildung 4.2).

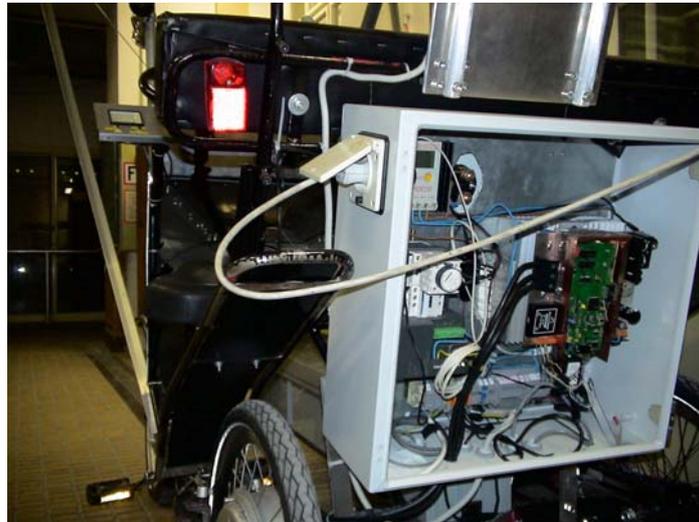


Abbildung 4.2: Laden der Akkumulatoren mittels Netzanschluss

Laderegler

Der Laderegler ist so aufgebaut, dass die positiven Pole von Batterie, Solarzellen und Leistungselektronik verbunden werden und dem BAT+ Anschluss des Ladereglers zugeführt werden. Die negativen Pole dienen zur Steuerung. Der Laderegler beinhaltet einen Tiefentladeschutz für die Akkumulatoren. Besteht die Gefahr des Tiefentladens, wird das Potential auf dem LOAD- Ausgang gleich dem Potential des BAT+ Einganges. Dies schaltet die Versorgung der Leistungselektronik ab. Um den Energiefluss zwischen Akkumulator und restlicher Elektronik zu überwachen, wird der Strom zu den Akkumulatoren über den Zwischenkreisschunt gemessen. Um dem Laderegler die Verarbeitung der Daten zu ermöglichen, ist ein Shunt-Adapter notwendig, der die Werte entsprechend aufbereitet. Auf die technischen Details des Ladereglers wird im Kapitel 4.6 näher eingegangen.

Versorgung der Leistungselektronik

Die Versorgung der Leistungselektronik besteht aus drei Leitungen – einer Masseleitung und zwei Versorgungsleitungen. Die Versorgungsspannung wird mit Hilfe von drei Kondensatoren mit jeweils $1500\mu\text{F}$ geglättet. Um einem zu hohen Einschaltstrom entgegenzuwirken, werden die Kondensatoren zunächst über einen Widerstand (Kapitel 4.9) vorgeladen (erste Versorgungsleitung). Nach circa einer Sekunde wird der Ladewiderstand kurzgeschlossen (zweite Versorgungsleitung). Die Zwischenkreisspannung liegt somit direkt auf den Eingangskondensatoren der Leistungselektronik. In Abbildung 4.1 ist diese Aufgabe mit Hilfe von zwei Schützen und einer Zeitverzögerung realisiert. Wird der Hauptschalter geschlossen, wird der erste Schütz umgehend leitend und das Vorladen der Kondensatoren beginnt. Gleichzeitig wird die Zeitverzögerung aktiviert, welche ca. 1 Sekunde später den zweiten Schütz schließt. Die Voraussetzung ist hierbei, dass der Tiefentladeschutz des Ladereglers nicht aktiv ist, da sonst keiner der beiden Schütze schaltet. Die Spulen der Schütze sind auf 24V ausgelegt. Da die Betriebsspannung bei ca. 36V liegt, müssen

Vorwiderstände eingebaut werden. Aus den technischen Daten der Spule ergibt sich ein Vorwiderstand von 110Ω .

Steuerung und Anzeigen

Am Armaturenbrett befinden sich drei Schalter und fünf Analoganzeigen. Ein Schalter ermöglicht dem Benutzer zwischen Vorwärts-, Rückwärtsfahrt und Stillstand auszuwählen. Ein weiterer Schalter dient zur Auswahl zwischen Drehmomentregelung und Drehzahlregelung und der dritte Schalter aktiviert die Beleuchtung des Fahrzeuges.

Die Analoganzeigen bestehen aus analogen Spannungsmessgeräten, deren Messbereich angepasst wurde. Die Skalierung und Beschriftung wurde ebenfalls angepasst.

- Skalierung der Geschwindigkeit: $0 \rightarrow 25\text{km/h}$
- Skalierung des Leistungsflusses des Motors: $-1000\text{W} \rightarrow 1000\text{W}$
- Skalierung des Leistungsflusses des Solarpanels: $0 \rightarrow 350\text{W}$
- Skalierung des Leistungsflusses der Akkumulatoren: $-1000\text{W} \rightarrow 1000\text{W}$

Die Anzeigen für Geschwindigkeit, Solarpanelleistung, Motorleistung und Akkuleistung wurden auf einen Messbereich von 0V bis 5V angepasst. Der Grund hierfür liegt beim DSP-Board, da dessen Analogausgänge diesen Spannungsbereich abdecken. Da die Akkuspannung direkt gemessen wird, ist der Messbereich dieser Anzeige 0V bis 50V .

4.2. Solardach

Das Solardach besteht aus sechs Solarmodulen der Firma Kyocera. Ein Modul besteht aus 36 polykristallinen, rechteckigen Zellen.

Die wichtigsten Daten des Moduls[7]:

- mpp-Leistung: 54W
- mpp-Spannung: $17,4\text{V}$
- mpp-Strom: $3,11\text{A}$
- Leerlaufspannung: $21,7\text{V}$
- Kurzschlussstrom: $3,31\text{A}$
- Abmessungen: $639\text{mm} \times 652\text{mm}$
- Masse: 5kg

Diese Moduldaten aus dem Datenblatt werden unter Standardbedingungen ($1000\frac{\text{W}}{\text{m}^2}$, 25°C) erfasst. Dies ermöglicht einen einfachen Vergleich zwischen Solarmodulen unterschiedlicher Hersteller. Unter Berücksichtigung der physikalischen Abmessungen ergibt sich eine Leistung von $P_{\text{SONNE}}=417\text{W}$. Daraus ergibt sich der Wirkungsgrad des Moduls

$$\eta = \frac{P_{\text{mpp}}}{P_{\text{SONNE}}} = 0,13. \quad (4.1)$$

Der Hersteller des Solarmodules gibt einen Wirkungsgrad von 16% für eine Zelle an. Die Differenz der Wirkungsgrade von Modul und Zelle wird durch die Anordnung der Zellen im Modul bestimmt. Zwischen den Zellen gibt es nicht ausgenützte Zwischenräume, Diese dienen der Vermeidung von Kurzschlüssen zwischen den Zellen ebenso wie am Rand

(Aluminiumrahmen). Die einzelnen Zellen sind rechteckig ausgeführt, wodurch diese platzsparend nebeneinander angebracht werden können.

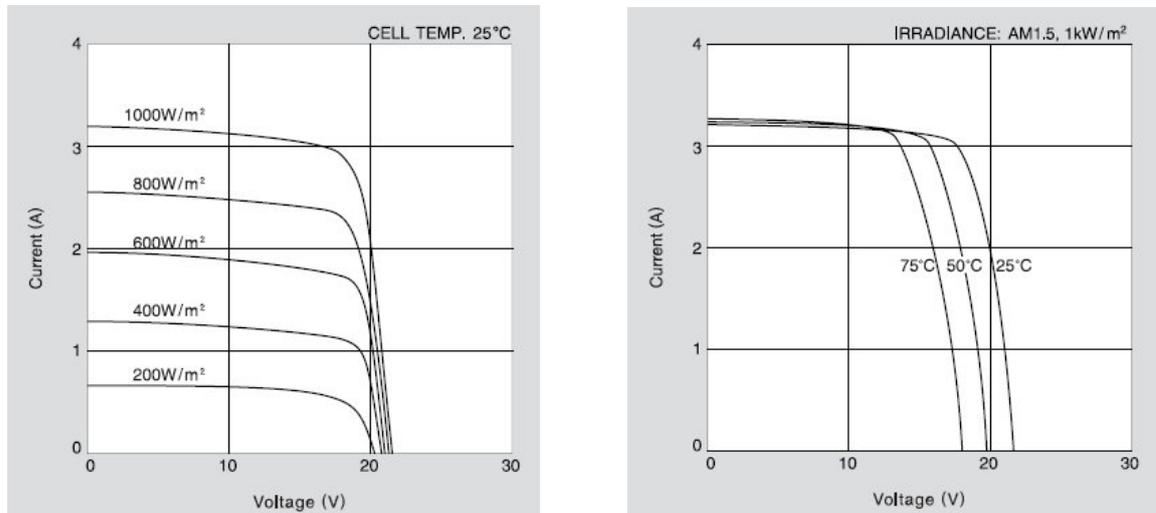


Abbildung 4.3: Strom-, Spannungskennlinie in Abhängigkeit der eingestrahlt Leistung (links) und in Abhängigkeit der Temperatur (rechts) [7]

Um die maximale Leistung aus den Solarmodulen zu gewinnen, muss sich der Laderegler im mpp (maximum power point) befinden. Wie aus Abbildung 4.3 (links) hervorgeht, ist der mpp nur geringfügig von der eingestrahlt Leistung abhängig (bei konstanter Temperatur). Die Spannung in diesem Arbeitspunkt ist annähernd konstant. Die Temperaturabhängigkeit ist in Abbildung 4.3 (rechts) dargestellt. Diese zeigt, dass bei konstanter eingestrahlt Leistung die vom Modul gelieferte Leistung mit sinkender Temperatur steigt. Geht man davon aus, dass im Einsatz die Temperaturschwankungen gering sind, so ist es nicht erforderlich, einen mpp-Laderegler zu verwenden. Es genügt ein Laderegler, der auf eine konstante Solarzellenspannung regelt.

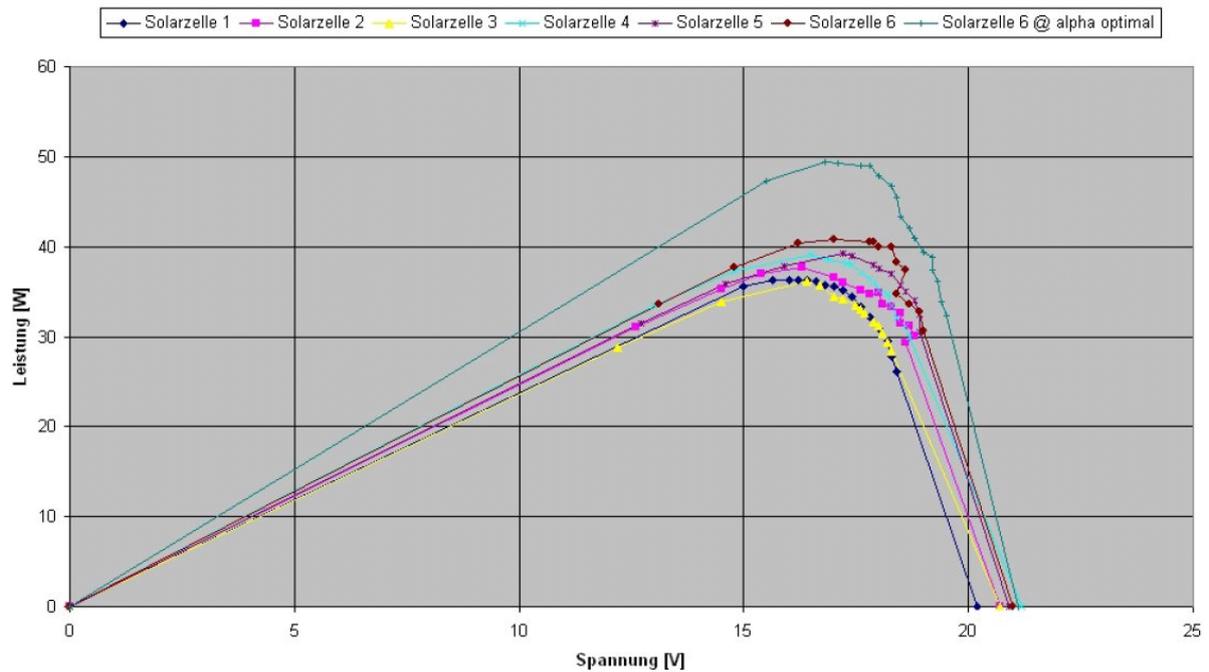


Abbildung 4.4: Messung der Solarzellenleistung in Abhängigkeit der Spannung bei annähernd konstanten Lichtverhältnissen bzw. bei optimalem Einstrahlwinkel

Es wurden die Kennlinien aller sechs Solarmodule bei Sonnenschein und wolkenlosem Himmel aufgenommen. Abbildung 4.4 zeigt, dass der mpp wie im Datenblatt angegeben bei ca. 17V liegt. Die unteren sechs Kurven stellen die Messungen aller sechs Module bei annähernd gleichen Lichtverhältnissen dar. Zur Messung der obersten Kurve wurde das Solarmodul so ausgerichtet, dass die Flächennormale des Panels in Richtung der Sonne zeigte und somit der optimale Einfallswinkel vorlag. Dabei wurden annähernd 50W erreicht. Weiters wurden die Daten (Strom, Spannung) bei unterschiedlichen Lichtverhältnissen gemessen (Abbildung 4.1). Betrachtet man bei allen drei Kurven die gleiche Spannung, so sind unterschiedliche Stromwerte und somit Leistungen ersichtlich. Bei Sonnenschein kann wesentlich mehr Energie gewonnen werden, als bei Bewölkung (diffuses Licht). Im Schatten liefern die Module fast keine Energie mehr. Es muss berücksichtigt werden, dass die Module im Betrieb nur selten auf den optimalen Einstrahlwinkel ausgerichtet sind und dadurch die Leistung im Normalfall bei Sonnenschein geringer ist, als aus diesem Diagramm hervorgeht (siehe Kapitel 2.1).

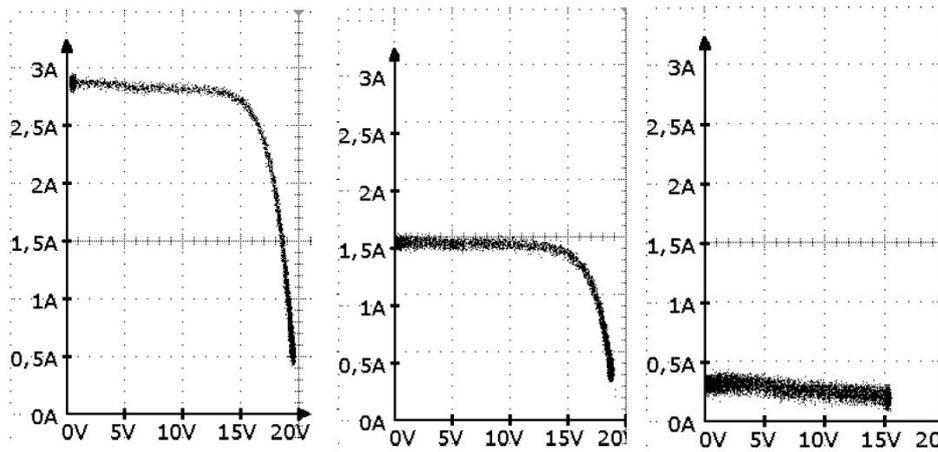


Abbildung 4.5: UI-Kennlinie eines Solarmodules bei Sonnenschein (links), Bewölkung (mitte) und im Schatten (rechts)

Aus Abbildung 4.1 geht die Verschaltung der Module hervor. Es sind je drei Module in Serie geschaltet und diese dann parallel zueinander. Dies ergibt im mpp eine Spannung von 52,2V und einen Strom von 6,22A. Insgesamt können unter Optimalverhältnissen 324W gewonnen werden. Daraus folgt, dass der Laderegler die Solardachspannung auf 52,2V regeln muss, um die größtmögliche Energie zu erhalten.

4.3. Schütz und Zeitverzögerung

Als Schalter der Versorgungsspannung der Leistungselektronik und des DSP-Boards werden zwei Leistungsschütze vom Typ LC1D38BL (Abbildung 4.6, links) der Firma Telemecanique verwendet. Die wichtigsten Daten:

- Hauptkontakte: 3 Schließer
- Hilfskontakt: 1 Schließer
- Hilfskontakt: 1 Öffner
- Steuerspannung: DC 24V
- Steuerstrom: 100mA
- Schaltspannung: 400V
- Betriebsstrom: 38A
- Kurzzeitstrom: 10min – 60A / 1min – 150 A/ 10sek – 310A / 1sek - 430A

Ein Schütz wurde mit dem Hilfsschalter (Abbildung 4.6, rechts) LADT2 (Firma Telemecanique) erweitert, wodurch die Einschaltverzögerung realisiert wurde. Dieser verzögert das Schalten um 1 bis 30 Sekunden. Die Verzögerungszeit kann mit Hilfe eines Einstellrades am Hilfsschalter eingestellt werden.



Abbildung 4.6: Schütz (links) und Hilfschalter (rechts)

Entwicklungsmöglichkeiten

Da Schütze und Hilfschalter (Zeitverzögerung) teure Komponenten sind und die Schütze auch nicht voll ausgenutzt werden, sollten diese bei zukünftigen Weiterentwicklungen durch andere besser geeignete Komponenten ersetzt werden. Es wäre möglich, auf der Platine des Leistungsteiles eine Ladeschaltung für die Kondensatoren zu implementieren.

4.4. Akkumulator

Die Speicherung der Energie wird von drei Bleiakkumulatoren (Effekta: BTL 12-65) übernommen. Diese zeichnen sich durch hohe Lebensdauer, hohe Zyklenfestigkeit und gute Hochstromeigenschaften aus und eignen sich dadurch gut für Elektrofahrzeuge. Die wichtigsten Daten [8]:

- Spannung: 12V
- Ladung: 65Ah
- Abmessungen (l x b x h): 350mm x 167mm x 180mm
- Masse: 22,2kg

Da Bleiakkumulatoren altern, ist bei deren Verwendung auf die Tiefe der Entladung (dod - depth of discharge) zu achten. Wie aus Abbildung 4.7 ersichtlich, sinkt die Anzahl der Ladezyklen wenn der Akkumulator tiefer entladen wird. Entlädt man nur bis 30% der Gesamtladung, so erreicht man schon eine hohe Anzahl an Ladezyklen.

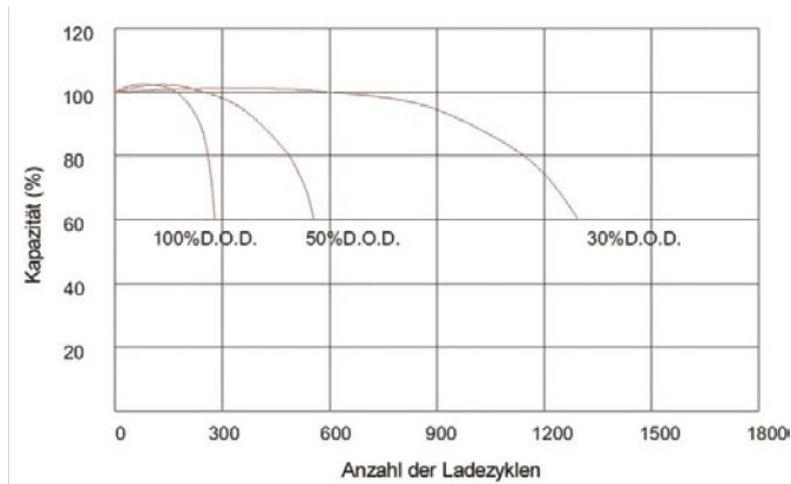


Abbildung 4.7: Ladezyklen bei unterschiedlich tiefen Entladungen der Akkumulatoren

Für die weiteren Berechnungen werden 30% dod herangezogen. Daher können aus einem voll geladenen Akkumulator 19,5Ah entnommen werden. Nachdem die drei Akkumulatoren wie in Abbildung 4.1 in Serie geschaltet sind, liefern diese eine Spannung von 36V. Daraus ergibt sich eine Energie von 700Wh, die der Elektronik und dem Motor zur Verfügung stehen, wenn keine Energie vom Solardach geliefert wird. Da der Motor maximal 700W benötigt, kann eine Stunde unter Volllast gefahren werden. Im Normalgebrauch (ebene Straße) wird der Energieverbrauch darunter liegen und somit die Fahrzeit deutlich steigen.

Die eben durchgeführte Übersichtsrechnung berücksichtigt jedoch nicht die Abhängigkeit der Anschlussspannung und der Entladezeit vom Entladestrom. Abbildung 4.8 bedient sich des C-Faktors. Nachdem der Akkumulator eine Ladung von 65Ah aufnehmen kann, ergibt sich bei 1C ein Entladestrom von 65A. Bei höheren Strömen sinkt die Anschlussspannung bereits bei voll geladenem Akku, bei niedrigeren Strömen steigt diese.

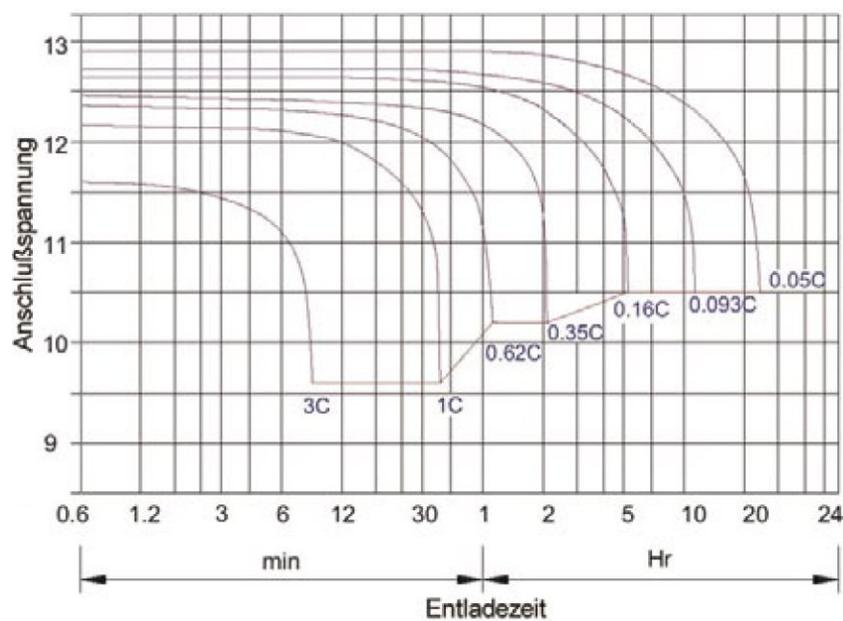


Abbildung 4.8: Entladezeit und Anschlussspannung in Abhängigkeit vom Entladestrom

4.5. SITOP power flexi

Um die Akkumulatoren auch bei fehlendem Sonnenlicht zu laden, wurde ein Netzgerät und eine 230V Buchse eingebaut. Die Ausgangsspannung ist im Bereich von 3V bis 52V über ein Potentiometer einstellbar. Weiters besteht die Möglichkeit die Ausgangsspannung über ein Analogsignal in diesem Bereich zu steuern, was aber bei dieser Anwendung nicht genutzt wird. Weiters kann der maximale Ausgangsstrom ebenfalls über ein Potentiometer oder über ein Analogsignal in einem Bereich von 2A bis 10A eingestellt werden. Eine weitere Funktion stellt die Begrenzung der Ausgangsleistung auf maximal 120W dar (Abbildung 4.9). Wird diese Grenze erreicht, wird die Stromobergrenze automatisch herabgesetzt. In diesem Fall wird dies durch eine Leuchtdiode angezeigt. Somit ist diese Gleichspannungsquelle vor Überlastung geschützt. Im Kurzschlussfall verfügt das Gerät über einen selbständigen Wiederanlauf. Die Restwelligkeit der Ausgangsspannung beträgt maximal 50mVss, und der Wirkungsgrad liegt bei ca. 84% (bei 24V Ausgangsspannung und 5A Ausgangsstrom [9]).

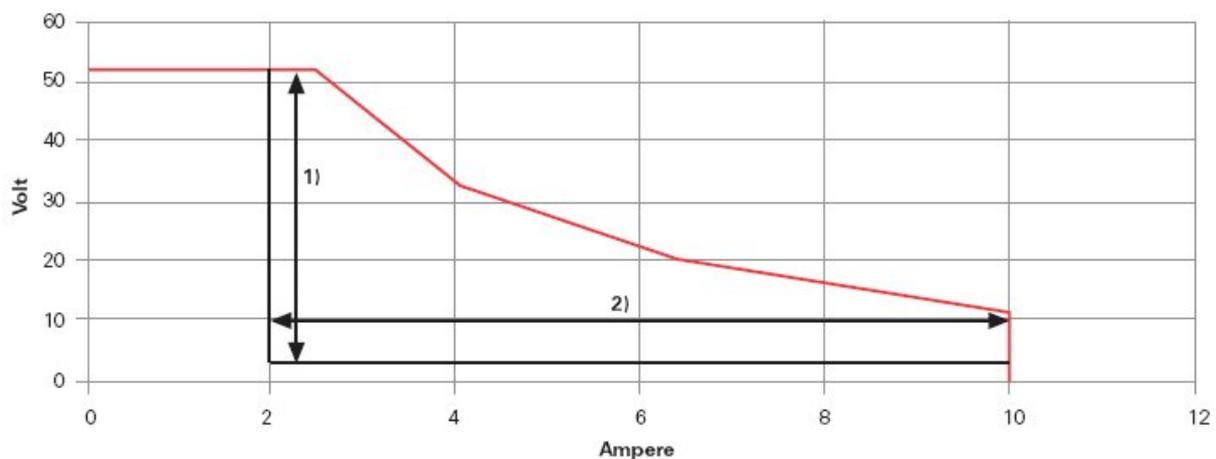


Abbildung 4.9: Ausgangskennlinie Sitop power flexi (1 – Einstellbereich Ausgangsspannung, 2 - Einstellbereich Strombegrenzung) [9]

4.6. Laderegler Phocos PL20

Die Auswahl an Laderegler für ein 36V System ist gering. Der Laderegler der Firma Phocos ist für Akkumulatordrungen von 12V, 24V, 32V, 36V und 48V einsetzbar, welche aus photovoltaischen Solaranlagen geladen werden. Um eine optimale Akkumulatorladung zu erreichen, können die Daten der verwendeten Akkus eingegeben werden. Zur Kontrolle der Temperatureinflüsse, kann die Akkutemperatur über einen Temperatursensor erfasst und bei der Ladung berücksichtigt werden. Zusätzlich wird darauf geachtet, dass es zu keiner Tiefentladung kommt. Der Laderegler besitzt eine RS232 Schnittstelle, mit deren Hilfe die erfassten Daten an einen PC weitergegeben werden können. Es werden Daten der letzten 30 Tage gespeichert. Zu diesen Daten gehören die vom Solarpanel gelieferte Energie, von der Last benötigte Energie, minimale Batteriespannung, maximale Batteriespannung und der geschätzte Batterieladezustand. Die ersten vier dieser Daten werden jeweils ab Mitternacht erfasst.

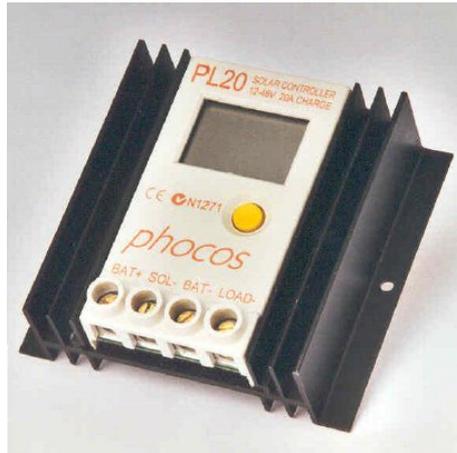


Abbildung 4.10: Laderegler [28]

In Abbildung 4.10 sind an der Frontseite vier Anschlüsse (BAT+, SOL-, BAT-, LOAD-) ersichtlich. Die positiven Pole von Batterie, Solarmodul und Last sind zusammengefasst und werden mit BAT+ verbunden. Die negativen Pole werden mit SOL- (Solarmodul), BAT- (Akkumulator) und LOAD- (Last) verbunden. Dies kann direkt erfolgen, sofern die Ströme nicht die angegebenen Maximalwerte übersteigen [28]:

- max. Spannung zwischen BAT+ und BAT-: 100V
- max. Spannung zwischen BAT+ und BAT- (Puls): 120V
- max. Spannung zwischen BAT+ und SOL-: 100V
- max. Spannung zwischen LOAD- und BAT-: 60V
- max Strom an SOL-: 20A
- max Strom an LOAD-: 20A
- max Strom an LOAD- (Puls): 25A

Die Spannungen stellen kein Problem dar, da die maximale Akkumulatorspannung bei 39V, und die Leerlaufspannung des Solardaches bei 65V liegt. Zwischen LOAD- und BAT- kann in abgeschaltetem Zustand der Leistungsplatine nur die Akkumulatorspannung liegen. Bei den Maximalströmen kann es jedoch zu einer Überlastung des Gerätes kommen. Der Strom am SOL- Eingang kann den Kurzschlussstrom des Solardaches (6,6A) nicht übersteigen. Jedoch kann die Belastung des LOAD- Anschlusses weit über 20A liegen. Deshalb darf der Laststrom nicht über diesen Anschluss geführt werden. Der Laststrom sollte nicht direkt vom Akkumulator abzweigt werden, da dann der Laderegler keine Information über den Ladezustand hat und weiters die Unterspannungsabschaltung nicht funktionieren würde. Für diesen Fall wird der Laststrom zwar direkt vom Akkumulator geliefert, jedoch wird mit Hilfe eines Shunts der Energiefluss zur und von der Last ermittelt. Die Messung des Stromes erfolgt mit Hilfe eines Shunt Adapters, welcher die Informationen für den Laderegler aufbereitet und an diesen sendet. Somit kann der Ladezustand verfolgt werden. Um die Unterspannungsabschaltung nicht zu überbrücken, wird der LOAD- Ausgang zum Schalten eines Relais verwendet. Somit wird bei Unterspannung über den LOAD- Anschluss und das Relais die Energie zur Last unterbrochen.

Laden des Akkumulators

Das Laden der Bleiakkumulatoren findet in drei oder vier Phasen statt. Wird von einem entladenen Akkumulator ausgegangen, so erfolgt zunächst die Hauptladung.

1. Hauptladung

In dieser Phase wird die gesamte vom Solarpanel erhaltene Energie verwendet, um den Akku zu laden. Dabei steigt dessen Spannung an, bis bei Erreichen einer Schwelle in die nächste Phase umgeschaltet wird. Diese Schwelle ist als Variable im Laderegler veränderbar.

2. Ausgleichladung

Diese Phase wird nicht bei jedem Ladezyklus ausgeführt. Typisch findet alle 30 bis 60 Tage eine Ausgleichladung statt, was ebenfalls frei programmierbar ist. Dabei wird der Akkumulator überladen, wodurch sich die Ladung der einzelnen Zellen ausgleicht. Weiters entstehen beim Überladen Gasblasen im Akku, wodurch sich das Elektrolyt durchmischt. Dies hilft, die Lebensdauer zu erhöhen, obwohl sich die Bildung der Gasblasen negativ auf diese auswirkt. Deswegen wird die Ausgleichladung nicht bei jedem Ladezyklus ausgeführt. Falls die gelieferte Energie nicht ausreicht um die Akkus zu überladen, so wird diese Phase nach vier Tagen beendet.

3. Nachladung

Hier regelt der Laderegler den Energiefluss zurück, damit die Spannung im Akkumulator nicht zu groß wird. Die Spannung wird auf einem konstanten Wert gehalten, wodurch die Batterie letztendlich voll geladen wird. Eine zu hohe Spannung führt zu einer vermehrten Gasbildung.

4. Erhaltungsladung

In diesem Zustand ist der Akkumulator voll geladen. Es wird nur noch so viel Energie zugeführt, damit die Ladung erhalten bleibt. Um dies zu erreichen, wird die Batteriespannung im Vergleich zur Nachladung deutlich reduziert, wodurch die Gasbildung minimiert wird. Falls in dieser Phase die Last Energie aufnimmt, wird dies durch einen erhöhten Ladestrom kompensiert.

Um von der Erhaltungsladung wieder in die Hauptladung zu gelangen, gibt es drei Möglichkeiten:

- wenn die Akkumulatordspannung über 10 Minuten unterhalb einer gewissen Schwelle ist
- nach einer zuvor programmierten Zeit
- manuell

4.7. Motor

Als Motor wird ein Radnabenmotor (Außenläufer PSM: X-Lyte5 504 [31]) der Firma Crystalyte verwendet. Dieser Motor ist auf hohes Drehmoment bzw. geringere Geschwindigkeit ausgelegt, was mit Hilfe von 12 Polpaaren realisiert wird. Der Auswahl des Motors lag eine Auflistung der Motordaten vom Hersteller zugrunde. Diese wurden mit Hilfe eines Controllers, welcher vom gleichen Hersteller entwickelt wurde, ermittelt. Gemessen wurde die Drehzahl n , das Drehmoment M und der Effektivwert des Zwischenkreisstromes I_{eff} bei einer Zwischenkreisspannung von 36V. Die restlichen Daten wurden daraus berechnet, wobei der Radumfang 1,57m beträgt.

Mit Hilfe der Drehzahl n und des Radumfanges U berechnet sich die Geschwindigkeit v

$$v = nU = 348 \frac{1}{\text{min}} \cdot 1,57\text{m} = 32,8 \frac{\text{km}}{\text{h}} \quad (4.2)$$

für die erste Zeile. Weiters ist die Kraft F in Fahrtrichtung aus dem Drehmoment M berechnet

$$F = \frac{2M\pi}{U}. \quad (4.3)$$

Aus der Geschwindigkeit und der Vorwärtskraft errechnet sich die mechanische Leistung

$$P_{mech} = vF. \quad (4.4)$$

Mit Hilfe der mechanischen und der elektrischen Leistung kann der Wirkungsgrad η ermittelt werden. Im Leerlauf kommt es rechnerisch zu einem Wirkungsgrad von 0, da der Motor mit keinem Moment belastet ist (Reibungsverluste, Luftwiderstand vernachlässigt).

leff [A]	M [Nm]	n [r/min]	v [km/h]	F [N]	P _{mech} [W]	P _{el} [W]	η [%]
1,2	0,00	348,00	32,8	0,00	0,0	43	0,0
4	3,06	338,00	31,8	12,25	108,3	144	75,2
5	4,00	334,00	31,5	16,01	139,9	180	77,7
6	4,98	330,00	31,1	19,93	172,1	216	79,7
7	5,97	327,00	30,8	23,89	204,4	252	81,1
8	6,96	323,00	30,4	27,85	235,4	288	81,7
9	7,95	319,00	30,0	31,82	265,6	324	82,0
10	8,99	315,00	29,7	35,98	296,6	360	82,4
11	9,95	312,00	29,4	39,82	325,1	396	82,1
12	11,03	308,00	29,0	44,14	355,8	432	82,4
13	12,00	304,00	28,6	48,02	382,0	468	81,6
14	13,00	301,00	28,4	52,03	409,8	504	81,3
15	14,01	298,00	28,1	56,07	437,2	540	81,0
16	15,01	294,00	27,7	60,07	462,1	576	80,2
17	15,97	290,00	27,3	63,91	485,0	612	79,2
18	16,89	283,00	26,7	67,59	500,5	648	77,2

Die Daten reichen bis zu einem Drehmoment von 17Nm. In dieser Anwendung wird jedoch ein Moment von 50Nm erreicht.

4.8. DSP-Board

Das DSP-Board wurde nicht im Rahmen dieser Diplomarbeit entwickelt. In diesem Kapitel sind dessen Eigenschaften und Teile des Stromlaufplanes kurz erläutert, sofern diese verwendet wurden. Auf die nicht genutzten Komponenten wird nicht weiter eingegangen. Zur besseren Übersicht verhilft der Stromlaufplan im Anhang, in diesem Kapitel werden nur Schaltungsteile herausgenommen und näher erläutert.

4.8.1. DSP

Das Kernstück ist der Prozessor von Texas Instruments TMS320F2407A [10]:

- Versorgungsspannung: 3,3V
- Flash: 32k x 16Bit
- Programm-, Datenspeicher: 2,5k x 16Bit
- PWM: 8 Kanäle mit 16 Bit Auflösung
- Watchdog Timer

- ADCs: 16 Kanäle mit je 10 Bit (min. Konversionszeit 500ns)
- IO-Pins: 40
- Interface: RS232, JTAG

Das Board ist so ausgelegt, dass analoge Ein- und Ausgänge einen Spannungsbereich von 0V bis 5V haben. Gleiches gilt für die digitalen Ein- und Ausgänge. Da der Prozessor mit 3,3V arbeitet, müssen alle Spannungen darauf angepasst werden. Der Prozessor wird mit 10MHz getaktet, durch die prozessorintegrierte PLL wird mit 40MHz gearbeitet. Damit es zu keinen Fehlern durch eine zu niedrige Versorgungsspannung kommt, wird ein Resetbaustein (TPS3825-33) eingesetzt. Dieser löst einen Hardware-Reset aus, sobald die Spannung unter 2,95V sinkt [11]. Steigt die Spannung wieder über diesen Wert, so wird das Reset-Signal beendet. Die minimale Reset-Dauer beträgt 200ms. Zu kurze Reset-Impulse könnten möglicherweise vom Prozessor nicht erkannt werden. Dadurch würde es zu Fehlern im Programmablauf kommen.

4.8.2. Spannungsversorgung

Das Board benötigt zwei unterschiedliche Spannungen. Um den DSP zu betreiben, wird eine 3,3V Versorgung benötigt, zur Anpassung an die 5V-Pegel eine 5V Versorgung. Die Eingangsspannung kann in einem Bereich von 6,5V bis 20V variabel sein. Um dies zu erreichen, wird die +15V Eingangsspannung, welche von der Platine mit der Leistungselektronik geliefert wird, zunächst mit Hilfe eines Buck-Konverters auf 5V gebracht. In einem zweiten Schritt wird diese auf 3,3V transformiert.

Als Buck-Konverter dient der CS51414 von ON Semiconductor, welcher mit einer Schaltfrequenz von 520kHz taktet. Die Beschaltung in Abbildung 4.11 wurde dem Datenblatt [12] entnommen. Um die Ausgangsspannung auf einen bestimmten Wert zu regeln, wird diese mit einer Referenzspannung verglichen. Die Spannung am VFB-Pin wird auf diese Referenzspannung von 1,27V geregelt. Wie in Abbildung 4.11 zu sehen ist, wird die Ausgangsspannung mit Hilfe eines Spannungsteilers (R67, R27, R55) heruntergeteilt. Da zwischen VFB und GND aufgrund der Regelung die Referenzspannung sein muss, ergibt sich daraus die Ausgangsspannung

$$U_a = U_{ref} \frac{R67 + R27 + R55}{R55 + nR27}, \quad (4.5)$$

wobei U_a die Ausgangsspannung von 5V und U_{ref} die Referenzspannung von 1,27V ist. Die Widerstandswerte sind: $R55 = 1k\Omega$, $R27 = 1k\Omega$, $R67 = 3,3k\Omega$. Abhängig von der Potentiometerstellung n (0 entspricht Vollanschlag links, 1 entspricht Vollanschlag rechts) lässt sich somit die Ausgangsspannung in einem Bereich von 3,4V bei $n=1$ bis 6,7V bei $n=0$ einstellen. Der eigentliche Buck-Konverter besteht aus der Diode D23 und der Spule L6, welche mit Hilfe des Schalters (nnp-Transistor) im Baustein (Pin V_{SW}) ihre Aufgabe erfüllen. Dieser benötigt jedoch zum Schalten eine höhere Spannung als die Eingangsspannung V_{in} , da bei geschlossenem Schalter die Spannung V_{in} am Kollektor des Transistors liegt. Während der Transistor sperrt, liegen näherungsweise 0V am V_{SW} -Pin und die Ausgangsspannung am BOOST-Pin. Hierbei sind die Vorwärtsspannungen der Dioden D17 und D23 vernachlässigt. Dadurch baut sich am Kondensator C23 die Ausgangsspannung auf. Wird der Transistor leitend, so liegt am V_{SW} -Pin näherungsweise die Eingangsspannung V_{in} , wodurch am BOOST-Pin die Summe aus V_{in} und der Kondensatorspannung von C34 (=Ausgangsspannung) liegt. Die Kondensatoren C48 und C33 glätten die Spannung einseitig, C25 und C49 ausgangseitig.

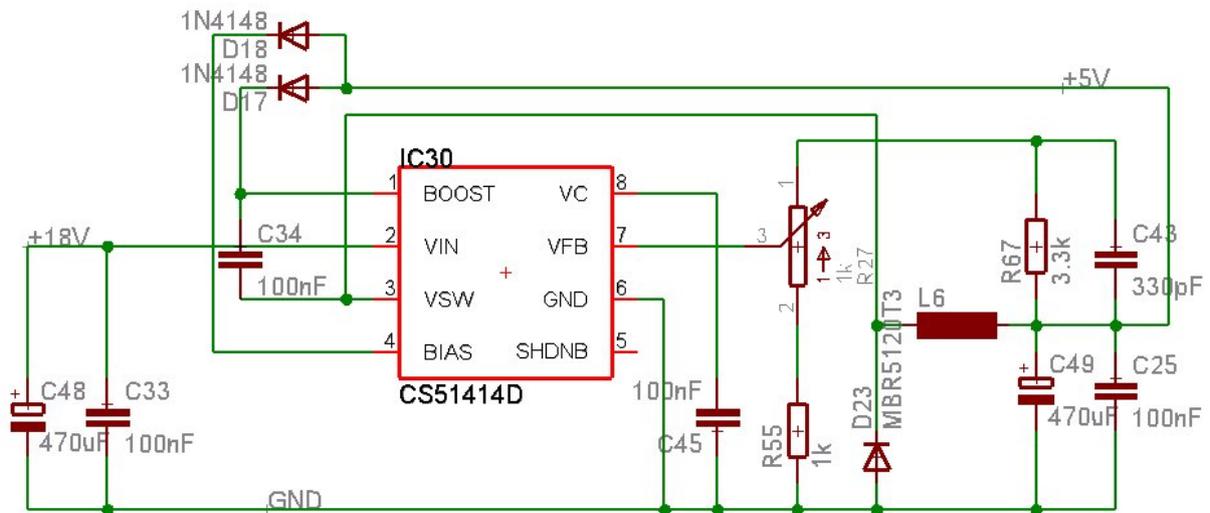


Abbildung 4.11: Beschaltung des Buck-Konverters am DSP-Board

Die Generierung der 3,3V Versorgungsspannung erfolgt mit Hilfe eines Festspannungsreglers. Bei beiden Spannungen wird unterschieden, ob diese für analoge oder digitale Zwecke verwendet werden. Damit sich die Störungen der digitalen Seite nicht zu stark auf die analoge Seite auswirken (und umgekehrt), können diese mit Hilfe von Spulen gefiltert werden. Im konkreten Aufbau wurden die Spulen jedoch durch Drahtbrücken ersetzt.

4.8.3. Digitaleingänge

Die Spannungspegel der Eingänge müssen von 5V auf 3V transformiert werden. Bei den digitalen Eingängen erfolgt dies durch Verwendung des nicht invertierenden Treiberbausteines 74LVT07. Die Ausgänge dieses Treibers sind open drain [13] ausgeführt, wodurch der Ausgang entweder auf 0V liegt oder hochohmig wird. Da die Digitaleingänge des DSP einen internen pull up Widerstand implementiert haben, liegen dessen Eingänge bei hochohmig geschaltetem Treiber auf 3,3V.

4.8.4. Analogeingänge

Die Eingangsschaltung des DSP-Boards für analoge Signale erfüllt zwei Aufgaben. Zusätzlich zum Anpassen der Spannungspegel ist ein Tiefpass implementiert (Abbildung 4.12).

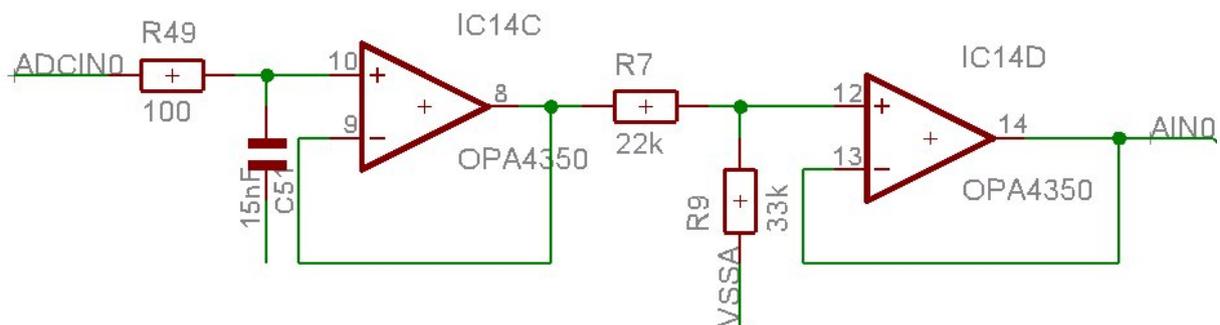


Abbildung 4.12: Signalaufbereitung für analoge Eingangssignale am DSP-Board

Diese Eingangsschaltung wird für zehn Analogeingänge (AIN0 bis AIN9) verwendet. In der Abbildung ist die Schaltung für den ersten Analogeingang abgebildet. Das ADCIN0-Signal kommt direkt von den Anschlüssen des Boards und wird zunächst durch einen Tiefpass mit der Zeitkonstante

$$\tau = RC = 1,5 \mu s \quad (4.6)$$

geglättet. Damit der nachfolgende Spannungsteiler den Tiefpass nicht beeinflusst, wird ein Spannungsfollower (IC14C) verwendet. Der Spannungsteiler, bestehend aus R7 und R9, führt die Spannungsanpassung von 5V auf 3V durch. Dieses Signal wird wieder durch einen Spannungsfollower stabilisiert und an den entsprechenden Pin des DSP geführt (AIN0).

4.8.5. Analogausgänge

Der DSP verfügt selbst über keine Analogausgänge, weshalb ein DAC (TI: DAC7624) eingebaut ist. Dieser ist in der Lage, vier voneinander unabhängige Analogsignale zu generieren. Angesprochen wird der Baustein über die Adress- bzw. Datenleitungen des DSP. Die Referenzspannung für das Analogsignal wird über die Pins VREF+ und VREF- zugeführt. Die Generierung der Referenz wird in Kapitel 4.8.6 erläutert. Die positive Referenzspannung VREF+ darf nicht größer als 2,5V werden [14], wodurch eine Verstärkung des Signals notwendig wird, um einen Bereich von 0V bis 5V abdecken zu können. Diese geschieht mit Hilfe der nicht invertierenden Verstärker (rechts in der Abbildung). Durch die positive Referenzspannung von 2,5V wird eine Verstärkung von 2 bei den Verstärkern benötigt.

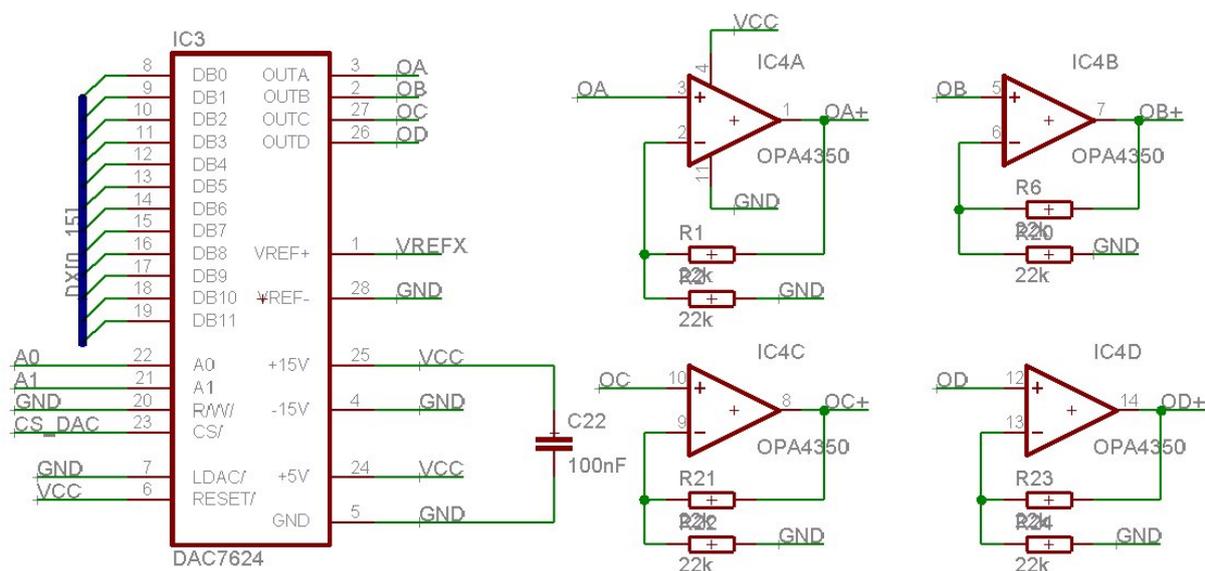


Abbildung 4.13: Analogausgänge des DSP-Boards (links: DAC, rechts: Signalverstärkung)

Der DAC arbeitet nach dem R-2R Leiternetzwerkprinzip. Diese Methode stellt einen guten Kompromiss zwischen Konversionszeit und Aufwand, welcher sich im Preis niederschlägt, dar. Es werden Konversionszeiten von $10\mu s$ erreicht, was für diese Anwendung ausreicht, da die Software die Analogausgänge alle $100\mu s$ aktualisiert.

4.8.6. Referenzspannungen

Am DSP-Board werden zwei Referenzspannungen benötigt. Für die Analogeingänge, welche, wie in Kapitel 4.8.4 erwähnt, zwischen 0V und 3V am DSP liegen, wird eine Referenzspannung von 3V für die ADCs benötigt. Für die Analogausgänge bzw. den zuständigen DAC wird eine 2,5V Referenz gebraucht. Diese werden mit Hilfe der Schaltung in Abbildung 4.14 generiert.

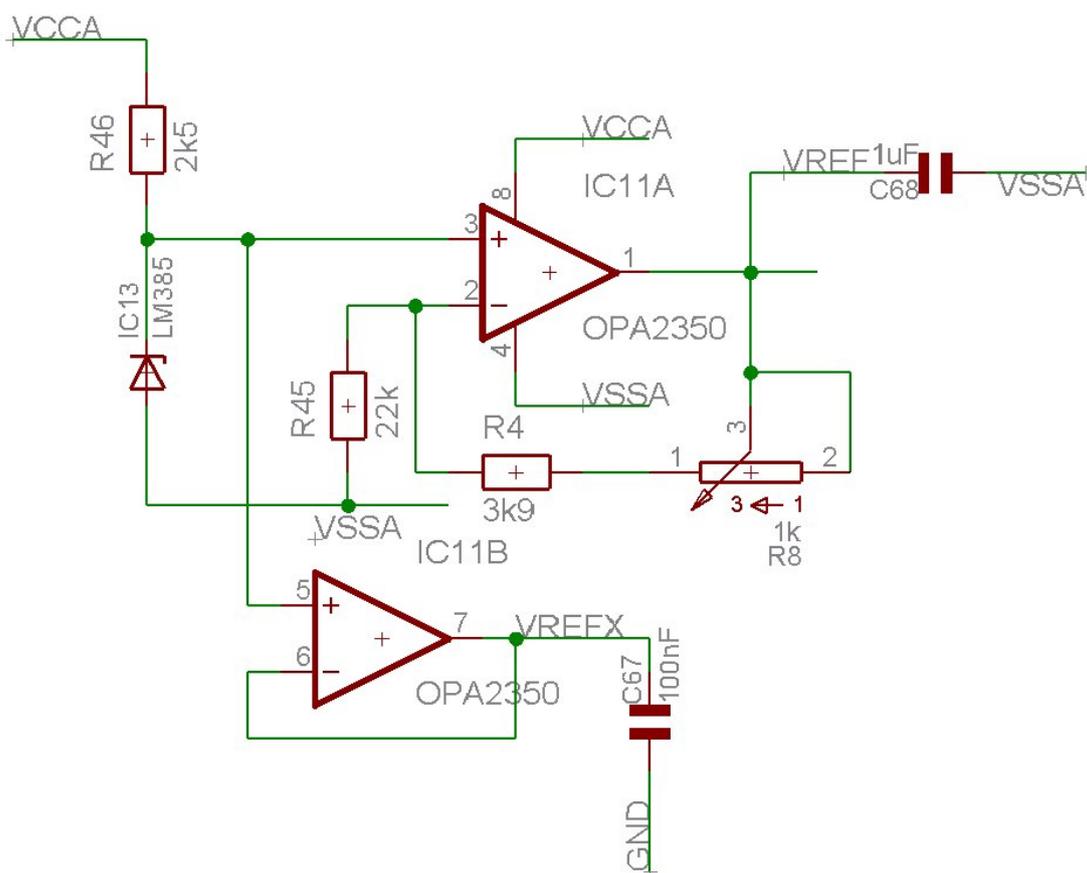


Abbildung 4.14: Generierung der Referenzspannungen für ADC und DAC des DSP-Boards

Kernstück dieser Schaltung ist der Baustein für die Referenzspannung LM385-2,5 (IC13). Dieser arbeitet in einem Strombereich von 20 μ A bis 20mA [15]. Durch den Widerstand R46 wird ein Strom von 1mA eingestellt, wodurch an der Kathode die Referenzspannung von 2,5V liegt. Diese Spannung wird durch den Spannungsfolger IC11B vor einem Laststrom geschützt und dem DAC zugeführt (VREFX).

Um die 3V Referenz für den DSP zu generieren, werden die 2,5V mit einem nicht invertierenden Verstärker entsprechend verstärkt. Die Spannung ist über das Potentiometer R8 einstellbar. Mit der Formel

$$V_{REF} = 2,5V \frac{R4 + R45 + nR8}{R45} = 2,5V \frac{25,9k\Omega + n \cdot 1k\Omega}{22k\Omega} \quad (4.7)$$

lässt sich der Einstellbereich ermitteln. Abhängig von der Potentiometerstellung n kann die Spannung V_{REF} zwischen 2,943V ($n=0$) und 3,057V ($n=1$) variiert werden. Die Kondensatoren C67 und C68 reduzieren eventuelle Störungen.

4.8.7. PWM-Überstromabschaltung

Der DSP verfügt über zwei Eventmanager. Eventmanager A verwaltet unter anderem PWM1 bis PWM6, Eventmanager B die übrigen PWM-Pins. Jeder Eventmanager hat einen Interruptpin (PDPINTA bzw. PDPINTB), mit welchem die entsprechenden PWM-Pins hochohmig geschaltet werden. Der Interrupt wird bei der fallenden Flanke ausgelöst. Für die PWM wird in dieser Anwendung nur der Eventmanager A verwendet (Abbildung 4.15). Über das Signal I>MAX meldet der Leistungsteil Überstrom bzw. Übertemperatur an das DSP-Board. Im Überstromfall liegt auf dieser Leitung 0V, im Normalbereich 5V. Bei Überstrom wird das D-Flip Flop IC2A gesetzt (Q=High) und kann nur durch einen Impuls am CLK Eingang wieder gelöscht werden. Aus diesem Grund ist der CLK-Pin mit einem Prozessor IO-Pin verbunden. Sobald das Flip Flop gesetzt ist, wird dies dem DSP über die fallende Flanke von PDPINTA gemeldet und dieser schaltet die PWM-Pins hochohmig. Zusätzlich werden die Enable-Pins des nicht invertierenden Leistungstreibers IC8 high, wodurch die Ausgänge des Treibers ebenfalls hochohmig werden. Da diese Leitungen im Leistungsteil die MOSFET-Brücke ansteuern, müssen diese Leitungen mit einem pulldown Widerstand versehen sein. Sonst könnte durch die Überstromabschaltung ein undefinierter Zustand an der Brücke anliegen, wodurch diese zerstört werden kann.

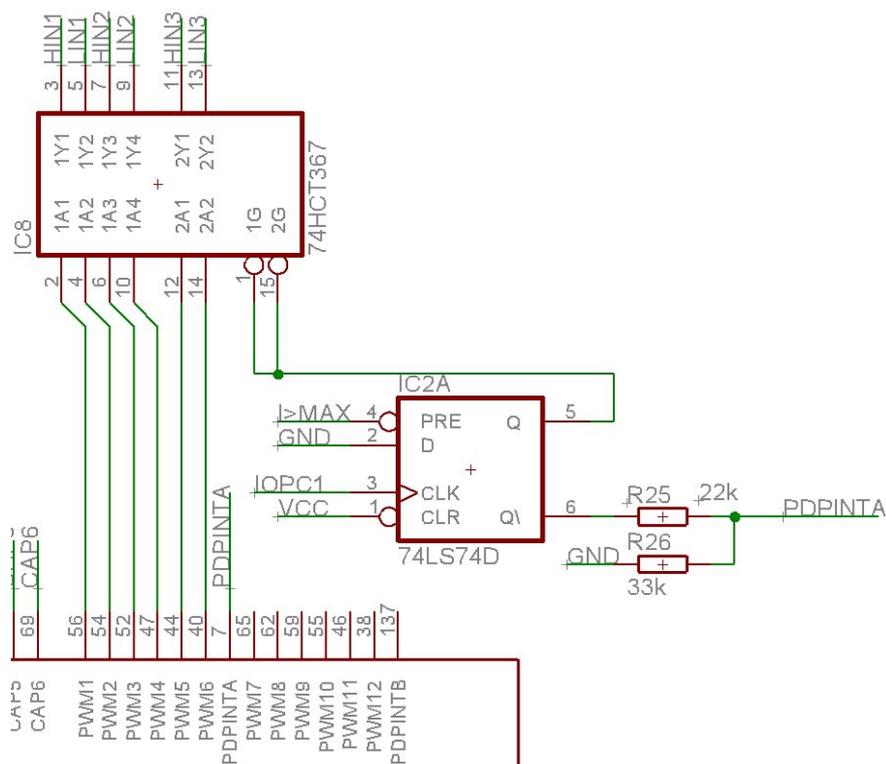


Abbildung 4.15: PWM mit Überstromabschaltung

4.9. Leistungselektronik

In diesem Kapitel wird auf jeden Teil der Leistungselektronikplatine eingegangen, da diese mit einigem Aufwand verbunden war. Der Aufwand lag weniger im grundsätzlichen Aufbau, die Herausforderung bestand hauptsächlich in der Eliminierung von störungsbedingten Ungenauigkeiten bzw. Ausfällen mancher Komponenten aufgrund von steilen Schaltflanken bei hohen Strömen. Die Platine mit der Leistungselektronik erfüllt verschiedene Aufgaben.

Zunächst müssen aus der Akkumulatorspannung verschiedene Versorgungsspannungen mit einem möglichst hohen Wirkungsgrad generiert werden. Weiters soll eine MOSFET-Brücke über Treiber angesteuert werden. Für die Brücke wurden drei Varianten unterschiedlicher Preisklasse und Leistungen erprobt. Zur Regelung des Motors ist eine Strommessung in den Phasen und eine Zwischenkreisstrommessung notwendig. Für diese Messschaltung ist eine möglichst störungsunempfindliche Referenzspannung nötig. Zusätzlich werden die Phasenströme überwacht und eine Sicherheitsabschaltung bei Überschreiten eines Schwellwertes ausgelöst. Weiters besteht die Möglichkeit zwei Temperaturen zu überwachen, jene der Brücke und die des Motors. Es wird die Zwischenkreisspannung erfasst, da diese für die Schusszeiten beim INFORM-Verfahren und für das Spannungsmodell benötigt wird. Weiters kann dadurch eine Über- und Unterspannung der Akkumulatoren verhindert werden. Um die Leistung der Solarmodule zu erfassen wird unter der Annahme eines in der Spannung nur geringfügig ändernden Arbeitspunktes nur der Solarstrom über einen Shunt erfasst.

Anforderungen:

Die Strommessung muss einen Bereich von -100A bis +100A abdecken. Diese Belastung ist bei der Auswahl der Brücke zu beachten. Der Solarstrom bewegt sich in einem Bereich von 0A bis 7A .

4.9.1. Spannungsversorgung

Die Versorgungsspannungen werden aus der Akkumulatorspannung generiert. Benötigt werden +15V, -15V und +5V, wobei die +15V Versorgung auf die größte Leistung ausgelegt ist. Die Ursache hierfür liegt darin, dass die restlichen Spannungen daraus generiert werden. Weiters wird die Beleuchtung des Fahrzeuges darüber versorgt. Aus diesem Grunde wird hierfür ein Buck-Konverter verwendet. Die +15V Versorgung wird zur Messung bzw. bei den entsprechenden OPVs benötigt. Zu diesem Zweck wurde wegen der einfachen Implementierung ein fertiges Modul verwendet. Ursprünglich gab es auch hierfür eine diskret aufgebaute Schaltung, welche aber den Anforderungen nicht genügte bzw. sehr empfindlich auf Störungen reagierte. Da für die +5V Versorgung keine hohen Ströme benötigt werden, ist diese mit einem Festspannungsregler aus den +15V generiert.

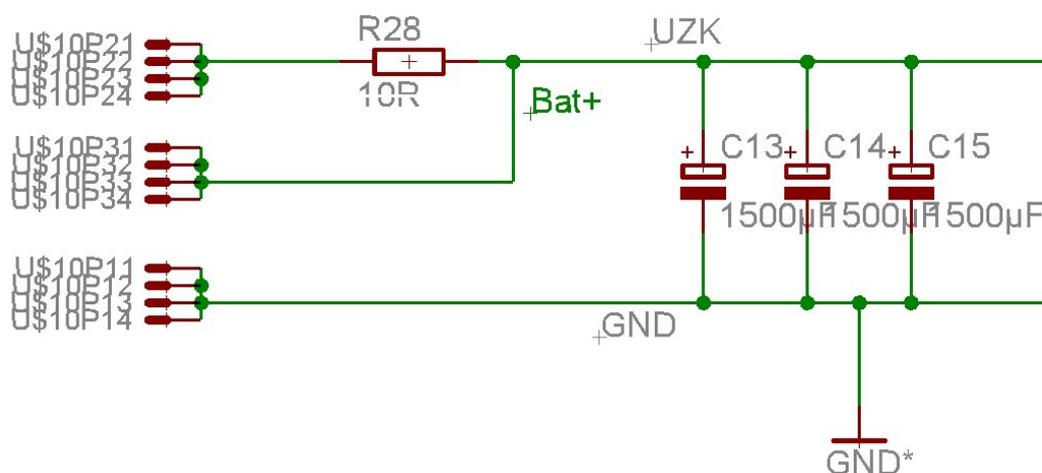


Abbildung 4.16: Spannungsversorgung des Leistungsteiles mit Ladewiderstand und Zwischenkreiskondensatoren

Bezugnehmend auf Abbildung 4.1 beginnt die Erläuterung mit den Anschlüssen UZK, UZK_R und GND. Zugeführt werden diese Leistungen über einen dreipoligen Schraubanschluss, der für eine Stromstärke von 115A konstruiert ist.

Wie in Abbildung 4.16 ersichtlich, besteht die Energiezuleitung aus einer Masse (GND) und zwei Versorgungsleitungen. Hier ist der Ladewiderstand, welcher beim Einschalten benötigt wird um zu hohe Ströme zu vermeiden, ersichtlich. Bei einer mittleren Spannung von 36V ergibt sich bei entladenen Zwischenkreiskondensatoren (C13, C14, C15) zu Beginn des Aufladens ein maximaler Strom von 3,6A. Dieser Widerstand kann deutlich geringer gewählt werden, da der Einschaltstrom wesentlich höher sein darf. Die Versorgungsleitung ist mit einer trägen 60A Sicherung ausgestattet. Ein weiterer Vorteil bei einem kleineren Ladewiderstand wird beim Kurzschließen des Widerstandes ersichtlich. Da die Schaltung bereits bei Beginn einen gewissen Ruhestromverbrauch aufweist, werden die Kondensatoren über den Widerstand nicht voll aufgeladen. Wird dann der Widerstand kurzgeschlossen, so muss der durch den Widerstand entstandene Spannungsabfall überwunden werden, was wieder zu einem hohen Strom führt. Der Widerstand sollte außerdem auf hohe Leistungen ausgelegt sein, um eine gute Wärmeabfuhr zu bieten, da dieser bei längeren Umschaltzeiten zwischen den Versorgungsleitungen bzw. bei eingeschaltetem Licht viel Energie in Wärme umwandeln muss. Hier bietet sich auch die Möglichkeit einer Weiterentwicklung, indem diese Ladeschaltung mit Hilfe von Halbleitern realisiert wird.

Die Zwischenkreiskondensatoren müssen auf Grund der konstanten Akkumulatorspannung nicht sehr groß dimensioniert werden. Mit den verwendeten 4500 μ F ist die Zwischenkreisspannung ausreichend geglättet.

Generierung der +15V Versorgung

Um die Verluste bei der Generierung möglichst gering zu halten, wird ein Buck-Konverter eingesetzt. Verwendet wird hierzu der Konverter LM2591hvs-adj von National Semiconductor:

- max Eingangsspannung: 60V
- Ausgangsspannung: 1,2V \rightarrow 57V
- Taktfrequenz: 150kHz
- max Ausgangsstrom: 1A

Im Datenblatt [16] ist ein Wirkungsgrad von 76% angegeben (Testbedingungen: Eingangsspannung=12V, Ausgangsspannung=3V, Ausgangsstrom=1A). Der Baustein kann nicht invertierend und invertierend eingesetzt werden. Die verwendeten externen Komponenten und deren Verschaltung sind in Abbildung 4.17 dargestellt.

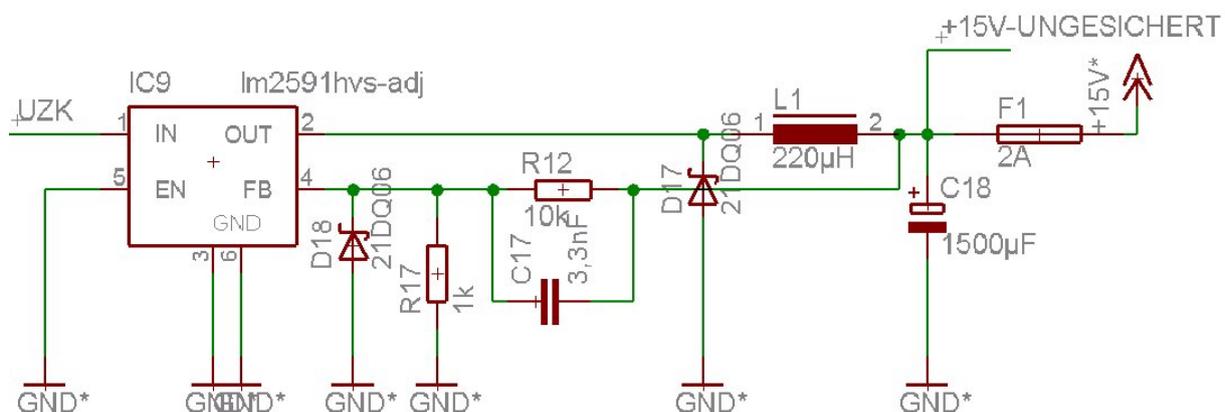


Abbildung 4.17: nicht invertierender Buck-Konverter zur Generierung von +15V

Die Beschaltung ist dem Datenblatt entnommen. Zur Auswahl einer passenden Induktivität ist auf Abbildung 4.18 verwiesen. Da die maximale Eingangsspannung bei 40V liegt und der maximale Ausgangsstrom 1A beträgt, würde eine Spule mit 150µH genügen. Aufgrund der Verfügbarkeit wurde jedoch eine Induktivität von 220µH gewählt. Da der Ausgangsstrom die Spule belastet, muss diese ebenfalls auf den Maximalstrom von 1A ausgelegt sein.

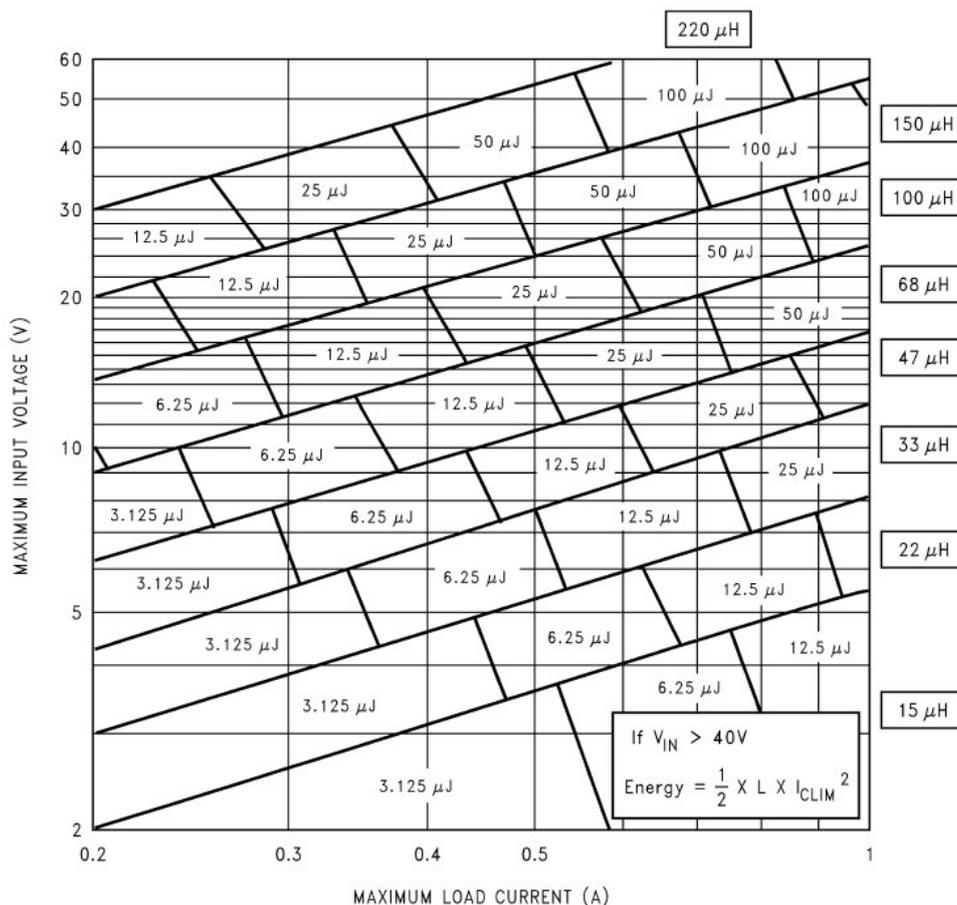


Abbildung 4.18: Grafik zur Auswahl der Induktivität des Buck-Konverters LM2591hvs-adj [16]

Die Dioden D17 und D18 müssen, um die Verluste zu minimieren, möglichst schnell sperren können. Daher werden hierfür Schottky-Dioden verwendet. Während der Sperrphase des Schalters wird der Strom mit dem Ausgangsstrom belastet. Daher wurden Dioden ausgewählt, die diesen Strom verkraften (21DQ06 von International Rectifier).

Um die Ausgangsspannung einzustellen, wird der Pin FB verwendet. Der LM2591hvs-adj generiert intern eine Referenzspannung von 1,235V. Diese Referenzspannung wird mit der Spannung auf dem Pin FB verglichen und die Ausgangsspannung entsprechend geregelt. Dadurch lässt sich die Ausgangsspannung mit Hilfe der Widerstände R12 und R17 auf den gewünschten Wert einstellen. Der Zusammenhang zwischen der Ausgangsspannung und den Widerständen ist

$$U_a = U_{FB} \frac{R12 + R17}{R17} = 1,235V \frac{10k\Omega + 1k\Omega}{1k\Omega} = 13,585V. \quad (4.8)$$

In den Schaltplänen wird diese Spannung mit +15V bezeichnet, obwohl diese etwas kleiner ist. Dies liegt an der Wahl der Widerstände, welche aus Gründen der Verfügbarkeit

entsprechend dimensioniert wurden. Diese Abweichung ist für den Betrieb der weiteren Schaltung nicht relevant.

Ausgangsseitig befindet sich der Kondensator C18, der die Energie speichert und kurzfristig zur Verfügung stellt. Dieser wurde größer als notwendig gewählt, um die Welligkeit der Ausgangsspannung gering zu halten bzw. um Störungen zu verhindern, wenn ein Verbraucher ein- oder abgeschaltet wird (Licht). Die Sicherung F2 dient zur Absicherung der restlichen Elektronik, falls irgendwo ein Kurzschluss in der Versorgung auftritt, wird keine weitere Energie zur fehlerhaften Stelle geliefert. Die Sicherung wurde mit 2A dimensioniert, obwohl der Buck-Konverter auf 1A limitiert ist. Dies ist erforderlich, da der relativ große Kondensator am Ausgang kurzzeitig über 2A zur Verfügung stellen kann. Weiters existiert das Signal +15V-UNGESICHERT, welches vor der Sicherung abzweigt. Diese wird für externe Verbraucher wie das Licht verwendet. Eine eigene Absicherung ist nicht notwendig, da der Buck-Konverter maximal 1A liefert und dadurch im Kurzschlussfall kein zusätzlicher Schaden entsteht.

Generierung der -15V Versorgung

Für diese Versorgung wurde in der ersten Version ein invertierender DC-DC-Konverter (LT3462) verwendet, welcher mit einer Frequenz von 1,2MHz betrieben wird. Der Vorteil dieser hohen Taktfrequenz liegt in der geringeren Welligkeit der Ausgangsspannung bzw. der Verwendung von kleineren Bauteilwerten. Der Nachteil liegt im Layout, da die benötigte zusätzliche Beschaltung sehr nahe aneinander platziert werden muss. Da aufgrund dieser Anforderung keine ordnungsgemäße Funktion gelang, wurde diese Version nicht weiterverwendet.

Die nächste Version bestand aus dem LT1054. Dieser erfüllt seine Aufgabe, indem er Ladungen schaltet. Der Vorteil liegt im geringen Hardwareaufwand. Es werden im unregelmäßigen Betrieb nur drei externe Kondensatoren benötigt (Abbildung 4.19).

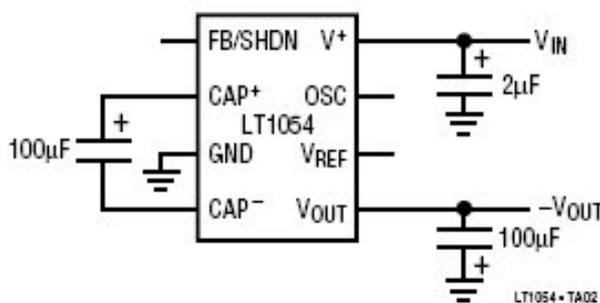


Abbildung 4.19: LT1054 Spannungsinverter [17]

Es gibt mehrere Möglichkeiten, diesen Baustein einzusetzen. In dieser Anwendung wird er als unregelmäßiger Spannungsinverter verwendet. Der Kondensator auf der Versorgungsleitung V_{IN} glättet die Spannung, welche sonst durch das Schalten des Bausteines mit Störungen beaufschlagt wäre. Der Kondensator auf der Leitung $-V_{OUT}$ speichert die Energie der negativen Spannung. Der dritte Kondensator (zwischen CAP+ und CAP-) wird benötigt, um die Ladung entsprechend von einer Seite zur anderen zu transportieren. Der Baustein ist auf eine Dauerbelastung von 100mA ausgelegt, wodurch keine großen Reserven bleiben. Die Hauptverbraucher für die negative Spannung sind die LEMs, welche zur Strommessung eingesetzt werden. Wird der negative Maximalstrom gemessen, so benötigt der entsprechende LEM 50mA von der negativen Versorgung. Da die Überstromabschaltung bei $\pm 100A$ abschaltet, kann eine Phase mit maximal 100A belastet sein und in den anderen Phasen entsprechend dem Summensatz betragsmäßig weniger, jedoch mit entgegengesetztem

Generierung der +5V Versorgung

Der geschätzte Stromverbrauch für diese Leitung setzt sich aus folgenden Verbrauchern zusammen:

- | | |
|--|-------------|
| ○ 3x Treiber | 90 μ A |
| ○ Zwischenkreisstrommessung über Shunt | 100 μ A |
| ○ Strommessung Referenzspannung | 6mA |
| ○ Potentiometer Steuerhebel | 50 μ A |
| ○ Digitaleingänge | 120 μ A |
| ○ Referenzpegel Überstromabschaltung | 2mA |

Bei dieser Auflistung ist jeweils der geschätzte Maximalverbrauch angegeben. In Summe ergibt sich ein benötigter Strom von 8,36mA. Dieser geringe Stromverbrauch ist auch der Grund für die Verwendung eines Festspannungsreglers. Als Eingangsspannung des Festspannungsreglers wird die +15V Versorgung (tatsächliche Spannung 13,585V) verwendet, wodurch sich ein Wirkungsgrad von 0,37 einstellt.

In der ersten Version wurde aufgrund des geringen Stromverbrauches ein Linearregler (LM3480) mit maximal 100mA Ausgangsstrom verwendet. Dieser kann mit einer Eingangsspannung von bis zu 30V beaufschlagt werden. Weiters besitzt dieser eine Sicherheitsabschaltung im Kurzschlussfall. Die externe Beschaltung besteht aus je einem Kondensator am Eingang und am Ausgang. Im Kurzschlussfall kommt es zu einem Ausgangsstrom wie in Abbildung 4.21 beschrieben.

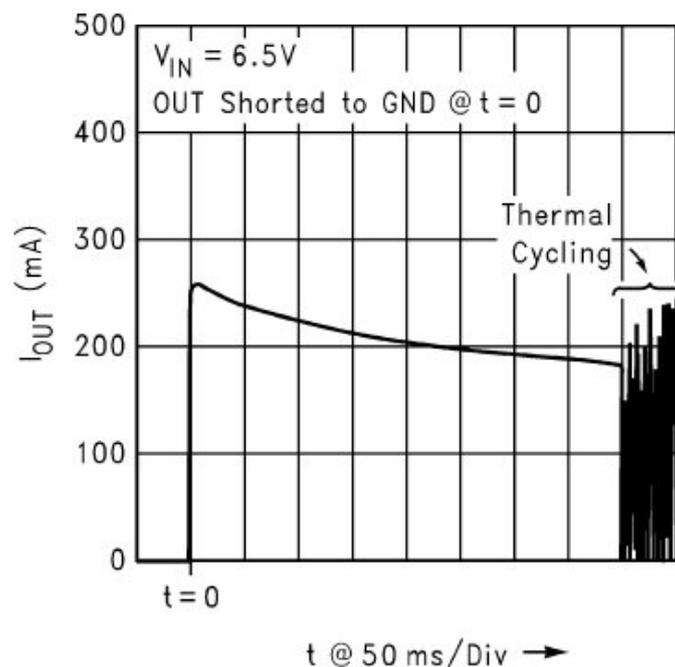


Abbildung 4.21: LM3480: Stromverlauf im Kurzschlussfall [18]

Der Baustein wurde ersetzt, da das Signal aus Abbildung 4.21 aufgetreten ist (Strommessung wurde nicht durchgeführt, aber die Ausgangsspannung hatte einen Verlauf, der zu diesem Strom passt). Dies äußerte sich in einem langsamen Spannungsabfall, gefolgt von einem Rauschen, wie in der Abbildung angegeben. Während der darauf folgenden 500ms (Durchschnittswert) war die Ausgangsspannung 0V, danach reaktivierte sie sich und erreichte wieder 5V. Da kein Kurzschluss aufgetreten war, könnte dieses Verhalten durch Störungen

verursacht worden sein. Ein weiterer Grund für diese Annahme ist, dass dieser Verlauf bei steigenden Phasenströmen öfter vorgekommen ist. Um einen Kurzschluss auszuschließen, wurden drei dieser Bausteine an verschiedenen Orten der Platine angebracht, wobei jeder einen eigenen Verbraucher zu versorgen hatte. Auch in diesem Fall sind alle Bausteine bei höheren Phasenströmen zufällig ausgefallen. Die Möglichkeit der Überlastung eines der Festspannungsregler fällt damit ebenfalls aus. Weiters wurden die Anschlüsse der Eingangsspannung und der Masse gemessen, um von dort kommende Fehler auszuschließen. Um dieses Verhalten in den Griff zu bekommen, wurde ein Festspannungsregler höherer Leistung verwendet.

Letztendliche Lösung war der LM2940. Dieser kann einen Strom von bis zu 1A liefern [19] und ist somit großzügig dimensioniert.

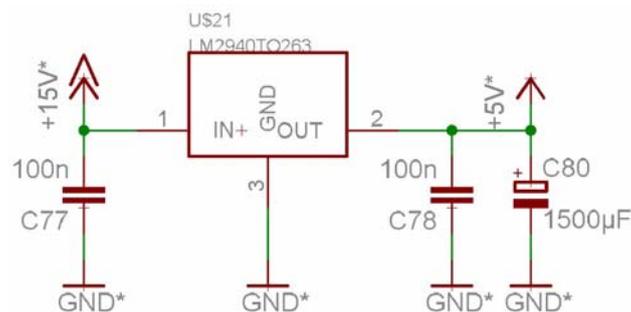


Abbildung 4.22: LM2940: Generierung der +5V Versorgung

Um eine möglichst stabile Ausgangsspannung zu erreichen, wurde am Ausgang ein 1500µF Kondensator verwendet. Da die +5V Versorgung zur Generierung eines Referenzsignals bei der Strommessung verwendet wird, muss diese konstant bzw. störungsfrei sein.

4.9.2. Strommessschaltung

Die Messschaltungen haben die Aufgabe, einen Strom im Bereich von -100A bis +100A auf einen Spannungsbereich von 0V bis +5V abzubilden. Somit wird bei 0A ein Spannungswert von 2,5V ausgegeben. Die Hardware ist so aufgebaut, dass der Stromnullpunkt und die Verstärkung (Messbereich) mit Hilfe von Potentiometern einstellbar sind. Dies war ursprünglich dazu gedacht, um die Messungen der verschiedenen Ströme genau aufeinander abgleichen zu können. Jedoch können durch den Einsatz des DSPs die Messungen auch mit Hilfe der Software aufeinander abgeglichen werden. Somit ist der Einsatz der Potentiometer in diesem Fall mit unnötigem Hardware- und Justieraufwand verbunden.

Zur Messung der Phasenströme und des Zwischenkreisstromes werden Stromwandler der Firma LEM verwendet. Alternativ dazu kann der Zwischenkreisstrom auch über einen Shunt ermittelt werden, was aber im Rahmen der Diplomarbeit nicht erprobt wurde. Weiters wird eine Referenzspannung benötigt, welche in Kapitel 4.9.3 behandelt wird.

Zur Strommessung mit den Stromwandlern wird die Beschaltung aus Abbildung 4.23 verwendet.

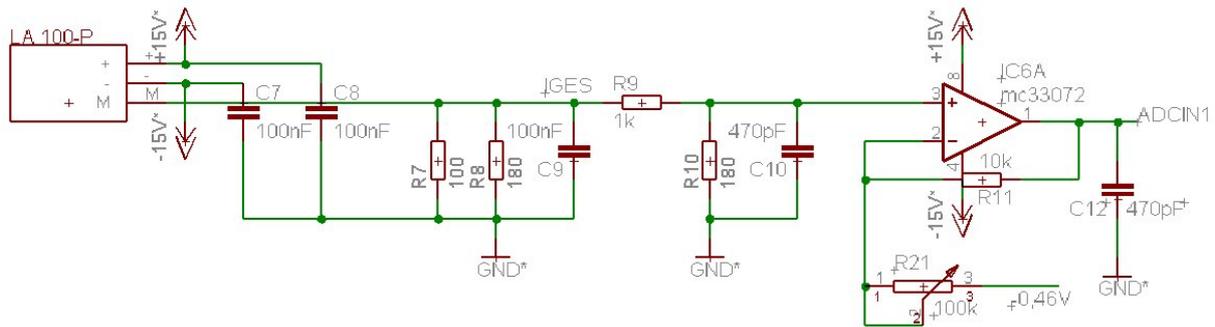


Abbildung 4.23: Zwischenkreisstrommessung mit Hilfe eines Stromwandlers

Links in der Abbildung befindet sich der Stromwandler LA 100-P. Dieser besitzt drei Anschlüsse, zwei für die Versorgung und einen für das analoge Ausgangssignal. Der zu messende Strom wird durch einen Hohlraum im Gehäuse geführt (Abbildung 4.24). Auf dem Gehäuse ist ein Pfeil aufgedruckt, der die positive Stromrichtung kennzeichnet.



Abbildung 4.24: LA 100-P

Dieser Baustein liefert als Ausgangssignal (Pin M) einen Strom, welcher dem zu messenden Strom im Verhältnis 1/2000 entspricht [20]. Somit ergibt sich für einen Laststrom von $\pm 100\text{A}$ ein Ausgangsstrom auf der Messleitung von $\pm 50\text{mA}$. Der Stromwandler bewältigt eine Stromänderungsgeschwindigkeit von mehr als $200\text{A}/\mu\text{s}$, was für diese Anwendung ausreicht. Die Primärseite (Laststrom) ist von der Sekundärseite (Messsignal) galvanisch getrennt. Versorgt wird der Baustein durch die +15V und die -15V Leitung. Der LA 100-P ist ausgelegt auf eine Messung von Stromstärken bis $\pm 150\text{A}$, verwendet wird er jedoch nur in einem Bereich von $\pm 100\text{A}$. Um den Messbereich auf andere Ströme anzupassen, muss die Messschaltung angepasst werden. Dies bietet Potential für Folgearbeiten. Die Kondensatoren C7 und C8 aus Abbildung 4.23 filtern eventuell auftretende Störungen aus den Versorgungsleitungen. Die Schaltung zwischen Stromwandler und OPV, bestehend aus Widerständen (R7, R8, R9, R10) und Kondensatoren (C9, C10), ist aufgrund von Änderungen während der Testphase entstanden. Diese lässt sich für Weiterentwicklungen stark vereinfachen, da das Messsignal zwischen OPV-Ausgang und dem ADC ohnehin noch stark gefiltert wird. Die Grundidee dahinter war die Filterung von Störungen, welche aufgrund des relativ langen Signalweges zwischen LA 100-P und OPV eingekoppelt werden. Die Aufgabe des RC-Netzwerkes ist es, den Ausgangsstrom des LA 100-P, welcher sich in einem Bereich von $\pm 50\text{mA}$ bewegt, auf einen Spannungsbereich von $\pm 0,46\text{V}$ abzubilden. Der OPV IC6A hat die Aufgabe, diesen Spannungsbereich auf einen Bereich von 0V bis 5V zu transformieren. Dabei entspricht ein Laststrom von 0A einer Spannung von 2.5V. Zur

Herleitung der Widerstandswerte und der benötigten Referenzspannung wird die vereinfachte Darstellung der Schaltung aus Abbildung 4.25 verwendet.

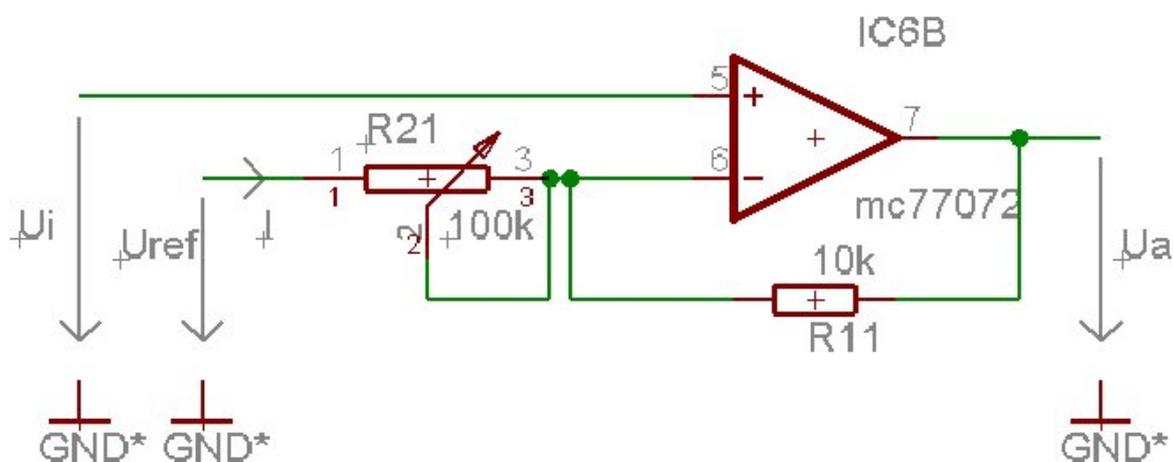


Abbildung 4.25: Messbereichsanpassung bei der Strommessung

Mit U_i wird das vom Stromwandler kommende Signal bezeichnet, welches in dem Bereich von $-0,46\text{V}$ bis $0,46\text{V}$ liegt. U_{ref} wird von einer Referenzquelle generiert, welche hier die erste zu bestimmende Variable ist. Der Widerstand R_{11} wurde mit $10\text{k}\Omega$ gewählt, R_{21} gilt es ebenfalls zu bestimmen. U_a bezeichnet die Ausgangsspannung, welche im Bereich von 0V bis 5V liegt. Zunächst wird die Gleichung der Schaltung bestimmt. Dazu wird zunächst der Strom I berechnet:

$$I = \frac{U_{ref} - U_i}{R_{21}}. \quad (4.9)$$

Daraus kann mit Hilfe des Maschensatzes die Ausgangsspannung berechnet werden:

$$U_a = -(R_{11} + nR_{21})I + U_{ref} \quad (4.10)$$

Eliminiert man aus dieser Gleichung I und vereinfacht diese, so kommt man zu der Formel

$$U_a = U_i \frac{R_{11} + nR_{21}}{nR_{21}} + U_{ref} \left(1 - \frac{R_{11} + nR_{21}}{nR_{21}}\right). \quad (4.11)$$

An dieser Stelle sind die Variablen U_{ref} und nR_{21} zu bestimmen. Hierzu werden zwei Gleichungen benötigt. Für eine Eingangsspannung von $U_i = -0,46\text{V}$ wird eine Ausgangsspannung von $U_a = 0\text{V}$ benötigt, sowie für $U_i = 0\text{V}$ eine Ausgangsspannung von $U_a = 2,5\text{V}$.

$$2,5\text{V} = U_{ref} \left(1 - \frac{R_{11} + nR_{21}}{nR_{21}}\right) \quad (4.12)$$

$$0\text{V} = -0,46\text{V} \frac{R_{11} + nR_{21}}{nR_{21}} + U_{ref} \left(1 - \frac{R_{11} + nR_{21}}{nR_{21}}\right) \quad (4.13)$$

Um die erste Variable zu erhalten, werden die letzten beiden Gleichungen voneinander subtrahiert:

$$2,5\text{V} = -0,46\text{V} \left(\frac{R_{11} + nR_{21}}{nR_{21}}\right). \quad (4.14)$$

Wird der Wert für R11 eingesetzt, so erhält man einen Widerstand für nR1 von 2257Ω bzw. bei einem Potentiometer mit einem Widerstand von $100k\Omega$ ein Verhältnis n von 0,02257. Die zweite Variable lässt sich durch Einsetzen berechnen. Benötigt wird eine Spannung Uref von $-0,5637V$. Die Referenzspannung wird im Stromlaufplan aus Abbildung 4.23 mit $-0,46V$ bezeichnet. Die Werte müssen nicht sehr genau eingestellt werden, da diese durch die Software korrigiert werden.

Es wurde die Messschaltung des Zwischenkreisstromes zur Berechnung herangezogen. Für die Phasenströme wird annähernd die gleiche Schaltung verwendet. Am Ausgang der Schaltung aus Abbildung 4.23 befindet sich der Kondensator C12 mit einer relativ kleinen Kapazität. Am Ausgang der Schaltung für die Phasenströme wurde ein Tiefpass implementiert. Grund hierfür ist die geringere Stromänderungsgeschwindigkeit. Der Phasenstrom kann sich wegen der Motorinduktivität wesentlich langsamer ändern als der Zwischenkreisstrom, welcher bei jeder Schalthandlung der Brücke hohe Änderungsraten verfolgen muss. Weiters werden die Phasenströme herangezogen, um einen Überstrom zu detektieren, wodurch diese möglichst störungsfrei sein sollten. Deshalb wird der Ausgangstiefpass im Layout auch möglichst nahe bei der Schaltung für die Überstromabschaltung platziert. Weiters wird auch die Messschaltung eines der Phasenströme in Abbildung 4.26 angeführt. Am Ausgang ist der Tiefpass mit einer Zeitkonstanten von $\tau=1\mu s$ implementiert.

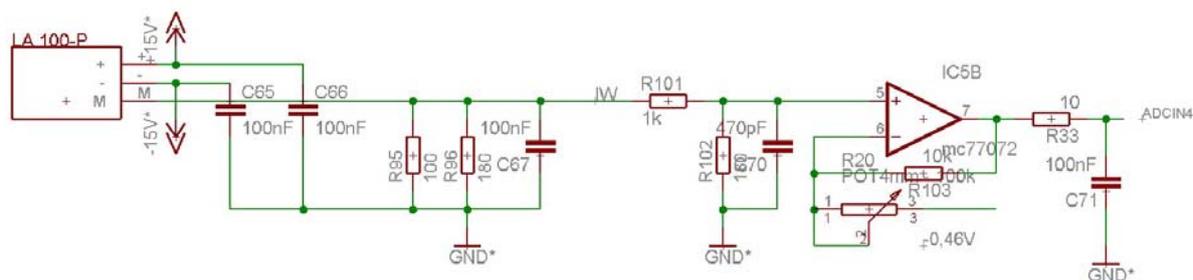


Abbildung 4.26: Phasenstrommessung mit Hilfe von Stromwandlern

Die Zwischenkreisstrommessung kann alternativ auch über einen Shunt erfolgen. Diese Variante wurde jedoch nicht erprobt, wird jedoch hier kurz erläutert. Der Shunt befindet sich dabei im Zwischenkreis, die Messschaltung ist in Abbildung 4.27 abgebildet. Grundlage hierfür ist ein Subtrahierer mit einer Operationsverstärkerschaltung [21]. Nachdem kein Shunt ausgewählt ist, kann dieser auch nicht entsprechend dimensioniert werden. Wichtig ist hier, wie auch schon bei der Stromwandlermessung, dass bei fehlendem Zwischenkreisstrom die Spannung am Ausgang $2,5V$ beträgt. Der Messbereich soll maximal ausgenutzt werden, was von der Größe des verwendeten Shunts und den Bauteilwerten der Widerstände abhängt. Weiters müssen die Zeitkonstanten

$$\tau_1 = (R49 + R50)C30 \quad (4.15)$$

$$\tau_2 = (R54 + R55)C34 \quad (4.16)$$

gleich groß sein.

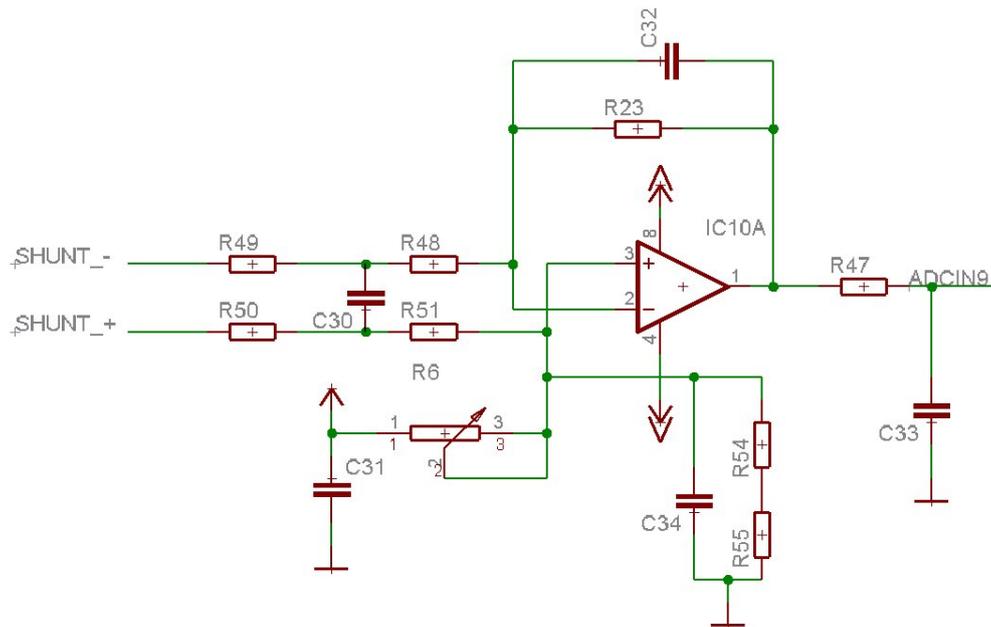


Abbildung 4.27: Zwischenkreisstrommessung mit Hilfe eines Shunts

4.9.3. Referenzspannung für die Strommessung

Für die im vorhergehenden Kapitel besprochenen Strommessschaltungen ist eine Referenzspannung notwendig. Es genügt eine Referenzspannung für alle vier Messschaltungen, da diese bei allen gleich ist. Die Spannung ist mit Hilfe eines Potentiometers genau einstellbar (Abbildung 4.28).

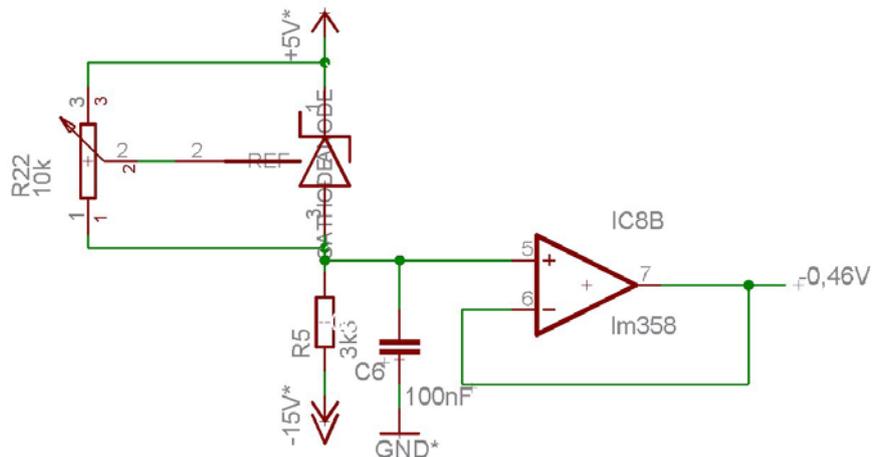


Abbildung 4.28: Referenzspannung für die Strommessschaltungen

Das Kernstück ist die variable Zenerdiode LM431. Da schon kleine Änderungen der Referenzspannung die Messung stören (Stromnullpunkt abhängig von der Referenzspannung), muss diese möglichst stabil sein. Der Kathodenstrom sollte zwischen 1mA und 100mA [22] liegen, wodurch sich der Widerstand R5 auswählen lässt. Ausgehend von der geforderten Referenzspannung von -0,5637V (Signal im Stromlaufplan: -0,46V) werden am Widerstand ungefähr 15V abfallen. Bei einem Widerstandswert von 3,3k Ω ergibt sich ein Kathodenstrom von 4,5mA. Da diese Berechnung nur überschlagsmäßig erfolgen muss, werden nicht die

genauen Werte verwendet. Mit Hilfe des Potentiometers R22 wird die Spannung der Zenerdiode eingestellt. Die Spannung zwischen Anode und REF der Zenerdiode muss sich im Bereich zwischen 2,5V und 36V bewegen. Dies ist auch der Grund dafür, warum die Kathode mit +5V versorgt wird und nicht mit GND. Der Nachteil ist die starke Abhängigkeit der Referenzspannung von der +5V Versorgung. Die kleinste Schwankung schlägt sich sofort auf die Referenzspannung durch. Da aber die +5V Versorgung stark überdimensioniert ist, funktioniert diese Schaltung innerhalb des geforderten Bereiches. Der Kondensator C6 dient der Filterung von eventuellen Störungen, bevor das Signal mit einem Spannungsfolger (IC8) vom Laststrom entkoppelt wird.

Um die Diodenspannung einzustellen, wird die Referenzspannung herangezogen. Diese beträgt bei diesem Baustein 2,5V (Spannung zwischen Anode und REF). Unter Berücksichtigung des Stromes zwischen Potentiometerschleifer und Referenzsignal der Zenerdiode I_{ref} ($2\mu\text{A}$) lässt sich der Zusammenhang zwischen der Zenerspannung U_z und der Potentiometerstellung n angeben

$$U_z = V_{ref} \left(1 + \frac{nR_{22}}{(n-1)R_{22}} \right) + I_{ref} \cdot nR_{22}. \quad (4.17)$$

4.9.4. Sicherheitsabschaltung bei Überstrom und zu hoher Temperatur

Um eine Beschädigung der Elektronik durch Überstrom und zu hohe Temperatur zu vermeiden, wurde in der Hardware eine Sicherheitsabschaltung vorgesehen. Diese sollte bei ordnungsgemäßer Funktion der Software nicht aktiv werden. Dieser Teil der Schaltung ist in der Lage, zwei Temperaturen (Motor, MOSFET Brücke) und die Phasenströme in positiver sowie in negativer Richtung zu überwachen. Die Überwachung der Motortemperatur wurde in weiterer Folge nicht eingesetzt, da die Montage eines Temperatursensors ein Zerlegen des Motors erfordert hätte.

Die Überwachung erfolgt in allen Fällen mit Hilfe eines Komparators (LM393N). Die Temperaturüberwachungen erfolgen mit Hilfe von Spannungsteilern (Abbildung 4.29). Ein Eingangssignal des Komparators wird mit Hilfe eines Potentiometers generiert, wodurch eine Spannung zwischen 0V und 5V eingestellt werden kann. Damit die Überwachung sowohl für Heißeiter wie auch für Kaltleiter funktioniert, wurden die Widerstände R24 und R5 bzw. R14 und R15 verwendet. Je nach Temperatursensortyp wird einer der Widerstände nicht bestückt, damit ein Spannungsteiler aus Sensor und dem verbleibenden Widerstand gebildet wird. Der zweite Anschluss des Sensors muss dann entsprechend mit +5V oder mit GND verbunden werden.

Motortemperatur

Konkret muss bei einem Heißeiter (NTC) der Widerstand R25 weggelassen und der Widerstand R24 so dimensioniert werden, dass dieser die Größenordnung des Sensorwiderstandes bei der gewünschten Abschalttemperatur hat. Der Sensor wird zwischen den Signalen MOTORTEMP_1 und MOTORTEMP_2 angeschlossen, wobei der Jumper SJ3 kurzgeschlossen werden muss. Im Falle eines PTC wird R24 nicht bestückt und der Jumper SJ4 kurzgeschlossen.

Umrichtertemperatur

Zur Überwachung der Umrichtertemperatur wird die gleiche Schaltung verwendet. Zu beachten ist nur, dass sich das Potentiometer für den Referenzpegel auf dem negativen

Eingang des Komparators befindet. Somit muss bei einem Heißleiter R15 weggelassen werden, und bei einem Kaltleiter R14. Die zugehörigen Jumper befinden sich im Schaltplan bei der MOSFET-Brücke.

Positiver Überstrom

Zur Erfassung eines Überstromes in den Phasen werden die Ausgangssignale der Phasenstrommessschaltungen verwendet (Signale: ADCIN2, ADCIN3, ADCIN4). Diese liefern für positive Stromwerte Spannungen in einem Bereich von 2,5V bis maximal 5V. Damit nicht für jeden Phasenstrom ein eigener Komparator verwendet werden muss, werden Dioden (D10, D11, D12) eingesetzt. Dadurch leitet jene Diode, deren Messsignal die höchste Spannung hat. Damit die Diode überhaupt in der Lage ist, einen Strom zu führen, wird der Widerstand R39 benötigt. Dieser sollte nicht zu klein gewählt sein, damit die Messsignale nicht gestört werden. An der aktuell leitenden Diode fällt dabei die Flussspannung ab, die natürlich bei der Justierung der Grenze berücksichtigt werden muss. Durch den Widerstand R40 und das Potentiometer R75 kann die Referenzspannung am positiven Eingang des Komparators IC2B in einem Bereich zwischen 2,5V und 5V variiert werden, was einem Stromwert von 0A bis 100A entspricht (Diodenflussspannung vernachlässigt). Um eventuellen Störungen vorzubeugen, wurde an jedem Komparatoreingang eine kleine Kapazität (C21, C22) vorgesehen.

Negativer Überstrom

Für den Überstrom in negativer Richtung gilt Ähnliches. Der Unterschied zur positiven Überstromerfassung liegt in der Orientierung der Dioden (D7, D8, D9), da in diesem Fall der niedrigste Spannungswert erfasst werden muss. Damit ein Diodenstrom entstehen kann, wird R37 benötigt. Die Referenzspannung zur Justierung des negativen Überstromes liegt jetzt in einem Bereich vom 0V bis 2,5V, was durch den Widerstand R38 und das Potentiometer R68 erreicht wird.

Die Überstrommessung reagiert sehr empfindlich auf Störungen. Durch eine kurze Flanke auf einer Messleitung kann eine Überstromabschaltung eingeleitet werden, wodurch die MOSFET-Brücke sofort deaktiviert wird. Um dies zu vermeiden, wird der im Kapitel 4.9.2 erwähnte Ausgangstiefpass möglichst nahe an der Überstromabschaltung platziert. Die Wahl des Tiefpasses ist dabei ein Kompromiss zwischen Störungsanfälligkeit und Verschlechterung des Messsignals.

Die Komparatoren haben einen open-collector Ausgang, wodurch bei Einsatz mehrerer Komparatoren eine verdrahtete UND-Verknüpfung aufgebaut werden kann. Alle Komparatoren sind so beschaltet, dass im Falle der ordnungsgemäßen Funktion alle Komparatorenaufgänge hochohmig sind. Um daraus eine Spannung zu erhalten, zieht der Widerstand R66 die Spannung auf +5V. Wird ein Wert festgestellt der außerhalb des eingestellten Bereiches ist, schaltet der entsprechende Komparator und zieht das gemeinsame Schaltsignal (Eingang von IC7A) auf GND.

Die Versorgungsspannung der Komparatoren muss mindestens 2V über den Spannungen an den Eingängen liegen [23]. Darum werden diese mit +15V versorgt.

Danach passiert das Signal zwei invertierende Schmitt-Trigger mit einem Tiefpass zwischen diesen. Dieser Tiefpass war ursprünglich dazu gedacht, kurze Störungen herauszufiltern. Dies ist jedoch nur sinnvoll, wenn die Störungen nicht zu häufig eine Schalthandlung auslösen, da in diesem Fall diese Störungen ebenfalls einen Überstrom (oder Temperatur) melden. Deswegen wurden die Störungen schon am Eingang der Überstromerkennung herausgefiltert, wodurch der Tiefpass zwischen den Schmitt-Trigger seinen Sinn verliert.

Kommt es zu einer Überstrommeldung (oder Temperatur), so wird dies dem Prozessor über die Leitung I>MAX mitgeteilt, indem diese auf 0V fällt. Weiters werden die Treiber der

MOSFET-Brücke mit dem Signal SHUTDOWN deaktiviert (steigt auf 5V). Durch den Tiefpass besitzt dieses Signal keine steile Schaltflanke mehr. Die Treiber haben ebenfalls Schmitt-Trigger Eingänge, wodurch diese Verschaltung möglich ist.

In Abbildung 4.29 auch die restlichen unbenutzten Inverter des Bausteines dargestellt, deren Eingänge mit GND verbunden sind. Dadurch wird ein mögliches Schwingen der nicht verwendeten Elemente vermieden.

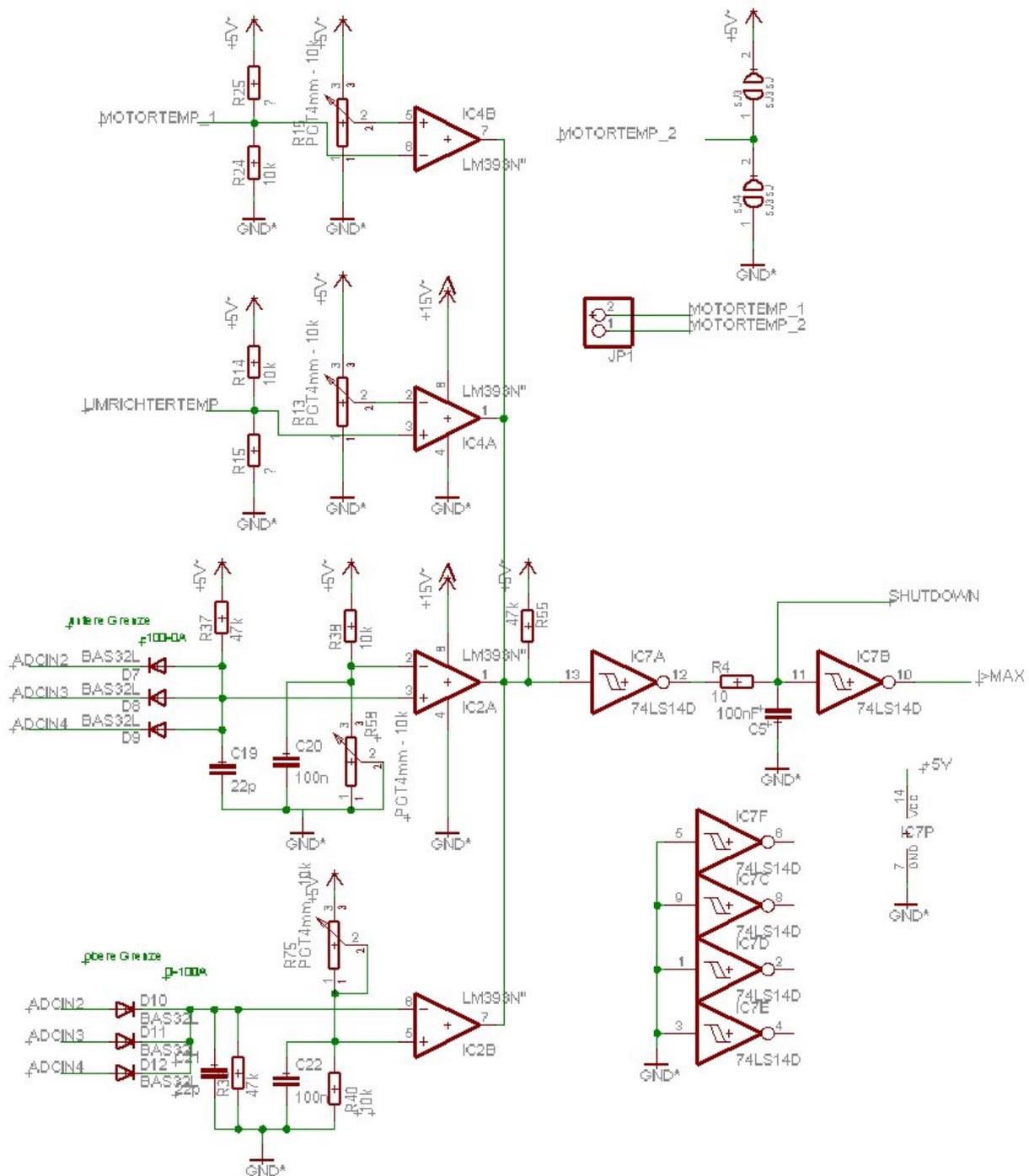


Abbildung 4.29: Sicherheitsabschaltung bei Überstrom und zu hoher Temperatur

4.9.5. Schalter, Steuerhebel

Der Fahrer hat die Möglichkeit, mit Hilfe des Steuerhebels einen analogen Sollwert für die Drehzahl bzw. das Drehmoment vorzugeben. Um die Position des Steuerhebels zu erfassen, wird ein Potentiometer verwendet, welches als Spannungsteiler einen Analogwert zwischen 0V und 5V vorgibt. Die Mechanik lässt einen Winkelbereich am Potentiometer von ungefähr 80° zu. Daher liefert der Spannungsteiler einen wesentlich kleineren Analogwertbereich. Dies wird mit Hilfe der Software korrigiert. Die Anschlüsse für das Potentiometer bilden die Pins X1-1 bis X1-3 in Abbildung 4.30, der Analogwert wird dem DSP-Board über das Signal ADCIN6 zugeführt. Die Kondensatoren C1 und C2 beugen Störungen vor, die durch die relativ langen Leitungen bis zum Armaturenbrett entstehen können.

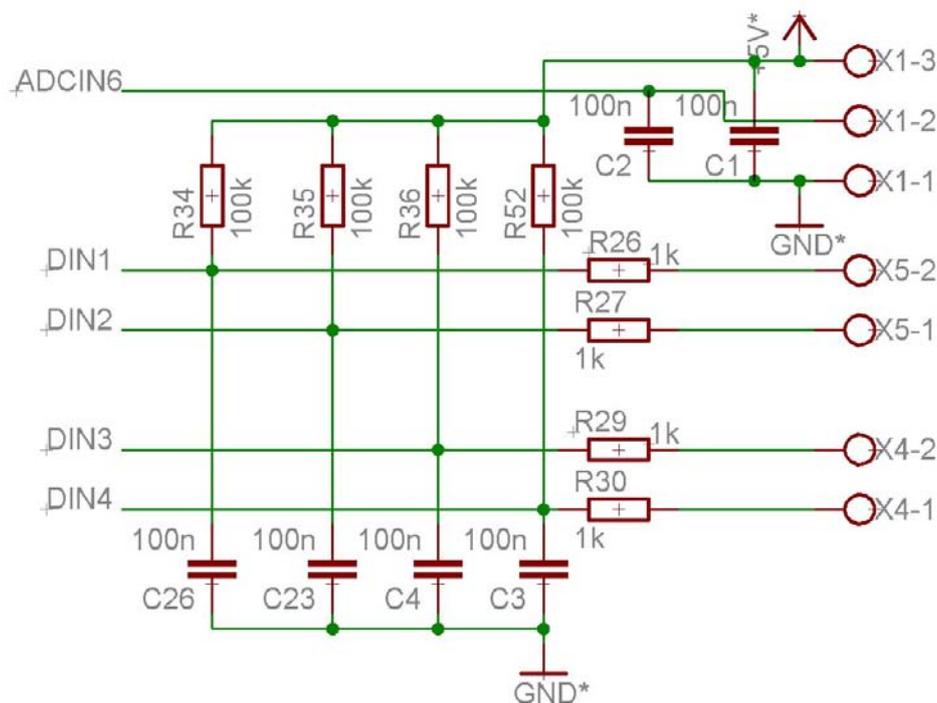


Abbildung 4.30: digitale Eingänge für Schalter und Analogeingang für Steuerhebel

Wie in Abbildung 4.1 dargestellt, werden Schalterstellungen für Drehzahl- oder Drehmomentregelung sowie Vorwärts- und Rückwärtsfahrt über Digitaleingänge eingelesen. Zur Erfassung von Drehzahl- oder Drehmomentvorgaben genügt ein Digitaleingang, welcher entweder auf 0V oder +5V liegt. Zur Erfassung der Fahrtrichtung werden zwei Digitaleingänge benötigt, da es drei Stellungen des Schalters gibt (vorwärts – aus – rückwärts). Der verbleibende Digitaleingang wird nicht genutzt und dient eventuellen Erweiterungen. Die Signale DIN1 bis DIN4 werden über die Widerstände R34, R35, R36 und R52 auf +5V gehalten, sofern der entsprechende Schalter an den Eingängen X4-1, X4-2, X5-1, X5-2 geöffnet ist. Ist ein Schalter geschlossen, so zieht dieser die Leitung DINx auf GND. Die verbleibenden Widerstände und Kondensatoren bilden für jeden Digitaleingang einen kleinen Tiefpass mit einer Zeitkonstanten von 0,1ms.

4.9.6. Solarstrommessung

Da der Laderegler die Spannung des Solardaches auf einen konstanten Wert hält, wird zur Erfassung der Leistung vom Solardach nur der Strom über einen Shunt gemessen (Abbildung 4.1). Um die Spannung am Shunt zu messen, wird ein Differenzverstärker (Abbildung 4.31) verwendet. Der Strom vom Solardach beträgt maximal 6,6A. Bei einem Shunt mit einem Widerstand von 0,1Ω entsteht eine Spannung im Bereich von 0V bis 0,66V (zwischen SOL+ und SOL-). Zur Berechnung wird der Kondensator C42 wieder vernachlässigt. Um eine hohe Gleichtaktunterdrückung zu gewährleisten, müssen die Widerstandsverhältnisse im positiven sowie im negativen Zweig gleich groß sein. Genauer ausgedrückt, muss

$$\frac{R67}{R3 + R73} = \frac{R69}{R1 + R2} \quad (4.18)$$

sein. Dann ergibt sich eine Ausgangsspannung U_a von

$$U_a = \frac{R67}{R3 + R73} (U_{SOL+} - U_{SOL-}) = 6,03 (U_{SOL+} - U_{SOL-}). \quad (4.19)$$

Diese Ausgangsspannung wird mit einem Tiefpass (R74, R43) gefiltert und dem DSP-Board zugeführt. Das Signal ADCIN5 liefert somit bei 0A Solarstrom eine Spannung von 0V, für einen Strom von 6,6A liegt der Ausgang auf 3,98V.

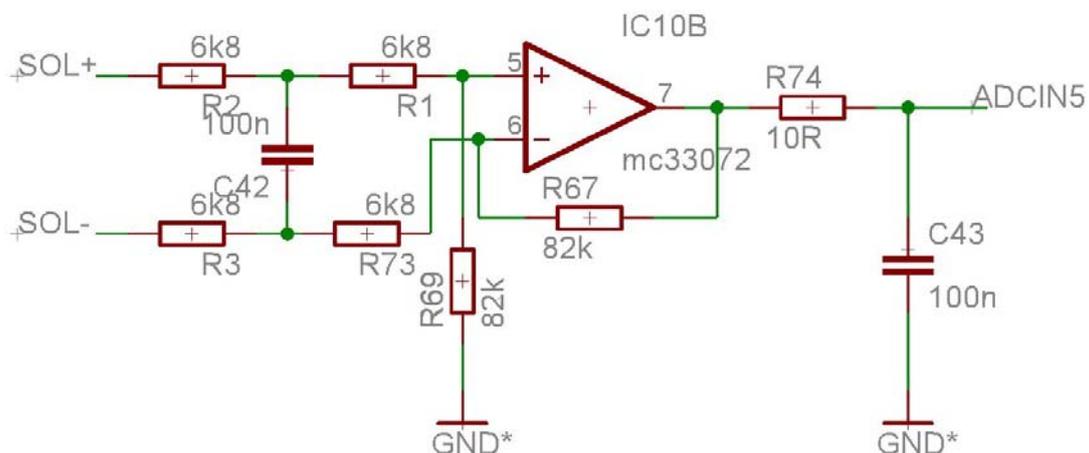


Abbildung 4.31: Schaltung zur Messung des Stromes vom Solardach

4.9.7. Messung der Zwischenkreisspannung

Der mögliche Zwischenkreisspannungsbereich wird auf den Spannungsbereich von 0V bis 5V abgebildet. Dies ist am einfachsten mit einem Spannungsteiler zu erreichen. Mit der Dimensionierung in Abbildung 4.32 kann eine Zwischenkreisspannung von bis zu 55V erfasst werden. Der Kondensator C76 hat die Aufgabe, das Messsignal zu glätten.

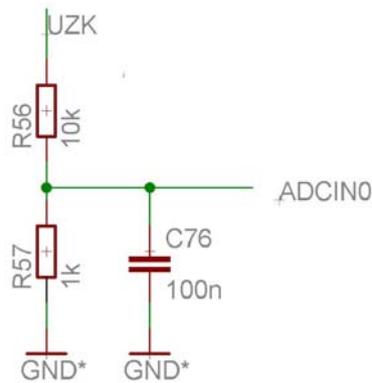


Abbildung 4.32: Schaltung zur Messung der Zwischenkreisspannung

4.9.8. Treiber für die Brücke

Die Treiber haben die Aufgabe, die vom DSP-Board kommenden Signalen (LOW=0V, HIGH=5V) auf einen brauchbaren Spannungspegel für die Brücke zu bringen. Die Gate-Source Spannung der FETs ist für den sperrenden Zustand 0V und für den leitenden 15V. Für die unteren FETs bedeutet dies, dass das Eingangssignal des Treibers (0V, 5V) auf diesen Bereich (0V, 15V) gebracht wird. Für die oberen FETs kommt erschwerend hinzu, dass der Source-Pin der FETs eine Spannung gegen GND hat, die im Bereich von 0V bis zur Zwischenkreisspannung liegt. Zum Schalten wird demnach eine Gate-Spannung gegen GND benötigt, die der Zwischenkreisspannung plus der Gate-Source Spannung entspricht. Das Schaltbild aus Abbildung 4.33 des inneren Aufbaus des Treibers bringt die Funktion näher.

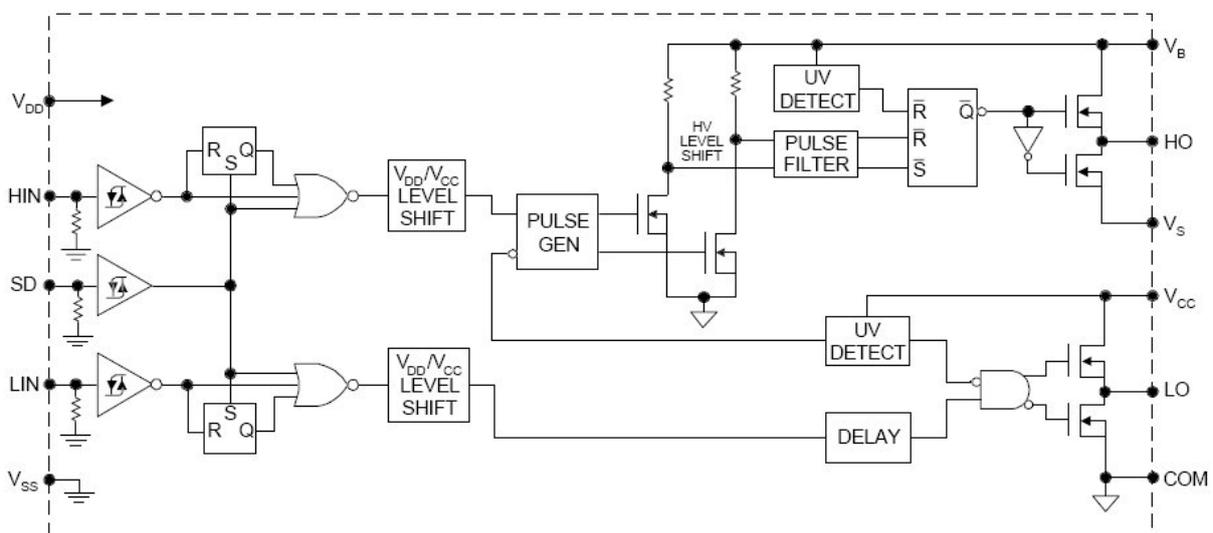


Abbildung 4.33: Treiberaufbau IR2110S [24]

Auf der linken Seite beginnend, sind die Digitaleingänge und die Versorgung (V_{SS} , V_{DD}) eingezeichnet. Nachdem diese Eingänge einen Pegel von entweder 0V oder 5V haben, muss auch die Versorgung V_{DD} 5V sein, V_{SS} wird mit GND verbunden. Das Signal LIN schaltet den unteren FET (low side), HIN den oberen (high side). Mit Hilfe des SD-Pins wird der Treiber deaktiviert (alle FETs sperren), unabhängig der Signale auf HIN und LIN. Weiters sind an den Eingängen pulldown Widerstände und Schmitt-Trigger ersichtlic. Dies ist hilfreich bei der Generierung des SHUTDOWN-Signales (Kapitel 4.8.7), welches an den Pin

SD angeschlossen wird. Da dieses Signal durch einen Tiefpass gefiltert wurde, wird die Flankensteilheit durch den Schmitt-Trigger wieder hergestellt.

Auf der rechten Seite sind die Ausgänge der high side (HO) und der low side (LO) dargestellt. Wie dargestellt, kann der Ausgang LO entweder die Spannung am V_{CC} Pin oder am COM Pin annehmen. Ähnliches gilt für den Ausgang HO, welcher die Spannungen V_B und V_S annehmen kann. Diese entsprechenden Spannungen (V_B , V_S , V_{CC} , COM) müssen extern angelegt sein. Weiters ist eine Unterspannungsabschaltung für jede Seite implementiert (UV DETECT).

Dieser Treiber wird dreifach benötigt (einer für jede Phase). In Abbildung 4.34 ist jener der Phase U mit dessen externer Beschaltung abgebildet. Eingangsseitig sind die Signale SHUTDOWN (generiert von der Überstromabschaltung) sowie HIN1 und LIN1 (generiert von der PWM des DSP-Boards) und die Versorgungsspannung des Logikteiles mit +5V abgebildet. Auf der rechten Seite ist zunächst die Versorgung der low side, wobei V_{CC} mit der +15V Versorgung verbunden ist. Der COM Pin ist mit dem Signal SUL (Source, Phase U, low side) verbunden, welches wiederum am Leistungsteil mit GND verbunden ist. Der zugehörige Ausgang LO ist über einen Widerstand mit dem Signal GUL (Gate, Phase U, low side) verbunden. Zum Schalten der FETs muss am Gate eine Ladung auf- bzw. abgebaut werden. Damit der Strom beim Schalten dabei nicht zu groß wird, ist der Widerstand R42 implementiert. Der Treiber selbst schafft einen maximalen Strom von $\pm 2A$ an den Pins HO und LO. Bei einer Schaltspannung von maximal 15V würde somit auch ein wesentlich kleinerer Widerstand ausreichen, um den Maximalstrom nicht zu überschreiten. Grund für den relativ hohen Widerstand ist die Störanfälligkeit, auf die später eingegangen wird. Die Diode D2 war ursprünglich vorgesehen, um das Entladen des Gates zu beschleunigen. Dabei wird jedoch der Ausgang des Treibers zu stark belastet, was nach längerer Zeit zur Zerstörung führt. Darum wird diese Diode nicht bestückt.

Die high side arbeitet ähnlich. Außerdem muss die Spannung zwischen V_B und V_S generiert werden. Diese Spannung wird vom Kondensator U\$26 kurzzeitig gehalten, sofern diese aufgebaut wurde. Um diesen Kondensator aufzuladen, muss der FET auf der low side niederohmig sein. Dadurch wird das Signal SUH (Source, Phase U, high side) auf GND gezogen und der Kondensator U\$26 wird über die Diode D13 mit Hilfe der Versorgungsspannung +15V aufgeladen. Ist dieser Kondensator geladen, so können auch die FETs der high side schalten. Der Vorteil dieser Variante liegt im niedrigen Preis des Treibers, jedoch muss in der Software berücksichtigt werden, dass der untere FET in regelmäßigen Abständen niederohmig sein muss.

Die Zenerdiode U\$8 verhindert ein Ansteigen der Spannung am Kondensator U\$26 auf einen unzulässig hohen Wert. Dies sollte eigentlich nicht notwendig sein, jedoch zeigte eine Messung, dass besagte Spannung bei höheren Phasenströmen langsam anstieg. Die Ursache liegt wahrscheinlich in der örtlichen Nähe zwischen den Steuersignalen (SUH, GUH) und den geschalteten Strömen der Brücke. Eine zu hohe Spannung kann nicht nur den Treiber zerstören, sondern auch die FETs (zu hohe Gate-Source Spannung).

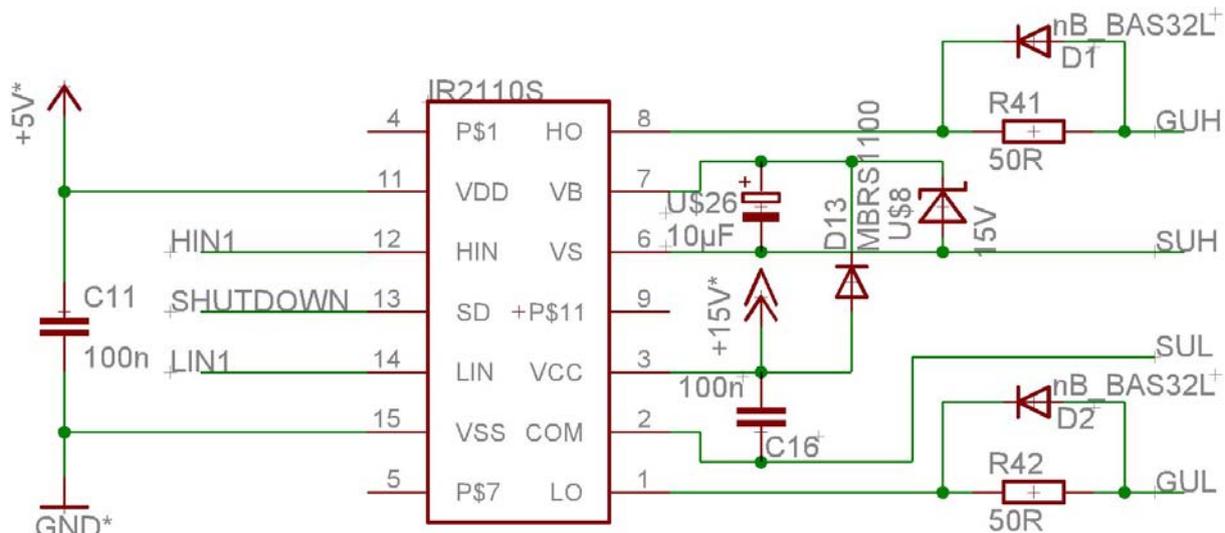


Abbildung 4.34: Beschaltung des Treibers IR2110S

Die Treiber haben bei höheren Phasenströmen teilweise keine Schalthandlung ausgelöst, obwohl das entsprechende Signal an den Logikeingängen lag. Für dieses Verhalten gibt es zwei mögliche Ursachen. Wenn ein falsches Signal an den SHUTDOWN Eingang gelangt oder die interne Unterspannungsabschaltung aktiv wird, so wird kein Schalten ausgelöst. Die erste Möglichkeit wurde eliminiert, indem der SD Pin direkt mit GND kurzgeschlossen wurde. Da alle restlichen Signale (+5V, +15V, GND, HIN1, LIN1) keine Störungen aufwiesen, bleibt nur die Unterspannungsabschaltung als Ursache. Es wurde auch versucht, für U\$26 und C16 Kondensatoren größerer Kapazität zu verwenden, was aber ebenfalls nicht erfolgreich war. Eine Verbesserung wurde durch größere Widerstandswerte bei R41 und R42 erzielt. Ursprünglich waren hierfür Widerstände mit 10Ω eingebaut. Die Erhöhung auf 50Ω brachte eine deutliche Verbesserung. Somit ist die Ursache in den Leitungen zu suchen, die zur Brücke führen. In erster Linie äußerte sich dieses Problem bei der Erfassung des Winkels mit Hilfe des INFORM Verfahrens. Werden die hierfür notwendigen INFORM-Schüsse nicht ausgeführt, so kommt es zu einer fehlerhaften Lagebestimmung. Um die Wahrscheinlichkeit von Fehlern zu reduzieren, wurden besagte Schüsse öfter hintereinander gezündet (Software). Wird eine Unterspannung erkannt, so wird das Gate bis zur nächsten positiven Flanke von HIN1 gesperrt. Durch das Anlegen von mehreren Pulsen auf der HIN1 Leitung steigt somit die Wahrscheinlichkeit eines erfolgreichen Schaltens. Dies funktioniert im geforderten Bereich, wollen jedoch höhere Ströme erzielt werden, so muss dieses Problem eliminiert werden. Die Ursache kann auch in der Signalführung liegen. Auf Grund eines Fehlers bei Routen wurden zwischen den Treibern und der Brücke viele Drahtbrücken benötigt, die sich mehrmals kreuzen.

Wie schon erwähnt, wurden höhere Gate Widerstände verwendet. Der Nachteil liegt in der dadurch entstehenden geringeren Schaltgeschwindigkeit der FETs. Dies wiederum erhöht die Verlustleistung beim Schalten. Es wurden jedoch keine großen zusätzlichen Verluste erkannt, weshalb die Widerstände mit 50Ω beibehalten wurden.

4.9.9. Brücke

Für die Brücke wurden drei Versionen verwendet. Die erste Variante war das Power MOSFET Modul (FM600TU-07A). Dieses beinhaltet alle benötigten Komponenten in einem Gehäuse. Nachteilig erweist sich jedoch der hohe Preis. Da dieses Modul (genauer: einer der

FETs) durch eine zu hohe Gate-Source Spannung bei einem Testlauf zerstört wurde (Kapitel 4.9.8), wurde nach einer günstigeren Alternative gesucht. Zu diesem Zweck wurde eine eigene Platine mit diskreten FETs (STP80NF10) aufgebaut. Da diese statt dem Modul eingesetzt wird, müssen die beiden Versionen pinkompatibel sein. Es wird in diesem Kapitel auch auf das konkrete Layout eingegangen, da dieses bei Schalthandlungen von Strömen bis 100A eine wichtige Rolle spielt. Das Modul war jedoch etwas unterdimensioniert, da bei höheren Strömen die FETs zerstört wurden. Die Zerstörung trat nur bei festgebremstem Motor auf, weil dann der höchste Strom immer in derselben Phase blieb und die zugehörigen FETs dieser Belastung nicht standhielten. Deshalb wurden andere FETs mit derselben Pinbelegung gesucht. Das Ergebnis war der IRF2907Z, welcher der Belastung standhielt.

FM600TU-07A

Dieses Modul beinhaltet die benötigten sechs FETs und Freilaufdioden. Weiters ist ein Temperatursensor vorgesehen. Die Anschlüsse für den Zwischenkreisstrom und den Phasenstrom sind mit M6 Schraubgewinden realisiert (Abbildung 4.35 links). Zur Steuerung der Brücke wurden alle Gates und Sources auf einen gemeinsamen Steckanschluss geführt. Ein zweiter Stecker ist mit dem Temperatursensor verbunden. Der Boden wird durch ein Kühlblech realisiert, wobei alle enthaltenen Komponenten von diesem isoliert sind. In diesem Blech sind Befestigungslöcher für einen Kühlkörper vorgesehen.

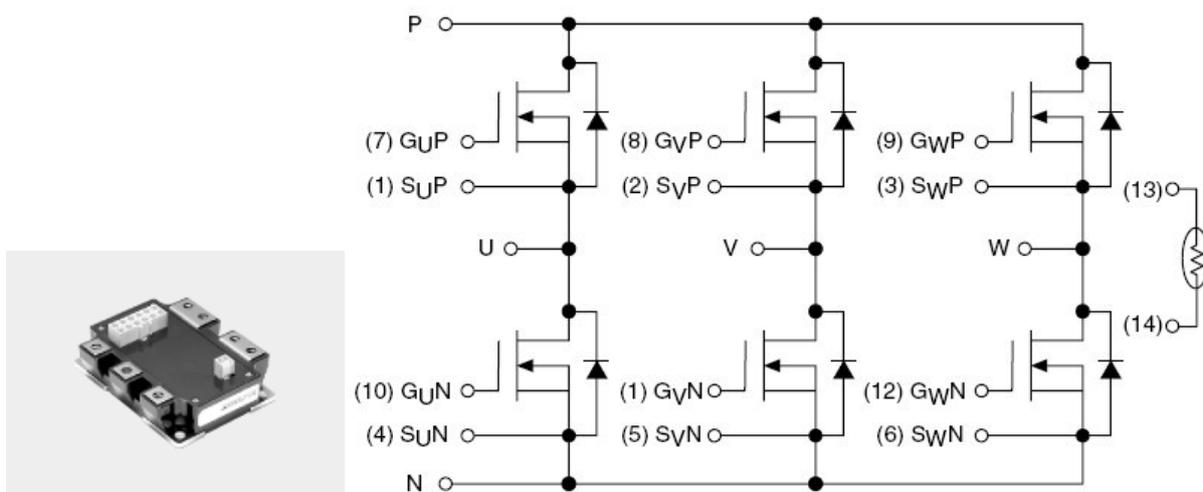


Abbildung 4.35: FM600TU-07A [25]

Daten [25]:

- max. Drain-Source Spannung: 75V
- max Gate-Source Spannung: 20V
- max Drain Strom (eff): 300A
- max Drain Strom (Puls): 600A
- Gate Ladung ($U_{GS}=15V$): 1650nC
- R_{DS} (Sperrschichttemp: 25°C): 0,53mΩ
- R_{DS} (Sperrschichttemp: 127°C): 0,87mΩ

Es existieren Module gleicher Bauform mit anderen Daten, welche zum gleichen Preis erhältlich sind. Der Unterschied liegt dabei hauptsächlich im maximalen Drain Strom und in der Drain-Source Spannung. Aus Verfügbarkeitsgründen würde dieses Modul gewählt, welches die Anforderungen bei Weitem erfüllt. In Abbildung 4.36 sind Merkmale des

Modules dargestellt. Die linke Grafik hilft bei der Auswahl der Steuerspannung zwischen Gate und Source. Je höher diese Spannung ist, desto weniger Verluste entstehen im leitenden Zustand. Um dennoch eine ausreichende Reserve zur Maximalspannung von 20V zu erhalten, wurden beim Treiber die vorhandenen 13,6V (+15V Leitung) verwendet. Da der Maximalstrom bei dieser Anwendung nicht über 100A steigt, könnte auch eine geringere Steuerspannung gewählt werden. Zu beachten ist jedoch, dass diese Grafik für eine Sperrschichttemperatur von 25°C gilt. In der mittleren Abbildung ist ersichtlich, welchen Einfluss die Sperrschichttemperatur auf den Bauteil hat. Bei steigender Temperatur verschiebt sich die Kurve nach links, was einen höheren Drainstrom bei gleich bleibender Gate-Source Spannung bedeutet. In der rechten Abbildung können die Verluste abgeschätzt werden. Es ist zu sehen, dass bei höheren Drainströmen die Drain-Source Spannung steigt (bei gleich bleibender Gate-Source Spannung). Weiters zeigt sich wieder, dass die Gate-Source Spannung nicht zu niedrig gewählt werden darf (mindestens 10V), da sonst hohe Verluste entstehen. Hier ist auch ersichtlich, warum die Schaltgeschwindigkeit von großer Bedeutung für die Verluste ist. Je langsamer die Gate-Source Spannung steigt oder sinkt, umso länger befindet sich der FET in einem ungünstigen Bereich.

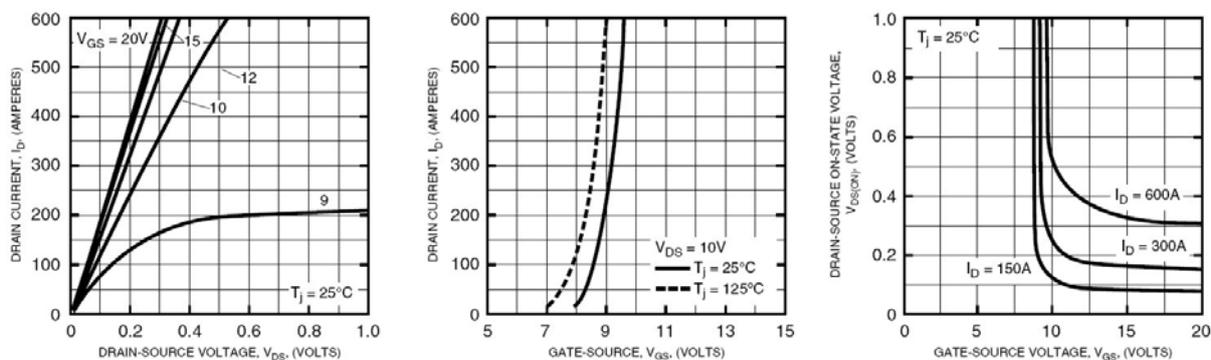


Abbildung 4.36: FM600TU-07A: links: Drainstrom in Abhängigkeit der Drain-Source und Gate-Source Spannung; mitte: Drainstrom in Abhängigkeit der Gate-Source Spannung bei unterschiedlichen Temperaturen; rechts: Drain-Source Spannung in Abhängigkeit der Gate-Source Spannung und des Drainstromes [25]

Platine für STP80NF10 und IRF2907Z

Für die nächsten Versionen des Leistungsmoduls wurde ein Layout entwickelt, in welchem die FETs als diskrete Bauteile eingebaut wurden. Beim Layout war darauf zu achten, dass dieses dieselbe Pinkonfiguration und annähernd gleiche Abmessungen wie das erste Leistungsmodul besitzt, damit dieses einfach getauscht werden kann. Die MOSFETs aus Abbildung 4.37 beinhalten die benötigten Freilaufdioden. Zusätzlich wurden hier Zenerdioden und Widerstände vorgesehen. Die Zenerdioden (U\$8 bis U\$10) haben die Sicherheitsfunktion, die Gate-Source Spannung nicht über 15V steigen zu lassen, falls vom Treiber eine zu hohe Spannung generiert wird. Die Widerstände (R1 bis R6) sind ebenfalls zur Sicherheit implementiert. Diese sorgen für den Fall, dass die Gateleitung unterbrochen ist, dafür, dass der entsprechende FET sperrt und somit kein unbeabsichtigter Kurzschluss zwischen der Zwischenkreisspannung und GND entstehen kann. Bei manchen Treibern können diese Widerstände sogar notwendig sein, wenn diese die Ladung selbst nicht abbauen können. Weiters wurde, wie auch beim ersten Leistungsmodul, eine Temperaturerfassung mit Hilfe eines Thermistors R7 (NTC) vorgesehen, welcher über ein kurzes Kabel am Kühlkörper befestigt ist. Die Kühlfläche der FETs wurde ebenfalls mit dem Kühlkörper verschraubt, wobei auf eine elektrische Isolierung zu achten ist. Zu diesem Zweck wurden Kunststoffschrauben, Isolierscheiben und Wärmeleitpaste verwendet. Jene Leitungen, welche einen hohen Strom führen, wurden dicker ausgeführt, wobei die Dicke durch das Rastermaß

Strombelastung auf Dauer nicht stand (maximales Moment bei festgebremstem Motor). Zu diesem Zweck wurde der STP80NF10 mit dem pinkompatiblen IRF2907Z ersetzt.

IRF2907Z

Um keine Änderungen am Layout vornehmen zu müssen, wurde ein pinkompatibler FET ausgesucht, welcher ebenfalls für die benötigte Anwendung geeignet ist.

Daten [27]:

- max. Drain-Source Spannung: 75V
- max Gate-Source Spannung: 20V
- max Drain Strom (eff): 170A
- max Drain Strom (Puls): 680A
- Gate Ladung ($U_{GS}=10V$): 180nC
- R_{DS} : 4,5m Ω

Der angegebene maximale Drainstrom gilt wieder bei einer Sperrschichttemperatur von 25°C. Bei einer Temperatur von 100°C sinkt der Maximalstrom auf 120A. Weiters gelten diese Daten nur für den Halbleiter. Durch die Gehäuseform (genauer gesagt durch die Anschlussdrähte) wird der effektive Maximalstrom auf 75A begrenzt. Um dieser Begrenzung entgegenzuwirken, wurden die Anschlussdrähte so weit wie möglich verstärkt. Diese Version des Leistungsteiles erfüllt die gestellten Anforderungen und ist nur minimal teurer als die Version mit dem STP80NF10.

4.10. Zusammenfassung

In der Leistungselektronik spielt die Anordnung der Komponenten im Layout und die Leiterbahnführung eine große Rolle. Es wurde versucht, die Elektronik so kompakt wie möglich zu gestalten und dabei kritische Teile örtlich voneinander zu trennen, damit sich die Störquellen möglichst gering auf empfindliche Schaltungsteile auswirken.

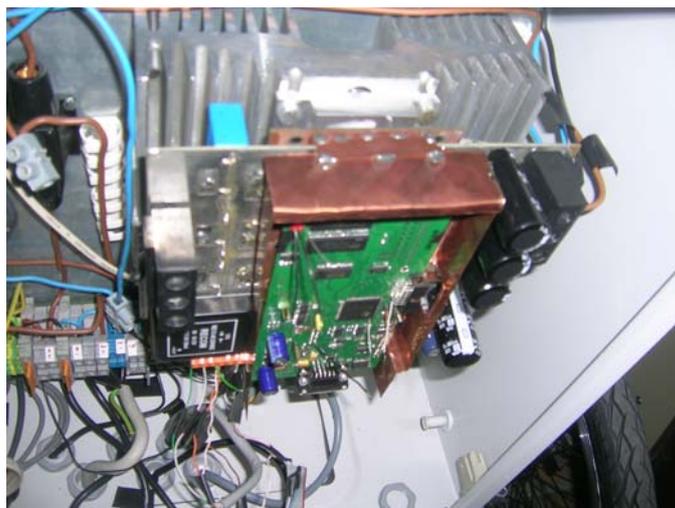


Abbildung 4.38: mehrlagiger Aufbau der Leistungselektronikplatine mit Kühlkörper, Brücke, DSP-Board und Abschirmung

Der Aufbau der Elektronik erfolgt in mehreren Lagen. Die unterste Schicht bildet der Kühlkörper, welcher mit dem Schaltschrank im Fahrzeug verschraubt ist. Auf diesem

Kühlkörper ist die Brücke befestigt, welche ihrerseits über Steckverbinder mit der Platine für die Leistungselektronik verbunden ist. Die oberste Schicht bildet das DSP-Board, welches auf die Platine der Leistungselektronik gesteckt wird (Abbildung 4.38).

Die größte Störquelle ist das Leistungsmodul. Damit dieses die restliche Schaltung möglichst wenig stört, wurde der Großteil der Elektronik der Leistungselektronikplatine auf der abgewandten Seite platziert. Die Seite, die dem Leistungsmodul zugewandt ist, besteht hauptsächlich aus einer Kupferfläche welche die Masse bildet. Es wurde darauf geachtet, dass die Messschaltungen optimal angeordnet sind. Die Leitungen wurden kurz gehalten, sofern dies möglich war. Wo längere Leitungen notwendig waren, sind diese seitlich mit Masseflächen umgeben worden.

Alleine diese Maßnahmen reichten jedoch nicht aus, um einen ungestörten Betrieb zu erreichen. Dies äußerte sich hauptsächlich bei der Hardwareüberstromabschaltung und beim Prozessor. Die Überstromabschaltung wurde bei höheren Phasenströmen frühzeitig ausgelöst. Die Ursache waren sehr kurze Störungen auf den Leitungen zwischen dem OPV, welcher für die Phasenstrommessung zuständig ist, und der Überstromabschaltung. Um dies in den Griff zu bekommen, wurden die Tiefpässe an den Ausgängen der OPVs knapp an der Überstromabschaltung platziert.

Beim Prozessor äußerten sich die Störungen durch das Auslösen der Resetroutine. Zunächst wurde ein Softwarefehler vermutet. Da keine andere Ursache zu finden war, wurde eine Kupferabschirmung um das DSP-Board errichtet, was sich als äußerst zielführend erwies.

Es ist allgemein darauf zu achten, dass diverse Tiefpässe und Kondensatoren zur Stabilisierung einer Gleichspannung örtlich gut platziert sind. Bei den Versorgungsspannungen, welche fast alle Bauteile auf der Platine erreichen, ist gut zu überlegen, welche Teile kurzzeitig hohe Ströme erfordern. Dies war bei den Treibern wichtig, da deren +15V Versorgung pulsierend belastet wird (beim Aufladen der Versorgungskondensatoren der high side). Deshalb muss darauf geachtet werden, dass in der Nähe der Treiber ein größerer Kondensator zur Stabilisierung der Versorgungsleitung implementiert ist.

Erweiterungsmöglichkeiten bzw. günstigere Alternativen

Die zugekauften Komponenten sind meist aufgrund deren Funktionsvielfalt teurer als notwendig. Den verwendeten Solarladeregler könnte man einsparen, indem mit Hilfe des DSP-Boards ein mpp Buck Konverter eingesetzt wird. Die Akkumulatoren und das Solardach waren ursprünglich darauf ausgelegt, weshalb auch die Spannung des Solardaches in mpp über der Akkumulatorspannung liegt. Somit genügt ein einfacher Tiefsetzsteller, der mit Hilfe von Strom- und Spannungsmessung in den mpp geregelt werden kann.

Weiters kann das Netzgerät Sitop power flexi durch eine günstigere Variante ersetzt werden. Im einfachsten Fall könnte dies mit Hilfe eines Transformators, eines Brückengleichrichters und eines Kondensators erreicht werden.

Die verwendete Hardware zur Reduktion des Einschaltstromes ist sehr kostspielig. Dies liegt daran, dass die Komponenten (Schütze) für andere Anforderungen geeignet sein müssen. Abhilfe würde hier eine Halbleiterschaltung schaffen, welche über einen MOSFET einen Widerstand zu- bzw. wegschaltet. Die benötigte Zeitverzögerung kann beispielsweise über ein RC Glied erfolgen.

Weiteres Einsparungspotenzial besteht bei der Generierung der -15V Versorgung für die Leistungsplatine. Diese wird in dieser Schaltung über ein fertiges Modul erreicht. Die günstigere Variante ist die Verwendung desselben Bausteines wie bei der +15V Versorgung.

5. Software

Die Software wurde größtenteils von [29] übernommen und auf die unterschiedliche Hardware angepasst. In diesem Kapitel werden nur die durchgeführten Adaptionen beschrieben. Bei niedrigen Drehzahlen bzw. beim Anfahren wird mit dem sensorlosen INFORM Modell gearbeitet, sobald die Drehzahl einen Schwellwert übersteigt, wird auf das ebenfalls sensorlose EMK Modell umgeschaltet. Da in [29] mit demselben Motor gearbeitet wurde, sind die notwendigen Veränderungen nur auf die unterschiedliche Hardware zurückzuführen. Als Programmiersprache dabei diente HANSL, welche auf Anwendungen der Motorsteuerungen optimiert ist. Das Programm besteht aus zwei Teilen. Mit Hilfe von zwei Timern werden in unterschiedlichen Abständen Interrupts ausgelöst. Jeder Interrupt startet einen Programmteil. Die Aufteilung erfolgt so, dass ein Interrupt in längeren Zeitabständen (langer Task) ausgelöst wird als der andere (kurzer Task). Im kurzen Task werden zeitkritische Programmteile ausgeführt, wie die Berechnung des PI-Stromreglers für die Drehmomentregelung und die Ausgabe des Sollwertes für die PWM. Im langen Task erfolgen diverse Initialisierungsschritte, die INFORM Messung mit Lagekorrektur und der Drehzahlregler. Beide Tasks müssen miteinander synchronisiert werden. Dies erfolgt indem zu Beginn des langen Tasks der für den kurzen Task zuständige Zähler initialisiert wird. Weiters muss die Länge des langen Tasks ein ganzzahliges Vielfaches der Länge des kurzen Tasks sein, damit der kurze Task in regelmäßigen Zeitabständen ausgeführt wird.

5.1. Treiberinitialisierung

Die Treiber müssen nach jeder Pause der PWM erneut initialisiert werden. Die Initialisierung ist notwendig, um die für die oberen FETs der Brücke zuständigen Kondensatoren der Treiber aufzuladen, wie in Kapitel 4.9.8 bereits erwähnt ist. Hierzu müssen für einen kurzen Moment die unteren FETs niederohmig sein. Die Initialisierung erfolgt beim ersten Aktivieren der PWM nach dem Programmstart. Weiters schaltet die Software die PWM ab, wenn über eine gewisse Zeit keine Momentanforderung vorliegt und die Drehzahl unterhalb eines gewissen Schwellwertes liegt. Dies hat den Sinn, dass das INFORM Verfahren bei stehendem Fahrzeug deaktiviert ist. (Geräuschentwicklung, Energieaufwand). Nach dieser Abschaltung müssen die Treiber ebenfalls initialisiert werden, bevor die PWM wieder aktiviert wird. Die Initialisierung wird mit folgendem Quellcode durchgeführt:

```
inf(pwmoff)
delay(4)
inf(pwmkurz)
delay(4)
inf(pwmoff)
delay(4)
```

Die Werte `pwmoff` und `pwmkurz` sind zuvor definierte Konstante. Mit dem Befehl `inf(pwmoff)` wird sichergestellt, dass keiner der FETs niederohmig ist. Nach einer kurzen Verzögerung von $4\mu\text{s}$ werden mit dem Befehl `inf(pwmkurz)` alle unteren FETs geschlossen. In diesem Zustand werden die Kondensatoren aufgeladen. Danach wird wieder sichergestellt, dass kein FET niederohmig ist. Die Verzögerungszeiten zwischen den Schalthandlungen sind wegen der benötigten Schaltzeit der FETs notwendig. Es könnte sonst zu einem Kurzschluss

der Zwischenkreiskondensatoren führen, was die FETs aufgrund des unzulässig hohen Stromes zerstört.

Während des Betriebes der PWM muss sichergestellt sein, dass die unteren FETs in regelmäßigen Zeitabständen niederohmig werden, damit an den Kondensatoren der Treiber immer die benötigte Spannung anliegt. Dies wird bei jenem Befehl erledigt, bei dem auch die restlichen Parameter der PWM eingestellt werden:

```
pwm(k_hilf1,k_hilf2,uz,tp)
```

Die ersten beiden Variablen bestimmen den gewünschten Spannungsraumzeiger, die Konstante tp ist abhängig von der Länge des kurzen Tasks. Die Konstante uz musste für diese Hardware verändert werden. Mit Hilfe dieser Variablen wird sichergestellt, dass die unteren FETs in jeder Periode der PWM einen gewissen Prozentsatz geschlossen sind. Hierzu wurde die Konstante mit 0,98 definiert (im Originalprogramm hatte die Konstante aufgrund anderer Treiber den Wert 1).

5.2. *Adaptionen der INFORM Messung*

Zur INFORM Messung werden bestimmte Schalterstellungen angelegt und der Stromanstieg ermittelt. Wie in Kapitel 4.9.8 erwähnt, führt der Treiber fälschlicherweise bei höheren Strömen eine Sicherheitsabschaltung durch.

5.2.1. **Softwareänderungen**

Um einen Umbau der Hardware zu vermeiden, wurde versucht, mit Hilfe der Software das Problem in den Griff zu bekommen. Der Treiber bleibt solange deaktiviert, bis der nächste Impuls auf der entsprechenden PWM Leitung kommt.

Tritt diese ungewollte Deaktivierung des Treibers bei der INFORM Messung auf, so wird eine falsche Position des Rotors ermittelt und die PSM falsch angesteuert. Zur Messung des Winkels werden in jedem langen Task andere Schalterstellungen angelegt. Es existieren sechs Schalterstellungen, welche zur Berechnung benötigt werden. Eine Messung erfolgt so, dass zunächst ein Vorschuss erfolgt, dann der zur Messung benötigte Hauptschuss, gefolgt von einem weiteren Hauptschuss und danach der Nachschuss. Vor- und Nachschuss sind halb so lang wie der Hauptschuss. Die vier Schüsse erfolgen abwechselnd (oberer FET → unterer FET → oberer FET → unterer FET oder umgekehrt). Dadurch hat sich nach einer Schussfolge der Strom in der entsprechenden Phase idealerweise nicht verändert und auch der mittlere Strom während der Schussfolge ist unverändert. Der zugehörige Programmcode für eine Schussfolge:

```
inf(uminus)                ;Vorschuss
inf(pmwoff)
inf(uminus)
inf(pmwoff)
inf(uminus)
wait(nachshot,250)
inf(pmwoff)
delay(4)
```

```
inf(uplus)                ;uplus schiessen
inf(pwmoff)
inf(uplus)
inf(pwmoff)
inf(uplus)
delay(20)
l_hilf11=in(a2)
l_hilf12=in(a2)
l_hilf13=in(a2)
l_hilf14=in(a2)
l_hilf15=in(a2)
l_hilf11=multf(l_hilf11,nk2)
l_hilf12=multf(l_hilf12,nk2)
l_hilf13=multf(l_hilf13,nk2)
l_hilf14=multf(l_hilf14,nk2)
l_hilf15=multf(l_hilf15,nk2)
l_hilf1=sumb(l_hilf11,l_hilf12,l_hilf13,l_hilf14,l_hilf15)
wait(hauptshot,500)
l_hilf11=in(a2)
l_hilf12=in(a2)
l_hilf13=in(a2)
l_hilf14=in(a2)
l_hilf15=in(a2)
l_hilf11=multf(l_hilf11,nk2)
l_hilf12=multf(l_hilf12,nk2)
l_hilf13=multf(l_hilf13,nk2)
l_hilf14=multf(l_hilf14,nk2)
l_hilf15=multf(l_hilf15,nk2)
l_hilf2=sumb(l_hilf11,l_hilf12,l_hilf13,l_hilf14,l_hilf15)
delay(6)
inf(pwmoff)
delay(4)
inf(uminus)              ;uminus schiessen
inf(pwmoff)
inf(uminus)
inf(pwmoff)
inf(uminus)
delay(20)
l_hilf11=in(a2)
l_hilf12=in(a2)
l_hilf13=in(a2)
l_hilf14=in(a2)
l_hilf15=in(a2)
l_hilf11=multf(l_hilf11,nk2)
l_hilf12=multf(l_hilf12,nk2)
l_hilf13=multf(l_hilf13,nk2)
l_hilf14=multf(l_hilf14,nk2)
l_hilf15=multf(l_hilf15,nk2)
l_hilf3=sumb(l_hilf11,l_hilf12,l_hilf13,l_hilf14,l_hilf15)
wait(hauptshot,500)
l_hilf11=in(a2)
```

```

l_hilf12=in(a2)
l_hilf13=in(a2)
l_hilf14=in(a2)
l_hilf15=in(a2)
l_hilf11=multf(l_hilf11,nk2)
l_hilf12=multf(l_hilf12,nk2)
l_hilf13=multf(l_hilf13,nk2)
l_hilf14=multf(l_hilf14,nk2)
l_hilf15=multf(l_hilf15,nk2)
l_hilf4=sumb(l_hilf11,l_hilf12,l_hilf13,l_hilf14,l_hilf15)
delay(6)
  inf(pwmoff)
delay(4)
  inf(uplus)
wait(nachshot,250)      ;Nachschuss
inf(pwmoff)

iupdiff=sumb(l_hilf2,-l_hilf1)
iumdiff=sumb(l_hilf3,-l_hilf4)

```

Im Programm ist der zuvor erwähnte Ablauf zu erkennen. Der erste Messwert wird zu Beginn des ersten Hauptschusses gespeichert, der nächste am Ende des selben Schusses. Aus deren Differenz wird der Stromanstieg iupdiff berechnet. Dasselbe gilt für den darauf folgenden Hauptschuss (iumdiff).

Die Änderungen gegenüber dem Originalprogramm sind bei den Schüssen ersichtlich. Die Folge

```

inf(uminus)
inf(pmwoff)
inf(uminus)
inf(pmwoff)
inf(uminus)

```

bzw. die selbe Folge mit inf(uplus) kommt bei jedem Schuss vor. Zwischen den Befehlen zum Anlegen der Schalterstellungen sind keine Verzögerungszeiten erforderlich, da nach dem Anlegen einer Schalterstellung alle FETs hochohmig werden und danach die selbe Schalterstellung wieder angelegt wird. Dies dient nur den Treibern, damit die ungewollten Abschaltungen reduziert werden. Diese Methode hat sich im geforderten Strombereich als erfolgreich erwiesen. Müssen größere Ströme geschaltet werden, so muss das Problem bei den Treibern direkt behoben werden.

Weitere Veränderungen wurden bei den Verzögerungen vorgenommen. Wie im Programm zu sehen ist, besteht eine Messung aus fünf Einzelmessungen, von denen der Mittelwert berechnet wird. Vor den Messungen wird die benötigte Schalterstellung angelegt und eine kurze Zeit abgewartet. In der Originalsoftware wurde dabei eine Verzögerung von 4µs verwendet, für die hier verwendete Hardware wurde die Verzögerung auf 20µs erhöht. Die Ursache liegt in der Schaltung, welche zur Messung des Stromes eingesetzt wird. Diese ist mit einem Tiefpass größerer Zeitkonstante ausgestattet als bei [29]. Deshalb muss auch etwas länger mit der Erfassung der Messwerte gewartet werden.

5.2.2. Aufnahme des INFORM Kreises

Mit der adaptierten Software wurde der INFORM Kreis erfasst. Dieser zeigt die Variable $\varphi_{\text{INFORM,REAL}}$, wie sie in Kapitel 2.4.4 beschrieben wurde. Da Real- und Imaginärteil dieser Variable im Programm getrennt behandelt sind, wurden diese auf zwei Analogausgängen ausgegeben. Die Aufnahme am Oszilloskop bedient sich der x-y Darstellung. Das Ergebnis ist in Abbildung 5.1 zu sehen.

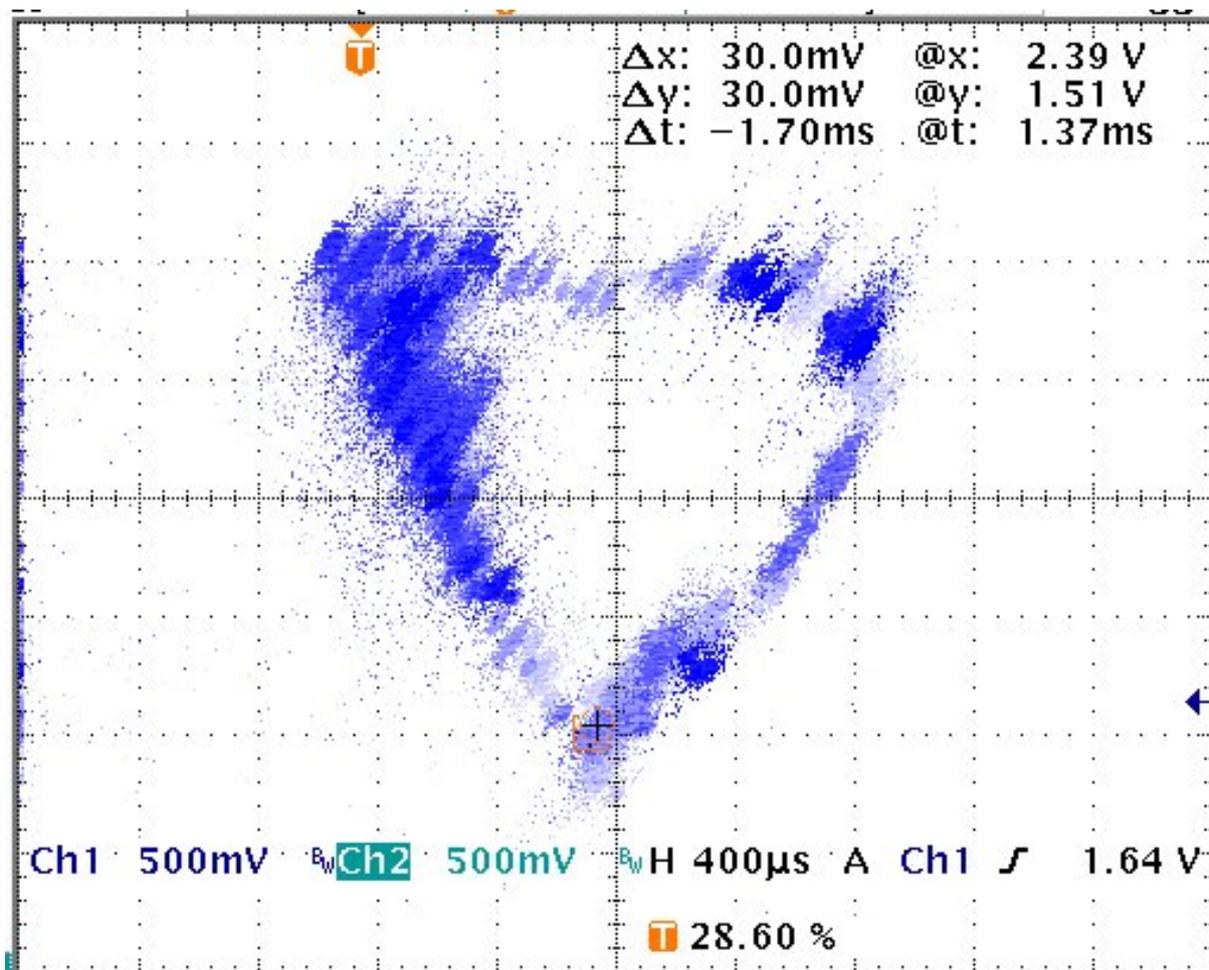


Abbildung 5.1: Aufnahme des INFORM Kreises

Bei der Aufnahme muss die Maschine langsam rotieren. Jede INFORM Messung wird durch einen Punkt in der Abbildung repräsentiert. Die interessierende Komponente der Abbildung ist der Winkel des aktuellen Punktes, wobei vom Kreismittelpunkt ausgegangen wird. Dieser Winkel entspricht dem aktuellen Rotorwinkel. Die Form des Kreises ist abhängig von der Maschine. Entspricht die Abbildung einem Kreis, so ist diese für das INFORM Verfahren geeignet. Kann aus der Abbildung keine Winkelinformation herausgelesen werden, so kann dieses Verfahren nicht angewandt werden.

5.3. Digitaleingänge auslesen

Es besteht die Möglichkeit, im Programm Assemblerzeilen einzufügen. Dies wurde beim Einlesen von Digitalsignalen angewendet, da für diese Konfiguration noch kein HANSL

Befehl vorlag. Am Pin IOPF4 des DSPs liegt die Information, ob der Fahrer die Drehmomentregelung (Pin ist LOW) oder die Drehzahlregelung (Pin ist HIGH) ausgewählt hat. Weiters liegt am Pin IOPF2 das Signal, ob die Fahrtrichtung nach vorne ausgewählt ist oder nicht. Dabei bedeutet ein LOW Signal, dass eine Vorwärtsfahrt erwünscht ist. Zum Auslesen, ob eine Rückwärtsfahrt ausgewählt ist, wird der Pin IOPF3 verwendet (LOW bedeutet Rückwärtsfahrt). Als Beispiel dient der folgende Quellcode zum Auslesen von IOPF2:

```
$LDP #225
$LAC PFDATDIR
$LDP #4
$SACL [hilf1]
$LAC [hilf1],10
$AND #01000h
$SACL [hilf1]
```

Zuerst wird der Inhalt des PFDATDIR Registers ausgelesen. Hierzu muss zunächst die zugehörige Data Page ausgewählt werden, in diesem Fall 225. Ist der Registerinhalt ausgelesen, so muss darauf geachtet werden, dass die Data Page 4 geladen wird. Dies ist zur korrekten Funktion des HANSL Programmes erforderlich. Der gespeicherte Wert enthält den gesamten Port F. Um die Information des zweiten Bits (IOPF2) zu erhalten, wird dieser Wert digital um zehn Stellen nach links verschoben. Somit steht das interessierende Bit an der Stelle mit der Wertigkeit 2^{12} . Wird dann die logische UND Funktion mit dem Wert 1000h ($=2^{12}$) durchgeführt, so erhält man entweder den Wert 0000h (Pin ist LOW) oder 1000h (Pin ist HIGH). Umgerechnet auf die von der Entwicklungsumgebung verwendete Einheit HE (HANSL Einheit) entsprechen diese Werte die Zahlen 0HE und 1HE. Da die entsprechende Zahl in der Variable hilf1 gespeichert wird, kann damit eine Abfrage erfolgen.

5.4. Reglerauswahl, Drehzahlregler und Begrenzungen

Das Originalprogramm hat einen Drehmomentregler im kurzen Task implementiert. Der folgende Programmteil prüft die Schalterstellungen und die Position des Steuerhebels und gibt dem vorhandenen Drehmomentregler ein Sollmoment vor. Dieser Programmteil befindet sich im langen Task:

```
;--- IOPF4 auslesen ---
$LDP #225
$LAC PFDATDIR
$LDP #4
$SACL [hilf1]
$LAC [hilf1],8
$AND #01000h
$SACL [hilf1]           ;;1=Drehzahl, 0=Drehmoment
if hilf1=null then
    l_hilf3=sumw(poti3,-poti3korr)
    l_hilf2=sumw(null)
    ;---IOPF2 auslesen ---
    $LDP #225
    $LAC PFDATDIR
```

```

$LDP #4
$SACL [hilf1]
$LAC [hilf1],10
$AND #01000h
$SACL [hilf1]
if hilf1=null then ;Vorwärtsfahrt
    l_hilf2=p(zwei,-0.6)
    if ost<nk2 then
        if l_hilf3>=null
            l_hilf2=sumw(null)
        endif
    endif
endif
;--- IOPF3 auslesen ---
$LDP #225
$LAC PFDATDIR
$LDP #4
$SACL [hilf1]
$LAC [hilf1],9
$AND #01000h
$SACL [hilf1]
if hilf1=null then ;Rückwärtsfahrt
    l_hilf2=p(zwei,0.6)
    if ost>mnk2 then
        if l_hilf3>=null then
            l_hilf2=sumw(null)
        endif
    endif
endif
l_hilf1=mult(l_hilf3,l_hilf2)
l_hilf2=p(eins,0.3)
if l_hilf1<l_hilf2 then
    l_hilf2=p(eins,-0.3)
    if l_hilf1>l_hilf2 then
        l_hilf1=sumw(null)
    endif
endif
moment=sumw(l_hilf1)
else
;---IOPF2 auslesen ---
$LDP #225
$LAC PFDATDIR
$LDP #4
$SACL [hilf1]
$LAC [hilf1],10
$AND #01000h
$SACL [hilf1]
if hilf1=null then ;Vorwärtsfahrt
    l_hilf3=sumw(poti3,-poti3korr)
    l_hilf2=p(eins,-0.3)
    if l_hilf3<mnk2 then

```

```

        l_hilf3=sumw(l_hilf3,nk2)
        l_hilf1=mult(l_hilf3,l_hilf2)
        l_hilf2=sumb(l_hilf1,-ost) ;Drehzahlfehler
        p_re=p(l_hilf2,0.9,p_reg)
        i_re=i(l_hilf2,0.1,i_reg,0)
        moment=sumb(p_re,i_re)
    else
        moment=sumw(null)
        i_re=i(null,0.01,i_reg)
    endif
else
;--- IOPF3 auslesen ---
$LDP #225
$LAC PFDATDIR
$LDP #4
$SACL [hilf1]
$LAC [hilf1],9
$AND #01000h
$SACL [hilf1]
if hilf1=null then ;Rückwärtsfahrt
    l_hilf3=sumw(poti3,-poti3korr)
    l_hilf2=p(eins,-0.3)
    if l_hilf3<mnk2 then
        l_hilf3=sumw(l_hilf3,nk2)
        l_hilf1=mult(l_hilf3,l_hilf2)
        l_hilf2=sumb(l_hilf1,ost) ;Drehzahlfehler
        p_re=p(l_hilf2,-0.9,p_reg)
        i_re=i(l_hilf2,-0.1,i_reg,0)
        moment=sumb(p_re,i_re)
    else
        moment=sumw(null)
        i_re=i(null,0.01,i_reg)
    endif
else
    moment=sumw(null)
    i_re=i(null,0.01,i_reg)
endif
endif
endif
endif

```

Die erste Abfrage unterscheidet zwischen Drehzahl- und Drehmomentregelung. Bei der Drehmomentregelung wird zunächst die Position des Steuerhebels ermittelt und dessen Nullstellung (wird bei Programmstart ermittelt) korrigiert. Dieser Wert wird abhängig von der Schalterstellung der Fahrtrichtung mit einer Konstanten multipliziert, welche vom maximalen Momentsollwert (normiert) abhängt. Dieser Wert wird in l_hilf2 gespeichert. Zu berücksichtigen ist im Fall der Schalterstellung „Vorwärtsfahrt“, dass bei einer Bremsung (Steuerhebel nach hinten = Moment gegen Fahrtrichtung) das Fahrzeug nach dem Stillstand nicht nach hinten zu fahren beginnt. Dieser Fall wird mit Hilfe der Drehzahl (ost) und der Steuerhebelstellung abgefangen. Derselbe Vorgang muss bei der Schalterstellung „Rückwärtsfahrt“ und Steuerhebel nach hinten ebenfalls abgefangen werden. Weiters wird ein

Bereich um die Nullstellung des Steuerhebels definiert, indem kein Moment gefordert wird. Dies macht es dem Benutzer leichter, die Hebelstellung für Stillstand zu erreichen.

Annähernd gleich ist der Fall der Drehzahlregelung. Dabei wird wieder zwischen den Fahrtrichtungen unterschieden, wobei hier eine Steuerhebelstellung nach hinten gleichbedeutend mit einer Solldrehzahl von Null ist. Die Drehzahlregelung bedient sich der Drehmomentregelung, indem abhängig vom Drehzahlfehler ein PI-Regler das Sollmoment für den Drehmomentregler vorgibt. Befindet sich der Hebel im Bereich der Nullstellung, so muss der Integralanteil gelöscht (auf 0 integriert) werden, da in diesem Fall der Regler nicht aktiv ist. Andernfalls würde bei Reaktivierung des Reglers zu Beginn ein falsches Sollmoment vorgegeben werden.

5.5. Ausgabe der Analogwerte

Zur Ausgabe der Analogsignale auf die Messgeräte wird der DAC des DSP-Boards verwendet. HANSL bietet die Möglichkeit, den Konverter über einen Befehl anzusprechen, dies wurde dennoch mit Hilfe des Assemblers realisiert. Grund hierfür sind Probleme mit dem von HANSL zur Verfügung gestellten Befehl, da dieser oftmals falsche Werte ausgab. Dabei müssen die unterschiedlichen Zahlendarstellungen berücksichtigt werden:

Spannung am DAC	0V	2,5V	5V
Ausgabe über Assembler	0000h = 0HE	8000h = -8HE	FFFFh = -0,00024HE
Ausgabe über HANSL	8000h = -8HE	0000h = 0HE	7FFFh = 7,9998HE

Es ist zu erkennen, dass die beiden Ausgabevarianten (Assembler, HANSL) um den Wert 8HE bzw. 8000h gegeneinander verschoben sind.

Geschwindigkeit

Zur Ausgabe der Geschwindigkeit wird der Betrag der Variable `ost` herangezogen. Um diesen Wert auf die Skala des Messgerätes anzupassen, wird dieser mit einer Konstanten multipliziert. Da das gesamte Programm die Speichergrenze von HANSL ausgereizt hat, wird zur Verwendung von Konstanten ein P-Regler verwendet. Dessen Argumente bestehen aus zwei Zahlen, welche multipliziert werden. Dabei ist darauf zu achten, dass das zweite Argument kleiner als 1 ist. Somit kann während der Laufzeit eine Konstante ohne zusätzlichen Speicherbedarf, jedoch mit mehr Rechenzeit erstellt werden. Da die Skala der Geschwindigkeit mit 0km/h (entspricht 0V am Pin oder 0000h) beginnt, kann der berechnete Wert ohne Zugabe von 8HE ausgegeben werden.

```
;Geschwindigkeit
l_hilf1=sumw(ost)
l_hilf1=abs(l_hilf1)
l_hilf2=p(acht,0.668)
l_hilf1=mult(l_hilf1,l_hilf2)
ausgabe=sumw(l_hilf1,l_hilf1,l_hilf1,l_hilf1)
$OUT [ausgabe],7c00h
```

Motorleistung

Zur Berechnung der mechanischen Motorleistung wird die Drehzahl (`ost`) mit dem Drehmoment (`iqist`) multipliziert und wieder auf die Skala des Ausgabegerätes angepasst. Wie

im zugehörigen Quellcode zu sehen ist, werden 8HE zum Ergebnis addiert. Dies liegt daran, dass der Skalennullpunkt nicht wie bei der Geschwindigkeit bei 0V liegt, sondern bei 2,5V.

```
;Motorleistung
l_hilf1=mult(ost,iqist)           ;iqist=1 --> M=23,9Nm           ost=1 -->
300U/min
l_hilf1=mult(l_hilf1,sechs)
l_hilf3=sumw(l_hilf1,acht)
ausgabe=sumw(l_hilf3)
$OUT [ausgabe],7c03h
```

Solarpanelleistung

Unter der Annahme, dass sich die Spannung am Solardach nur geringfügig ändert (Laderegler), wird aus dem gemessenen Solarstrom die Leistung berechnet. Dabei ist zu berücksichtigen, dass z.B. ein Strom von 0A durch die Messschaltung eine Spannung von 0V an den ADC Eingang legt und dieses mit dem in() Befehl eingelesen wird. Das Ergebnis für 0A ist -8HE. Um eine Anpassung an die Skala des Anzeigeeinstrumentes vorzunehmen, muss der Messbereich von -8HE bis 8HE auf einen Bereich von 0HE bis 8HE abgebildet werden. Dann erfolgt die Anpassung an die Skala durch eine Multiplikation mit einer Konstanten. Danach muss der Messbereich wieder auf -8HE bis +8HE abgebildet werden, um die ganze Skala auszunützen. An dieser Stelle entsprechen -8HE (entspricht 8000h) einer Leistung von 0W. Da die Skala des Messgerätes bei 0W beginnt, müssen wieder 8HE addiert werden.

```
;Solarpanel-Leistung
l_hilf1=in(a6)                       ;:-8 --> +8
l_hilf2=mult(l_hilf1,nk5)             ;:-4 --> +4
l_hilf1=sumb(l_hilf2,vier)           ;:0 --> +8
l_hilf2=p(zwei,0.621)                 ;Anpassung
l_hilf2=mult(l_hilf1,l_hilf2)
l_hilf1=sumb(l_hilf2,-vier)
l_hilf1=mult(l_hilf1,zwei)
ausgabe=sumw(l_hilf1,acht)
$OUT [ausgabe],7c02h
```

Akkumulatorleistung

Zur Berechnung der Leistung zum bzw. vom Akkumulator werden die zuvor ermittelten Leistungen von Motor und Solardach herangezogen. Aufgrund der unterschiedlichen Skalierungen von Solarpanelanzeige und Motoranzeige, wird die berechnete Leistung des Solardaches mit einer Konstanten auf die Skala angepasst. Diese wird von der Motorleistung subtrahiert und kann aufgrund des Skalennullpunktes bei 2,5V direkt ausgegeben werden.

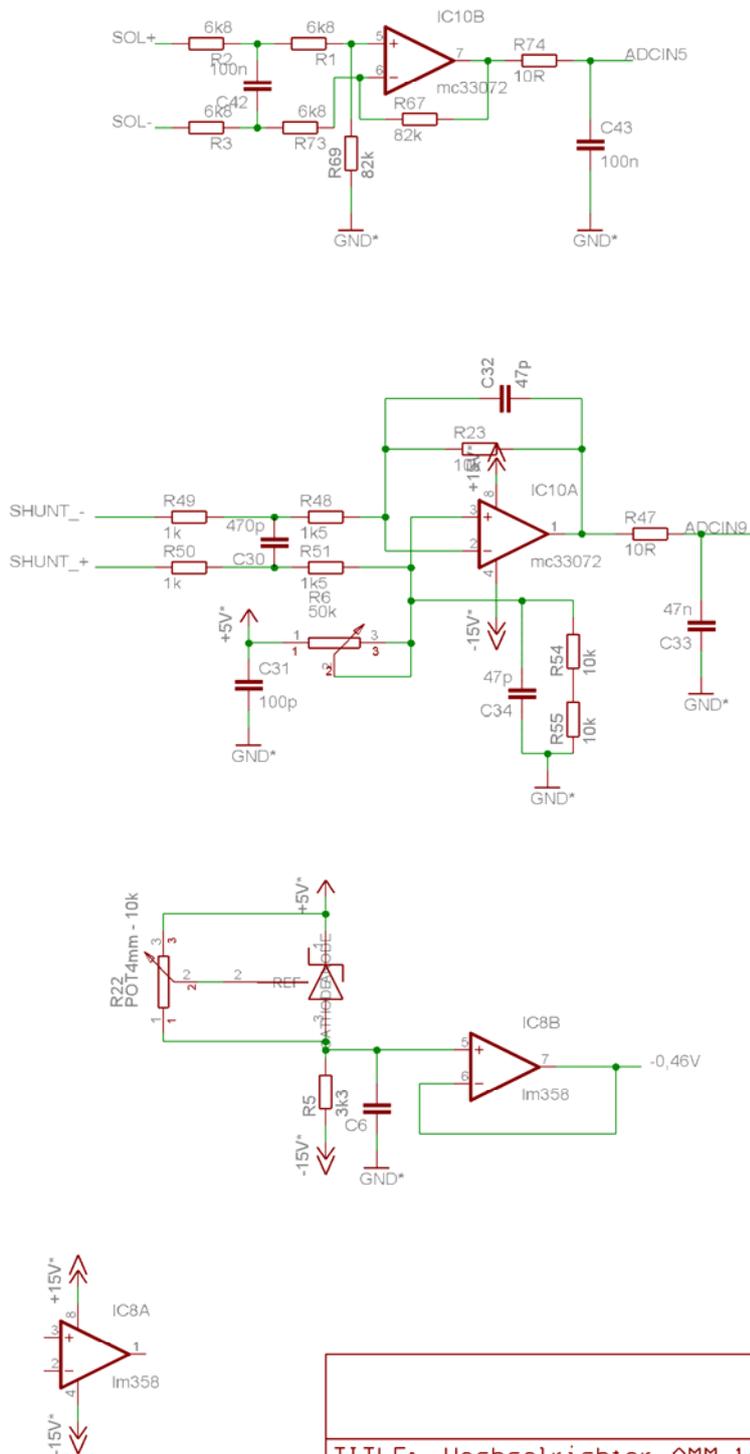
```
;Akku-Leistung
l_hilf1=p(zwei,0.0875)
l_hilf1=mult(l_hilf2,l_hilf1)
ausgabe=sumw(l_hilf3,-l_hilf1)
$OUT [ausgabe],7c01h
```

5.6. weitere Adaptionen

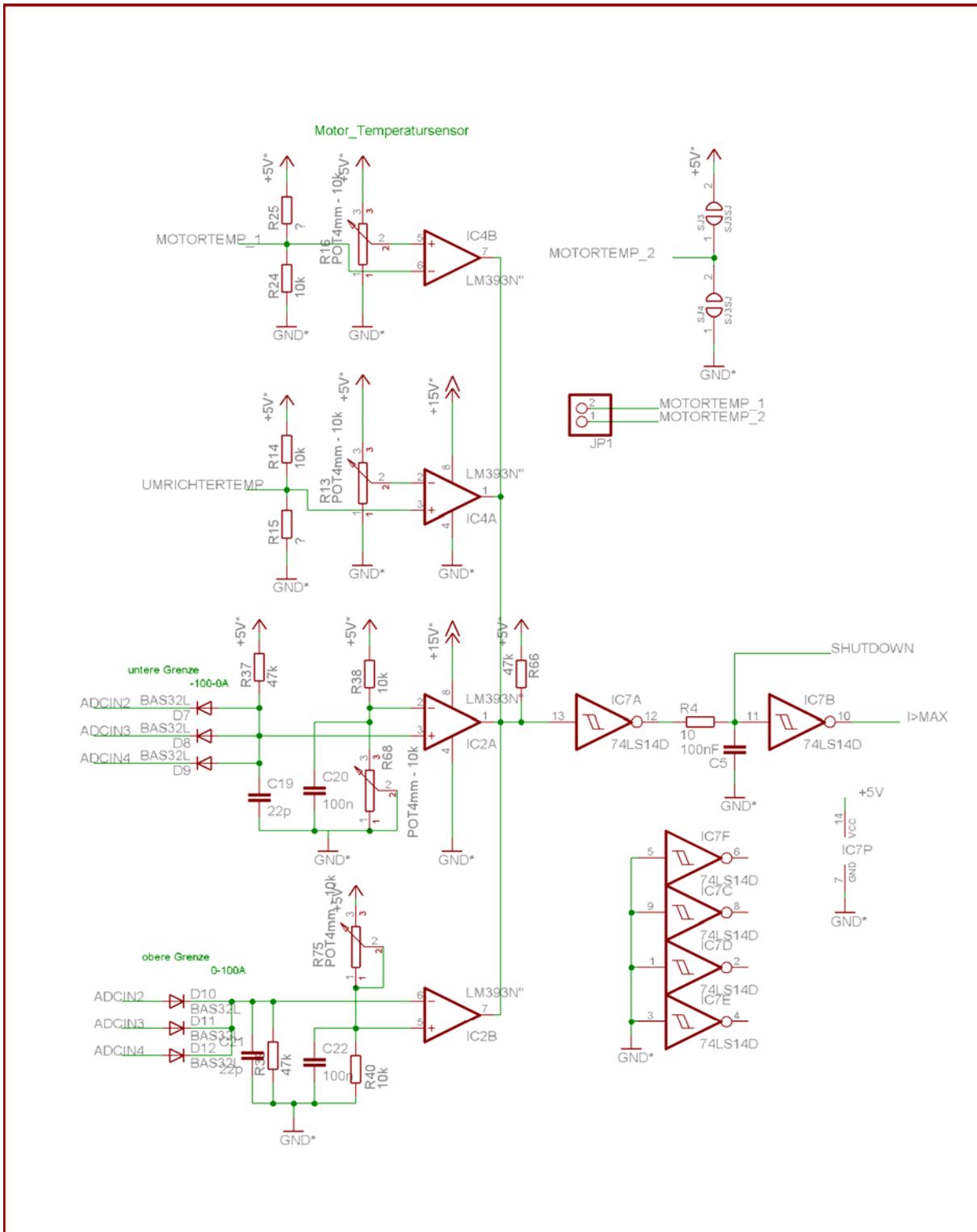
Zur Bestimmung der Schusszeiten beim INFORM Verfahren wird die aktuelle Zwischenkreisspannung benötigt. Bei höheren Spannungen kann die Messung des Stromanstieges schneller erfolgen, da der Stromanstieg höher ist. Durch die Verwendung von Bleiakkulatoren variiert diese Spannung nur minimal. Weiters wird bei zu hoher oder zu niedriger Zwischenkreisspannung eingegriffen, um die Akkulatoren nicht zu beschädigen. Der Softwareteil zur Messung der Zwischenkreisspannung musste an die Hardware angepasst werden, was mit Hilfe einer Geradengleichung erfolgte. Der Quellcode zeigt diese Anpassung. Die Variable `uzk` beinhaltet den Wert, der vom entsprechenden ADC Eingang eingelesen wurde. Die für die Umrechnung benötigten Konstanten werden wieder mit Hilfe eines `p`-Reglers generiert, um Datenspeicher zu sparen

```
l_hilf1=p(eins,0.845)                ;uzk_k
l_hilf1=mult(uzk,l_hilf1)
l_hilf2=p(vier,-0.5428)             ;uzk_d
l_hilf1=sumb(l_hilf1, l_hilf2)
```


Solarspannung messen

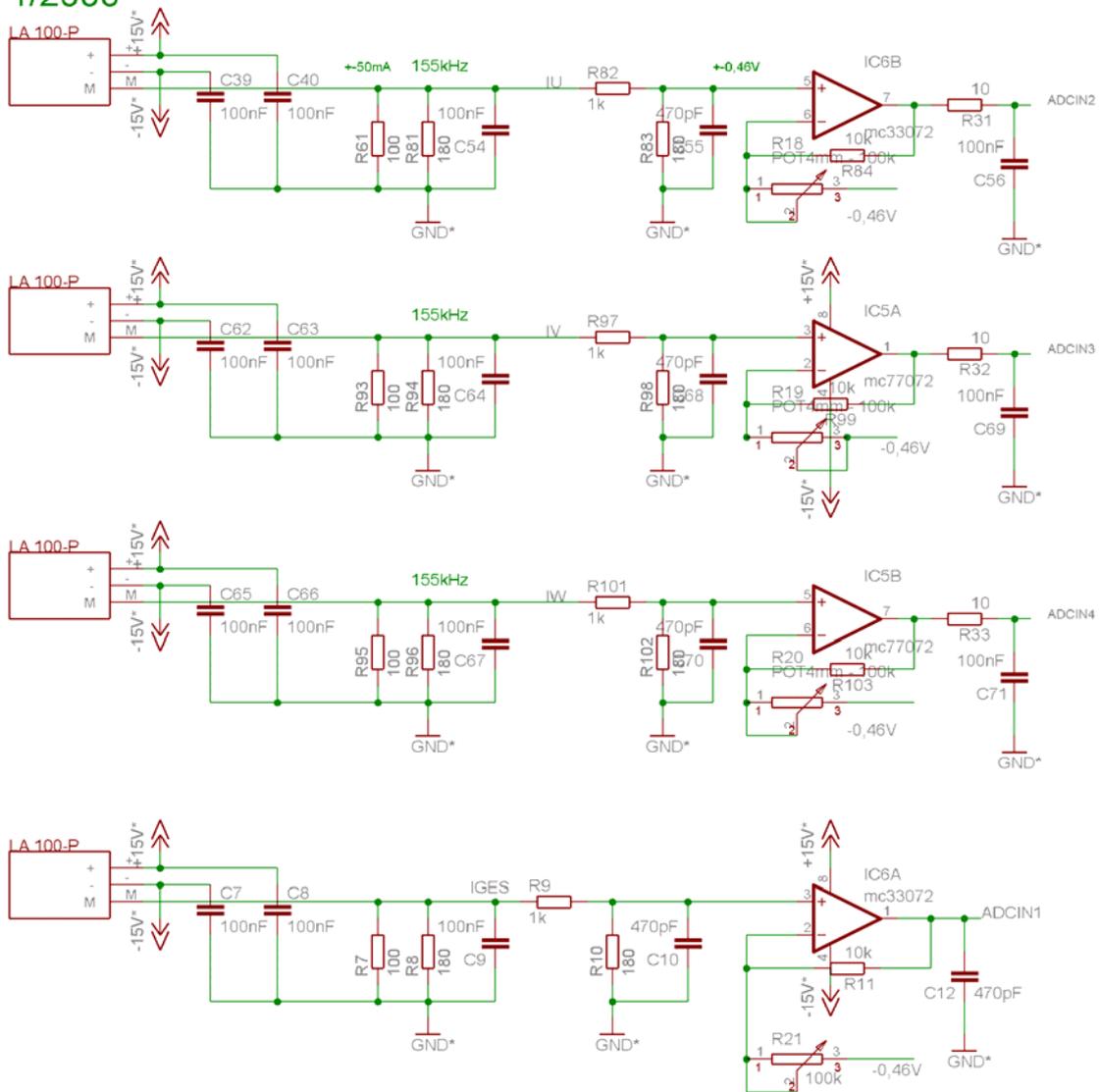


TITLE: Wechselrichter_AMM_16	
Document Number:	REU:
Date: 20.01.2007 23:52:29	Sheet: 2/8



TITLE: Wechselrichter_AMM_16	
Document Number:	REU:
Date: 20.01.2007 23:52:29	Sheet: 3/8

1/2000



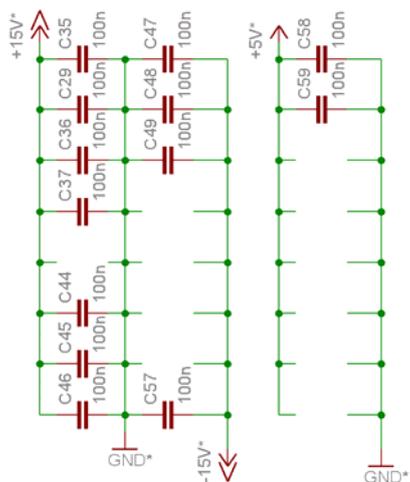
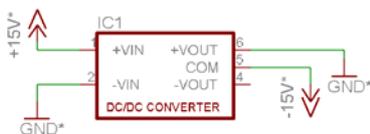
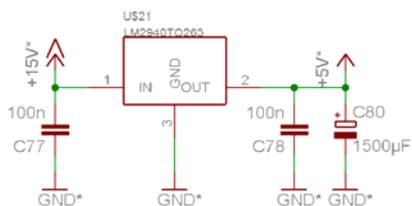
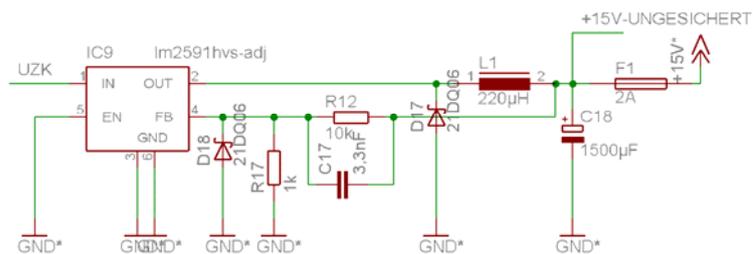
TITLE: Wechselrichter_AMM_16

Document Number:

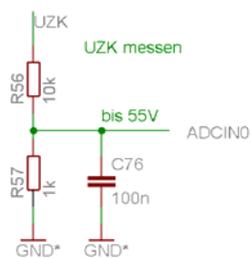
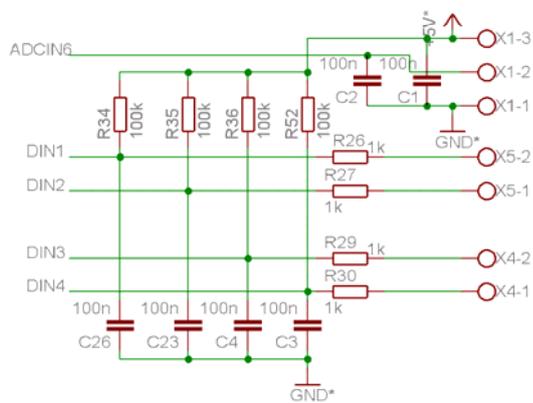
REU:

Date: 20.01.2007 23:52:29

Sheet: 4/8



TITLE: Wechselrichter_AMM_16	
Document Number:	REU:
Date: 20.01.2007 23:52:29	Sheet: 6/8



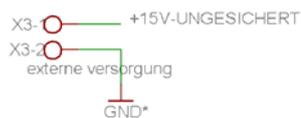
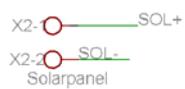
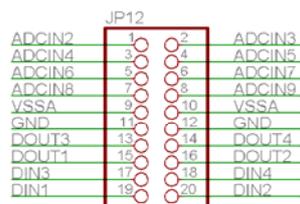
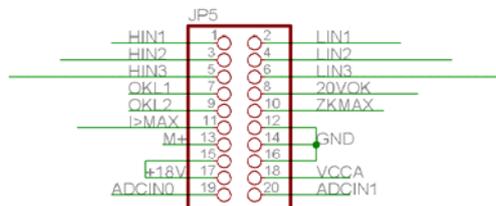
TITLE: Wechselrichter_AMM_16

Document Number:

REU:

Date: 20.01.2007 23:52:29

Sheet: 7/8



TITLE: Wechselrichter_AMM_16

Document Number:

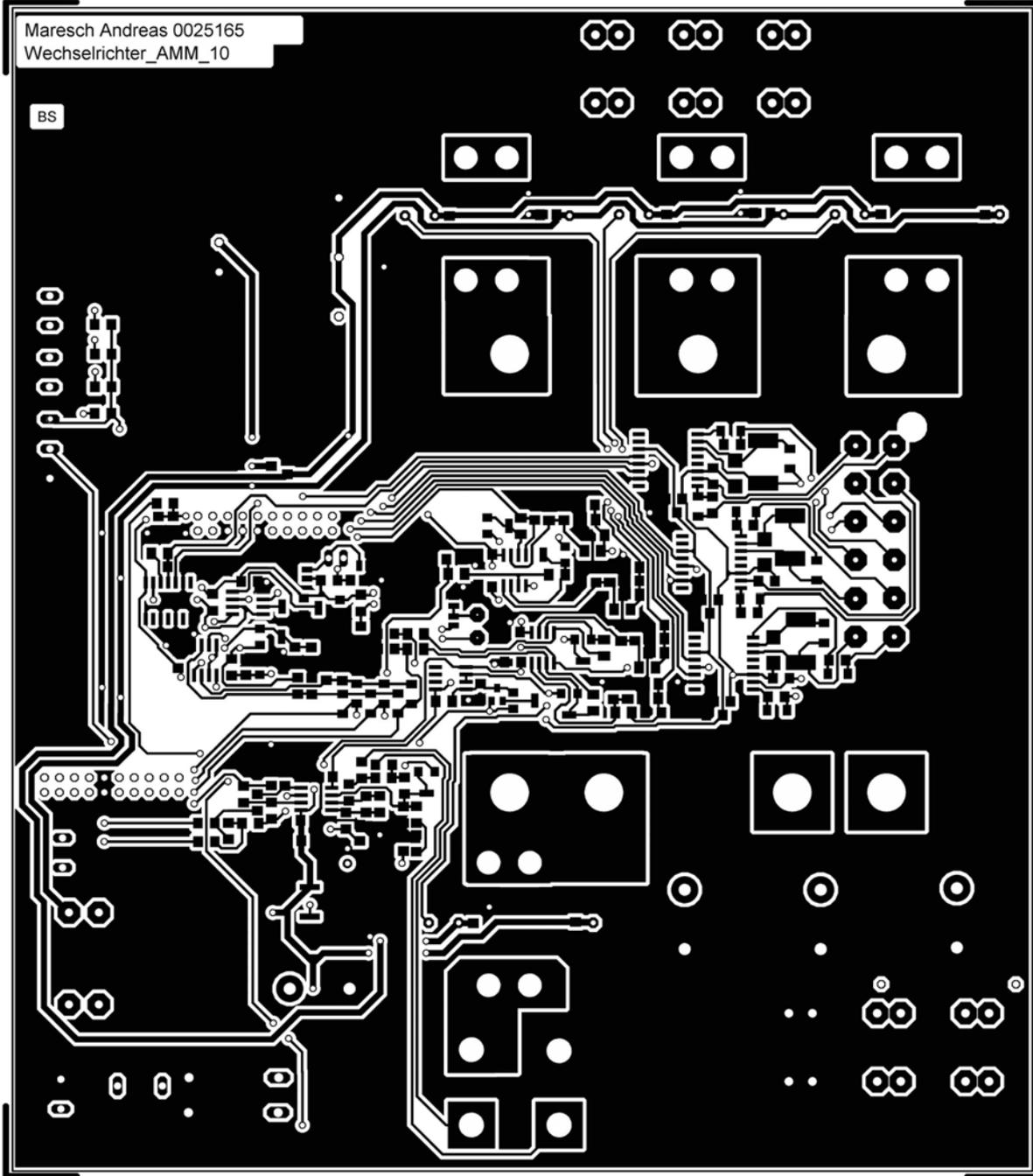
REV:

Date: 20.01.2007 23:52:29

Sheet: 8/8

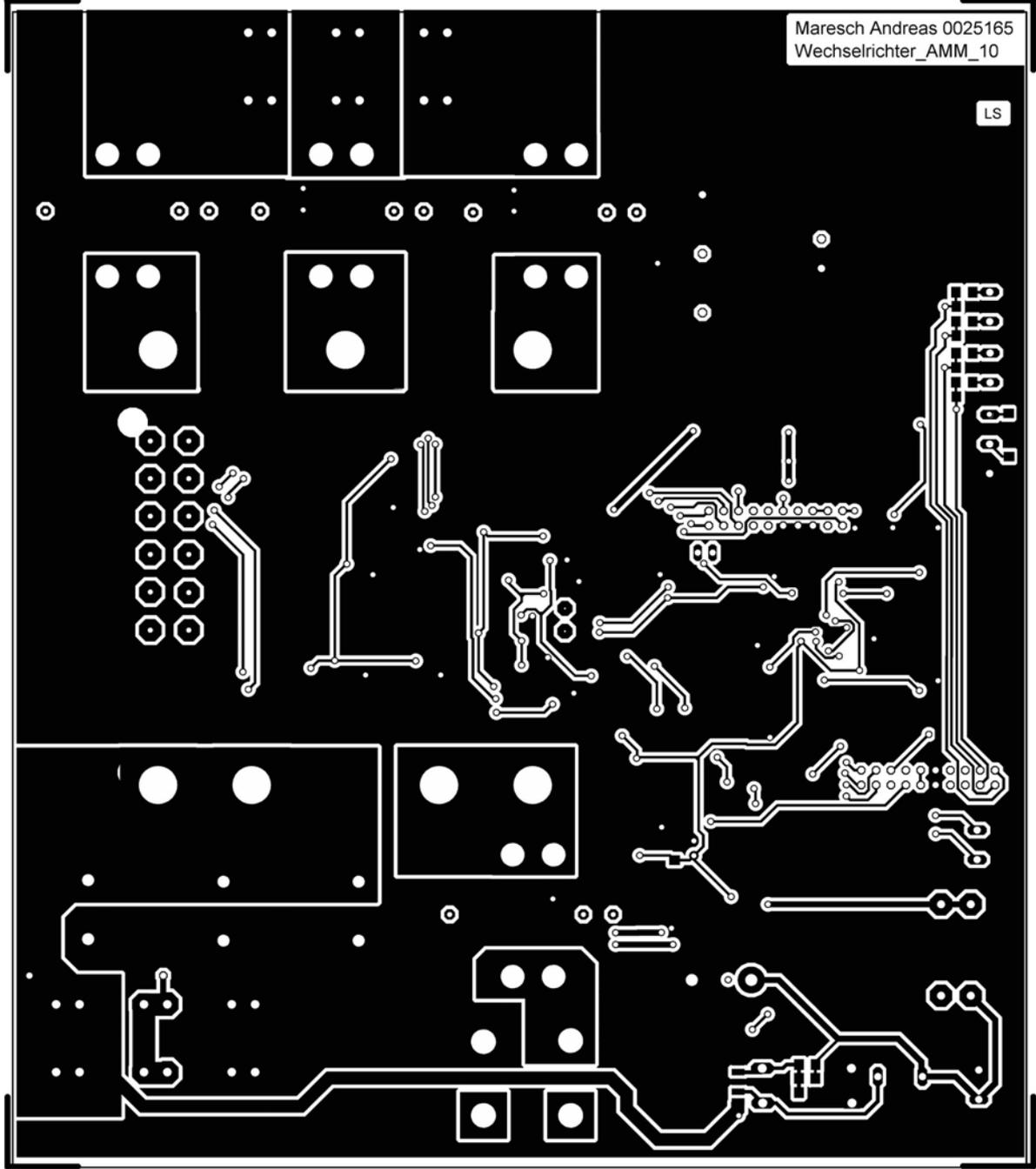
Maresch Andreas 0025165
Wechselrichter_AMM_10

BS



Date: 21.01.2007 13:39:26

TITLE: Wechselrichter_AMM_10 sheet: 13

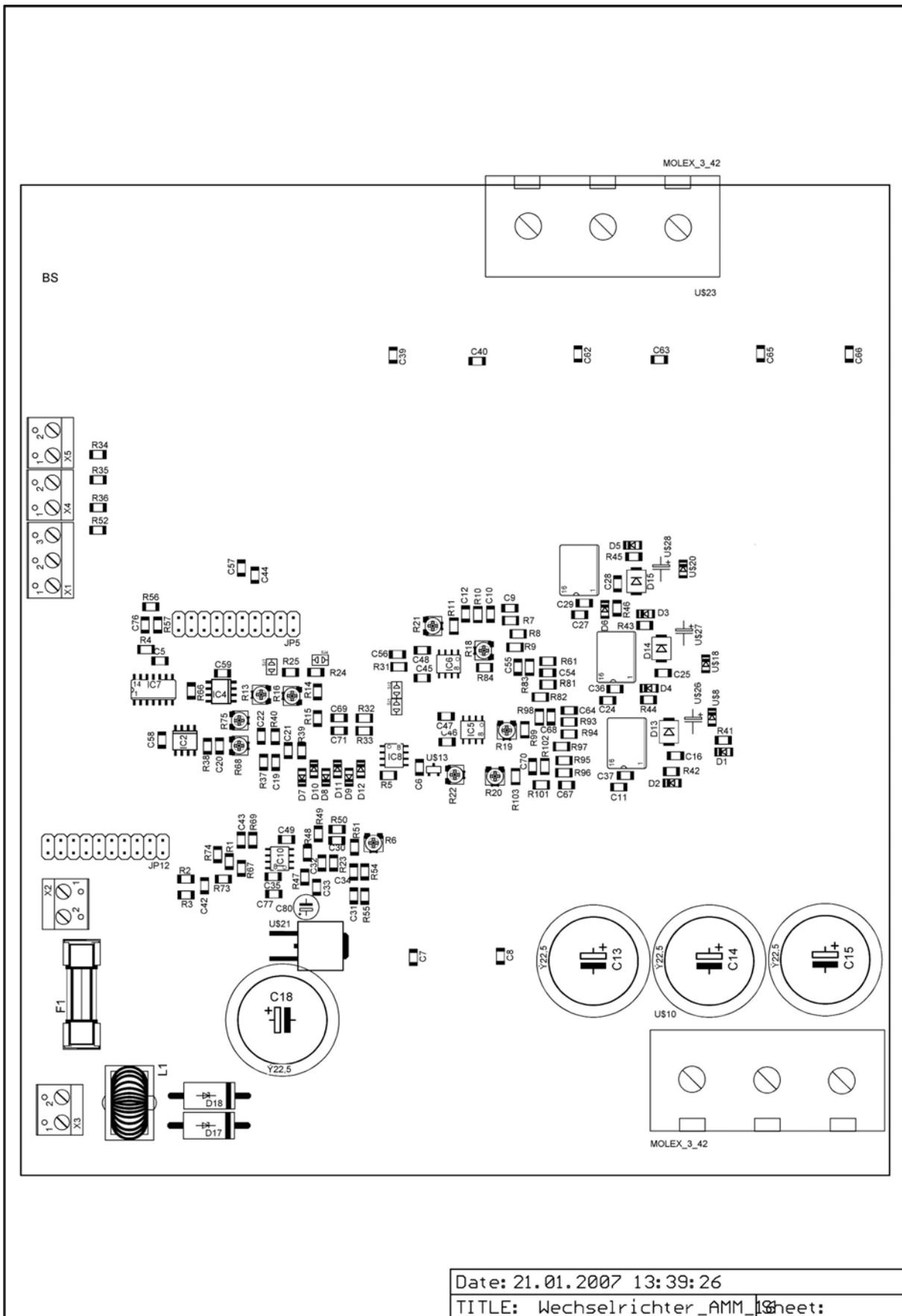


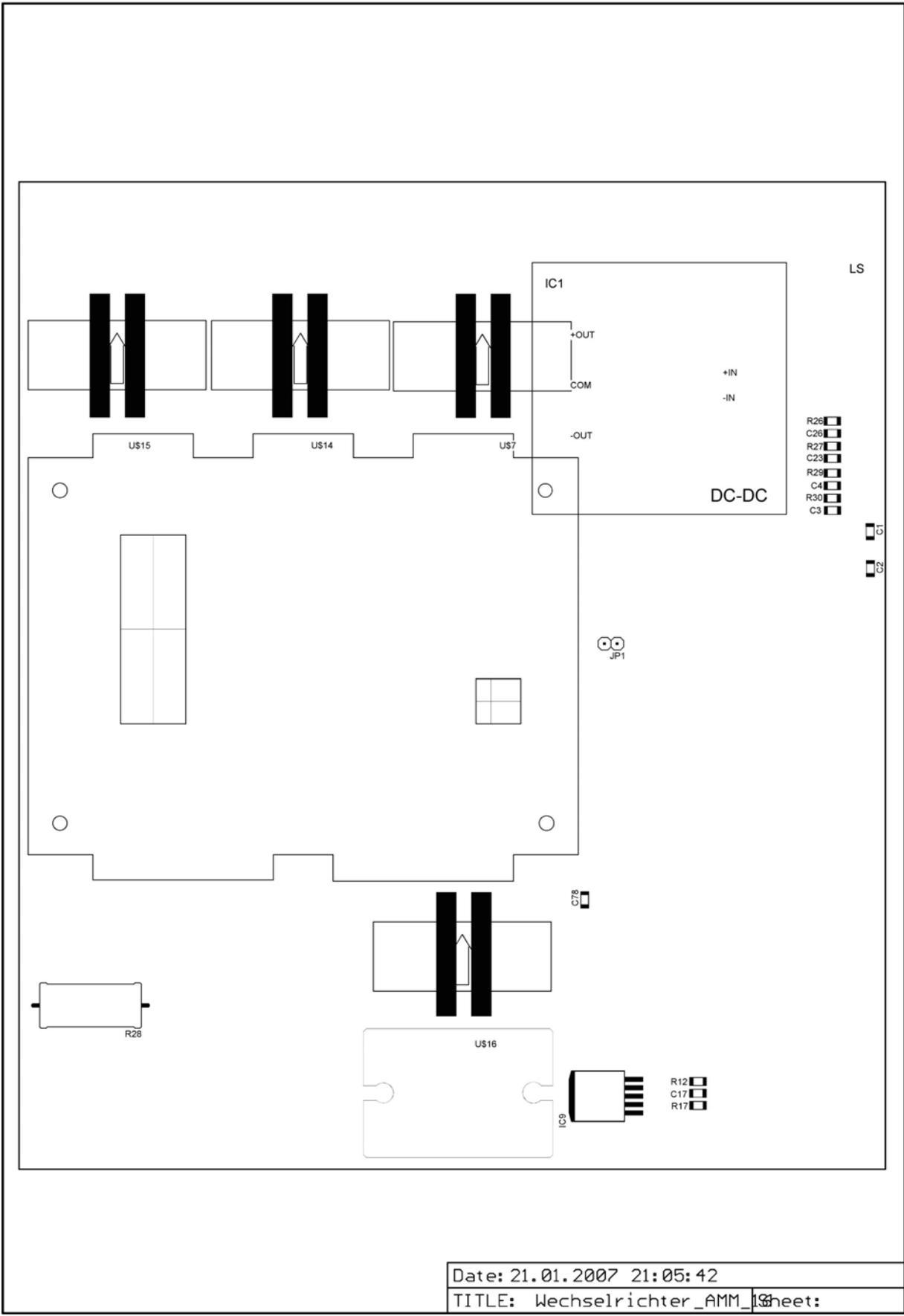
Maresch Andreas 0025165
Wechselrichter_AMM_10

LS

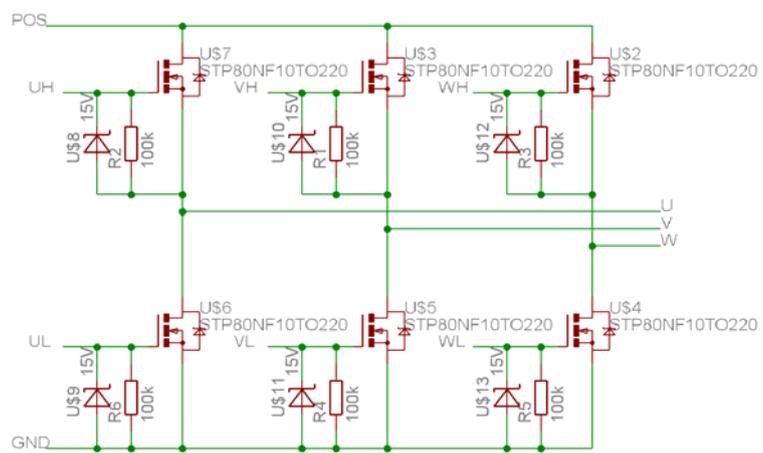
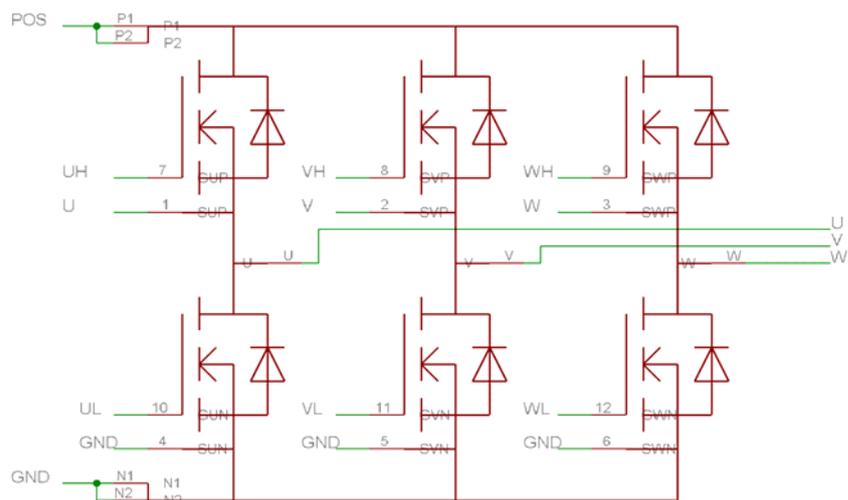
Date: 21.01.2007 21:05:42

TITLE: Wechselrichter_AMM_10 Sheet: 13





Anhang B - Pläne der Platine des Leistungsmoduls



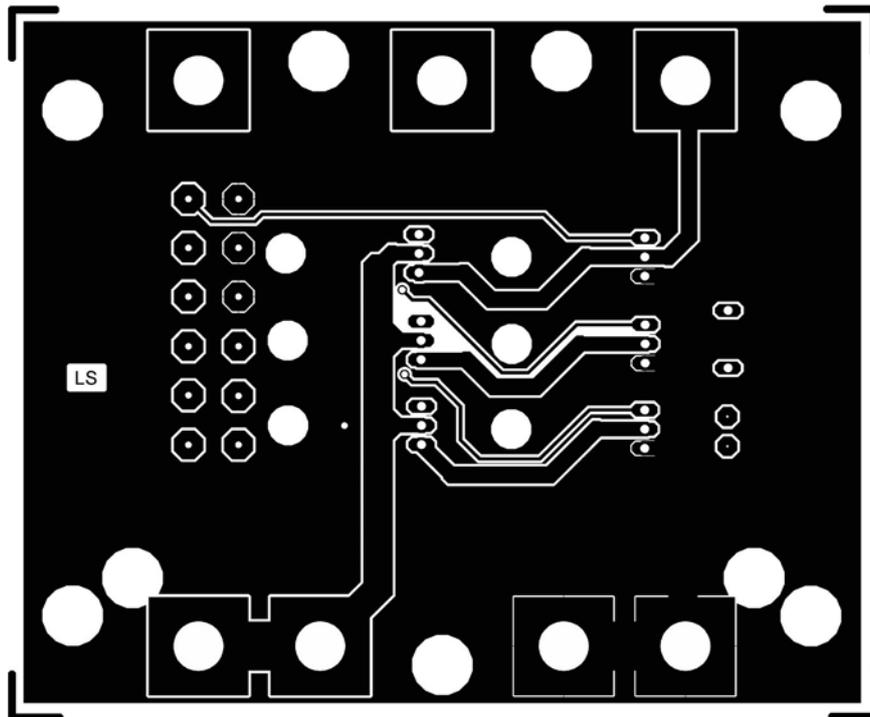
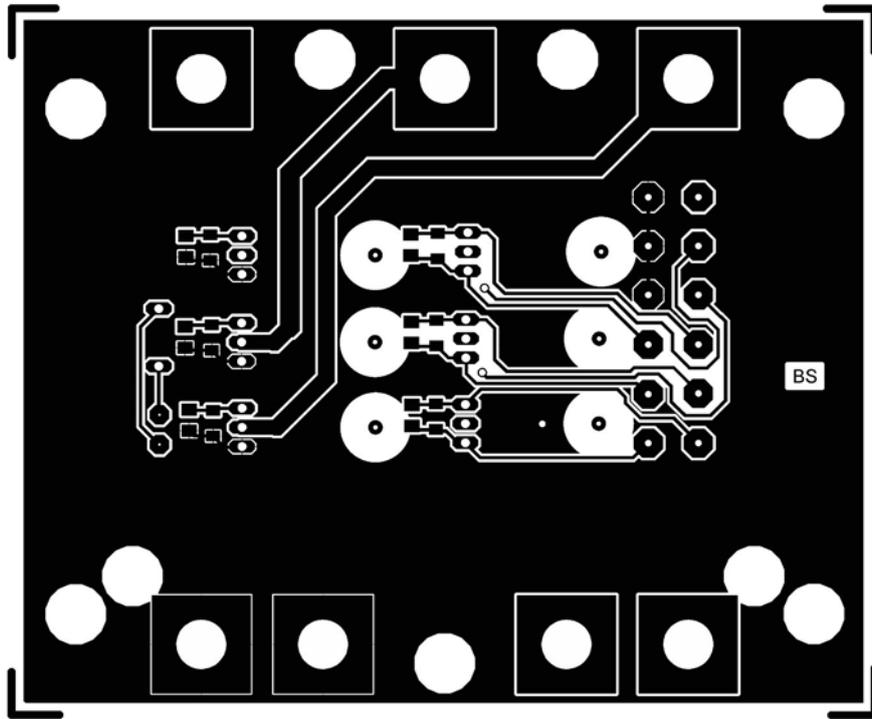
TITLE: Leistungsmodul2

Document Number:

REU:

Date: 20.01.2007 16:50:56

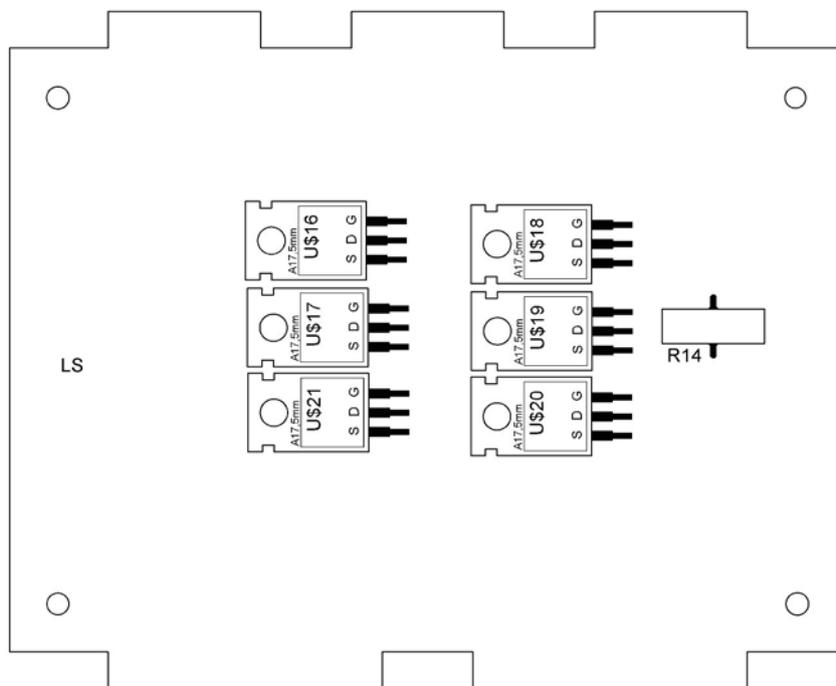
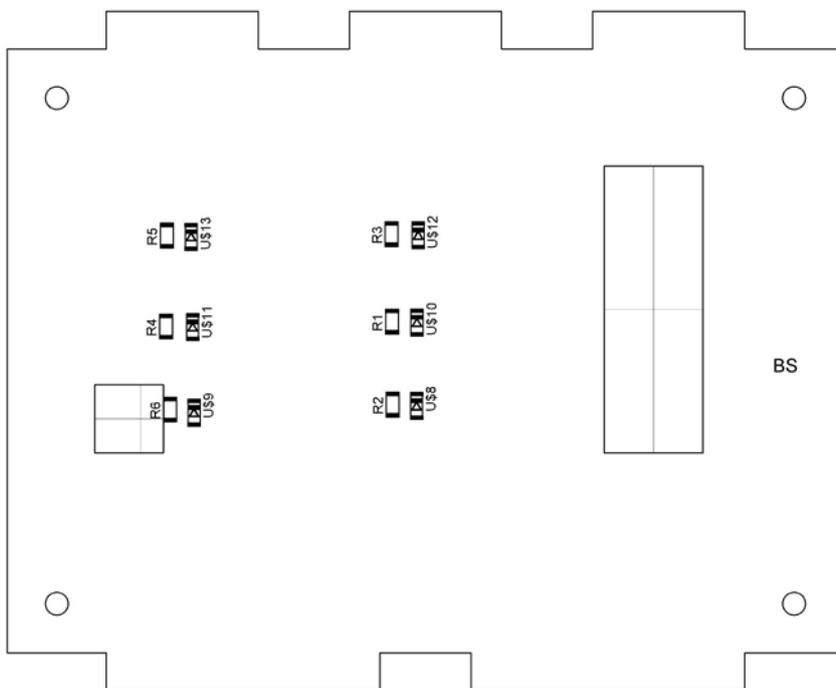
Sheet: 1/1



Date: 20.01.2007 17:39:50

TITLE: Leistungsmodul2

Sheet:



Date: 20.01.2007 19:35:43

TITLE: Leistungsmodul2

Sheet:

Literaturverzeichnis

- [1] Schrödl Manfred: Elektrische Antriebe und Maschinen, Faculty of Electrical Engineering and Information Technology, Vienna University of Technology, 1998
- [2] Schrödl Manfred: Drehstromantriebe mit Mikrorechnern, Faculty of Electrical Engineering and Information Technology, Vienna University of Technology, 2000
- [3] Schrödl Manfred: Sensorless Control of AC Machines, Faculty of Electrical Engineering and Information Technology, Vienna University of Technology, 2001
- [4] Rummich Erich: Nutzung der Sonnenenergie, Faculty of Electrical Engineering and Information Technology, Vienna University of Technology, 2004
- [5] Herbert Grundtner: Das Kraftfahrzeuggesetz 1967, Manz 2003, 6. Auflage, ISBN 3-214-11291-0
- [6] Verordnung der Bundesministerin für Verkehr, Innovation und Technologie über Fahrräder, Fahrradanhänger und zugehörige Ausrüstungsgegenstände (Fahrradverordnung, BGBl II/2001/146 vom 6. April 2001)
- [7] Kyocera: High Efficiency Polycrystalline Photovoltaic Module - KC50T-1
- [8] Effekta Stromversorgungen: Batterien BTL, BTL12-65
- [9] Siemens: SITOP power flexi
- [10] Texas Instruments: TMS320F2407 DSP Controllers
- [11] Texas Instruments: TPS3820-xx, Processor Supervisory Circuits
- [12] ON Semiconductors: CS5141x: 1,5A, 260kHz and 520kHz, Low Voltage Buck Regulators with External Bias or Synchronisation Capability
- [13] HCMOS-Taschenbuch, IWT-Verlag GmbH, Vaterstetten bei München, 2. Auflage 1988, ISBN 3-88 322-137-6
- [14] BURR-BROWN: DAC7624 DAC7625, 12-Bit Quad Voltage Output Digital to Analog Converter
- [15] Texas Instruments: LM285-2.5, LM385-2.5, LM385B-2.5, Micropower Voltage References
- [16] National Semiconductor: LM2591HV Simple Switcher Power Converter 150kHz, 1A Step-Down Voltage Regulator
- [17] Linear Technology: LT1054 Switched-Capacitor Voltage Converter with Regulator
- [18] National Semiconductor: LM3480 100mA, SOT-23, Quasi Low-Dropout Linear Voltage Regulator
- [19] National Semiconductor: LM2940/LM2940C 1A Low Dropout Regulator
- [20] LEM: Current Transducer LA 100-P
- [21] U.Tietze Ch.Schenk: Halbleiterschaltungstechnik, Springer Verlag, Berlin Heidelberg New York, 10. Auflage, ISBN 3-540-56184-6
- [22] National Semiconductor: LM431 Adjustable Precision Zener Shunt Regulator
- [23] Texas Instruments: LM193, LM293, LM293A, LM393, LM393A, LM303Y, LM2903, LM2903Q Dual Differential Comparators
- [24] International Rectifier: IR2110/IR2113 (S) High and Low Side Driver
- [25] Powerex: FM600TU-07A 6-Pack High Power MOSFET Module, 300Amperes/75Volts
- [26] STMicroelectronics: STP80NF10 STP80NF10FP N-Channel 100V – 0.012 Ω – 80A TO-220/TO-220FP Low Gate Charge STripFET™II Power Mosfet
- [27] International Rectifier: IRF2907ZPbF IRF2907ZSPbF IRF2907ZLPbF HEXFET® Power MOSFET
- [28] Phocos: PL20, PL40, PL60 Energie-System-Steuerung Referenzhandbuch

- [29] Eilenberger Andreas: Lagegeberloser Antrieb eines Leichtfahrzeuges, Faculty of Electrical Engineering and Information Technology, Vienna University of Technology, 2006
- [30] K.-H. Löcherer: Halbleiterbauelemente, B. G. Teubner Stuttgart 1992, ISBN 3-519-06423-5
- [31] Crystalyte: X-Lyte5 Specs, X-Lyte 5304, <http://www.crystalyte.com/>; 26.01.2007