



## Diplomarbeit

# Solarenergiegespeicher PSM-Antrieb für Draisinen

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

unter der Leitung von

O.UNIV.PROF. DIPL.-ING. DR. TECHN. MANFRED SCHRÖDL

und Betreuung durch

UNIV.ASS. DIPL.-ING. WOLFGANG STAFFLER

Institut für Elektrische Antriebe und Maschinen  
1040 Wien, Gußhausstraße 25/372

eingereicht an der

Technischen Universität Wien,  
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

von

HELMUT KULOVICS, BSc

Matrikelnummer 9327567  
2563 Pottenstein, Auweg 2/5/12

Pottenstein, im Juni 2010

An dieser Stelle möchte ich mich bei all jenen bedanken, die es mir ermöglicht haben, diese Diplomarbeit zu verfassen und mein Studium abzuschließen.

Bei meinen Eltern möchte ich mich bedanken, dass ich eine höhere Schule besuchen durfte und dass sie mich in weiterer Folge während meiner Studienzzeit immer unterstützt haben. Für ihre Geduld und den Beistand während meines Studiums sowie für das Korrekturlesen möchte ich mich bei meiner Frau Christine bedanken. Meinen Chefs KommR Günter Slabihoud und Ludwig Rossmann möchte ich für die flexible Gestaltung meiner Arbeitszeit danken.

Meinem Betreuer O.Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr. techn. Manfred Schrödl danke ich für seine unkomplizierte und freundliche Art, die er mir entgegengebracht hat und dafür, dass er immer ein offenes Ohr für Probleme aller Art gehabt hat. Allen Kollegen und Mitarbeitern des Instituts für elektrische Antriebe und Maschinen, im Besonderen Univ.Ass. Dipl.-Ing. Wolfgang Staffler und Univ.Ass. Dipl.-Ing. Dr. techn. Martin Izaak, möchte ich für die Unterstützung bei diversen Fragen der Umrichtertechnik danken. Projektass. Paul Engertsberger danke ich für die Bereitschaft zur Weiterführung des in dieser Diplomarbeit begonnenen Projektes.

Besonderer Dank gilt meinem langjährigen Schulkameraden, Studienkollegen und Freund Helmut Weiser, der mir bei der Hardwareentwicklung immer wieder mit Rat zu Seite gestanden ist.

Pottenstein, im Juni 2010

Helmut Kulovics

## **Kurzfassung**

Diese Diplomarbeit befasst sich mit der Entwicklung und dem Bau einer mit Solarenergie versorgten Antriebseinheit für ein kleines Schienenfahrzeug. Nach kurzer Beleuchtung der theoretischen Grundlagen zu permanentmagneterregten Synchronmaschinen (PSM), Photovoltaik und zu den möglichen Betriebsarten einer PSM wird der Energiebedarf für ein solches Fahrzeug anhand eines konkreten Streckenprofils ermittelt. Ein Langzeitversuch mit einer Anordnung aus Solarpaneelen, die akkugepuffert eine elektrische Last versorgen, lieferte Daten für den Betrieb der Draisine unabhängig von einer Netzversorgung. Der verwendete Umrichter ermöglicht mit dem für diese Anwendung entworfenen und gefertigten Steuerungsteil sowohl einen Betrieb der PSM mit mechanischem Lagegeber als auch einen sensorlosen Betrieb.

## **Abstract**

This master thesis deals with engineering and construction of an electrical drive for a rail vehicle that is powered by solar energy. After short examination of the basic principles for permanent magnet synchronous motors (PMSM), photovoltaics and the possible control modes for PMSMs, the demand on energy for such a vehicle will be calculated by means of a concrete distance profile. Data for the operation of the handcar without mains supply is gained from a long-term test with an arrangement of solar panels, supplying a battery backed load. The inverter and the control unit, which is designed and custom-made for the current application, offer the operation of the PMSM with encoder as well as sensorless control.

# Inhaltsverzeichnis

<b>Nomenklatur</b>	<b>v</b>
<b>1 Motivation und Aufgabenstellung</b>	<b>1</b>
<b>2 Theoretische Grundlagen</b>	<b>3</b>
2.1 Permanentmagneterregte Synchronmaschinen . . . . .	3
2.1.1 Eigenschaften und Einsatzgebiete einer PSM . . . . .	3
2.1.2 Aufbau und Funktion einer PSM . . . . .	3
2.1.3 Normierte Größen . . . . .	6
2.1.4 Raumzeigerdefinition . . . . .	6
2.1.5 Modell einer PSM . . . . .	9
2.1.6 Elektrisches Ersatzschaltbild der PSM . . . . .	12
2.2 Betriebsarten einer PSM . . . . .	13
2.2.1 Netzbetrieb . . . . .	13
2.2.2 Spannungsgesteuerter Betrieb . . . . .	13
2.2.3 Betrieb als „Bürstenlose Gleichstrommaschine“ – BLDC . . . . .	14
2.2.4 Feldorientierte Regelung . . . . .	17
2.2.5 Sensorloser Betrieb mit EMK-Modell . . . . .	19
2.2.6 Sensorloser Betrieb mit INFORM . . . . .	22
2.3 Solarzellen . . . . .	25
2.3.1 Sonnenstrahlung und Ausrichtung . . . . .	26
2.3.2 Arten und Aufbau von Solarzellen . . . . .	28
2.3.3 Modell einer Solarzelle . . . . .	31
<b>3 Traktion und Fahrdynamik</b>	<b>36</b>
3.1 Zugkraftgleichung . . . . .	36
3.2 Fahrtwiderstände . . . . .	36
3.2.1 Laufwiderstand . . . . .	36
3.2.2 Steigungswiderstand . . . . .	37
3.2.3 Krümmungswiderstand . . . . .	37
3.2.4 Beschleunigungswiderstand . . . . .	39
3.2.5 Bremswiderstand . . . . .	40

3.3	Kräftebilanz . . . . .	40
3.3.1	Anfahren . . . . .	40
3.3.2	Fahren mit konstanter Geschwindigkeit . . . . .	41
<b>4</b>	<b>Draisine</b>	<b>42</b>
4.1	Mechanischer Aufbau . . . . .	42
4.2	Energieversorgung . . . . .	42
4.2.1	Energieverbrauch . . . . .	42
4.2.2	Verwendete Komponenten . . . . .	45
4.2.3	Versuchsaufbau . . . . .	48
4.3	Erstes Antriebskonzept . . . . .	55
4.3.1	Auslegung und Daten der PSM . . . . .	55
4.3.2	Aufbau des Umrichters . . . . .	60
4.3.3	Implementierung der Regelung . . . . .	64
4.3.4	Versuchsaufbau . . . . .	67
4.4	Zweites Antriebskonzept . . . . .	69
4.4.1	PSM . . . . .	69
4.4.2	Umrichter-Leistungsteil . . . . .	70
4.4.3	Stromversorgung und Steuerungsteil . . . . .	71
4.4.4	Schnittstellen DSP-Platine – Leistungsteil – Steuerungsteil . . . . .	71
4.4.5	Versuchsaufbau und Inbetriebnahme . . . . .	72
<b>5</b>	<b>Zusammenfassung</b>	<b>77</b>
<b>Anhang</b>		<b>79</b>
<b>A</b>	<b>Schaltungsunterlagen</b>	<b>80</b>
A.1	Stromlaufplan Draisine . . . . .	80
A.2	DSP-Platine . . . . .	81
A.2.1	Schaltung . . . . .	81
A.2.2	Layout . . . . .	86
A.3	Antriebskonzept 1 . . . . .	88
A.3.1	Schaltung Leistungsteil . . . . .	88
A.3.2	Layout Leistungsteil . . . . .	92
A.3.3	Schaltung Geberadapter . . . . .	94
A.3.4	Layout Geberadapter . . . . .	95
A.4	Antriebskonzept 2 . . . . .	97
A.4.1	Schaltung Leistungsteil . . . . .	97
A.4.2	Schaltung Steuerungsteil . . . . .	104

## *Inhaltsverzeichnis*

A.4.3	Layout Steuerungsteil . . . . .	107
<b>B</b>	<b>Programmlisting</b>	<b>111</b>
B.1	Hauptprogramm . . . . .	111
B.2	Kurzer Task . . . . .	112
B.3	Langer Task . . . . .	117
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>125</b>

# Nomenklatur

## Abkürzungen

Abb.	Abbildung
ASM	Asynchronmaschine
BLDC	Brushless DC – büstenlose Gleichstrommaschine
CAPCOM	Capture and Compare Unit eines DSP
DAC	Digital/Analog Converter (Digital-Analog-Wandler)
DC	Direct Current – Gleichstrom
DSP	Digitaler Signalprozessor
EMF	Electromagnetic Force – siehe EMK
EMK	Elektromotorische Kraft, historischer Ausdruck für die Leerlaufspannung einer Spannungsquelle bzw. Induktionsspannung einer elektrischen Maschine.
ESR	Equivalent Series Resistance (Ersatzserienwiderstand eines Kondensators)
Gl.	Gleichung
GSM	Gleichstrommaschine
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
INFORM	<u>I</u> ndirekte <u>F</u> lussmessung durch <u>o</u> nline <u>R</u> eaktanz <u>m</u> essung
KOS	Koordinatensystem
MOS-FET	Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor
MPP	Maximum Power Point (Punkt maximaler Leistung) einer Solarzelle
OPV	Operationsverstärker
PSM	Permanentmagneterregte Synchronmaschine (auch PMSM)
PWM	Pulsweitenmodulation – Pulse Width Modulation
Tab.	Tabelle
U/f	Spannung/Frequenz – fester Zusammenhang zwischen Spannung und Frequenz, meist in Bezug auf U/f-Steuerung einer ASM oder PSM

## Eisenbahntechnik

$\beta$	Massefaktor zur Berücksichtigung der rotatorischen Massen
$\rho_{\text{Luft}}$	Dichte von Luft (= 1,204 kg/m <sup>3</sup> bei 20 °C)
$c_w$	Luftwiderstandsbeiwert
$g$	Erdbeschleunigung (= 9,81 m/s <sup>2</sup> )
$N$	Antriebsleistung
$p$	Fahrzeugbeschleunigung
$Q$	Zuggewicht (allgemein)
$v$	Geschwindigkeit
$W$	Fahrtwiderstand allgemein
$w$	Spezifischer (auf das Fahrzeuggewicht bezogener) Fahrtwiderstand allgemein
$w_{\text{br}}$	Bremswiderstand
$w_{\text{b}}$	Krümmungswiderstand
$w_{\text{p}}$	Beschleunigungswiderstand (= Trägheitswiderstand)
$w_{\text{s}}$	Steigungswiderstand
$W_{\text{v}}$	Luftwiderstand
$Z$	Zugkraft

## Formelzeichen

$\alpha$	Ebener Winkel
$\gamma$	Drehwinkel
$\Omega$	Winkelgeschwindigkeit
$\omega$	Bezogene Winkelgeschwindigkeit
$\Psi$	Flußverkettung
$\psi$	Bezogene Flußverkettung
$\tau$	Bezogene Zeit
$\tau_{\text{m}}$	Massenträgheitsmoment
$\xi$	Allgemeiner Raumzeiger
$I$	Strom
$i$	Bezogener Strom
$K_{\text{P}}$	Proportionalverstärkung eines Reglers
$L$	Induktivität
$l$	Bezogene Induktivität

## Nomenklatur

$M$	Drehmoment
$m$	Bezogenes Drehmoment
$P$	Wirkleistung
$p$	Bezogene Wirkleistung
$R$	Ohm'scher Widerstand (Resistanz)
$r$	Bezogener Ohm'scher Widerstand
$t$	Zeit
$T_N$	Nachstellzeit eines Integralreglers
$U$	Spannung
$u$	Bezogene Spannung
$X$	Reaktanz
$x$	Bezogene Reaktanz

## Photovoltaik

$\delta$	Deklination (= jahreszeitliche Stellung der Erdachse)
$\lambda$	Längengrad
$\omega$	Stundenwinkel
$\Phi$	Strahlungsfluß in $\text{W}/\text{m}^2$
$\phi$	geographische Breite
$\Theta_Z$	Zenitwinkel (= Winkel der Sonnenstrahlung zur Senkrechten auf die Erdoberfläche)
$AM$	Airmass – Luftmasse
$E$	Solarkonstante (Jahresmittelwert der extraterrestrischen Strahlung)
$GZ$	Gesetzliche Zeit
$I_0$	Sättigungssperrstrom bzw. Sperrstrom einer Diode (auch als $I_S$ bezeichnet)
$I_D$	Durchlassstrom einer Diode
$I_{ph}$	Photostrom einer Solarzelle (im Ersatzschaltbild)
$k$	Boltzmannkonstante (= $1,3806504 \cdot 10^{23} \text{ J/K}$ )
$R_{ph}$	Photovoltaikwiderstand (fiktiver Serienwiderstand bei Solarzellen)
$R_P$	Parallelersatzwiderstand einer Solarzelle
$R_S$	Seriensatzwiderstand einer Solarzelle
$T$	Absolute Temperatur in Kelvin
$U_D$	Diodenspannung in Durchlassrichtung

## Nomenklatur

$U_T$	Temperaturspannung einer Diode
WOZ	Wahre Ortszeit
$Z_h$	Zeitgleichung (Abweichung zwischen wahrer Ortszeit und mittlerer Ortszeit)

### Subskripte

Bezug	Bezugswert einer Größe
d	Komponente des Raumzeigers in Richtung der d-Achse des Rotorkoordinatensystems
el	elektrisch
INFORM	durch das INFORM-Verfahren ermittelter Wert
ist	Istwert einer Regelgröße
K	Allgemeines Koordinatensystem K
L	Last
M	Permanentmagnet
m	mechanisch
N	Nennwert einer Größe
q	Komponente des Raumzeigers in Richtung der q-Achse des Rotorkoordinatensystems
R	Rotor
S	Stator
soll	Sollwert einer Regelgröße
u	Strang u
v	Strang v
w	Strang w

# 1 Motivation und Aufgabenstellung

In Zusammenarbeit mit der Firma sonnenland draisentour gmbh\* soll eine Draisine<sup>†</sup> mit einem elektromotorischen Hilfsantrieb gebaut werden. Die Versorgung des Antriebes mit elektrischer Energie soll dabei – auch im Bezug auf die Firmenbezeichnung „sonnenland“ – über Solarenergie erfolgen.

Allgemeine Vorgaben<sup>‡</sup> und Anforderungen an den Antrieb und die Stromversorgungseinheit:

- Die Betriebsspannung soll im Hinblick auf die Verwendung von Standardbauelementen (Akkumulatoren, Laderegler, Photovoltaikmodule) 24V betragen.
- Um eine möglichst kleine und leichte Antriebseinheit zu realisieren, soll die Draisine mit einer PSM ausgestattet werden.
- Damit ein hohes Maß an Betriebssicherheit des Fahrzeuges gewährleistet wird, werden zwei getrennte Antriebseinheiten mit gesonderten Umrichtern vorgesehen.
- Da der Antrieb aus rechtlichen Gründen als Hilfsantrieb (zum Hauptantrieb über Pedale durch Muskelkraft) gelten muss, ist eine Überwachung der Tretfrequenz erforderlich. Es muss für die Aktivierung des Antriebes mindestens ein Pedal (von fünf möglichen) im Eingriff sein.
- Die „Stärke der Unterstützung“ durch den Hilfsantrieb soll durch die Fahrgäste der Draisine einstellbar sein. Dafür ist ein geeignetes Bedienelement vorzusehen.
- Die Maximalgeschwindigkeit, die die Draisine mit Hilfe des Antriebes erreichen kann, wird mit  $10 \text{ m/s} = 36 \text{ km/h}$  festgelegt<sup>§</sup>.

---

\*Firma sonnenland draisentour gmbh, Geschäftsführer Günther Glöckl, 7301 Deutschkreutz, Carl Goldmark-Straße 4, <http://www.draisinentour.at/>.

<sup>†</sup>WIKIPEDIA – Die freie Enzyklopädie: „Als Draisine wird ein meist vierrädriges Bahndienstfahrzeug bezeichnet, das mit Hand- oder mit Motorantrieb, als Hilfsfahrzeug zur Inspektion von Eisenbahnstrecken sowie zum Transport von Arbeitern und Werkzeug verwendet wird. Neuerdings werden stillgelegte Bahnstrecken von Kommunen und/oder privaten Unternehmen gepachtet und mit hand- oder pedalgetriebenen Draisinen als Freizeitgerät bestückt und für touristische Zwecke genutzt.“, <http://de.wikipedia.org/wiki/Eisenbahn-Draisine>, 09.03.2009.

<sup>‡</sup>Diese wurden gemeinsam mit meinem Betreuer Prof. Schrödl sowie mit Herrn Glöckl von der sonnenland draisentour gmbh festgelegt.

<sup>§</sup>Anm.: Durch schnelleres Treten kann eine höhere Geschwindigkeit erreicht werden. Der Antrieb ist dann allerdings nicht mehr aktiv.

## 1 Motivation und Aufgabenstellung

- Die Ansteuerung der PSM soll sowohl mit als auch ohne Lagegeber mit INFORM bzw. EMK-Modell möglich sein.
- Die Strommessung soll einerseits durch einen kostengünstigen Shunt-Widerstand im Zwischenkreis des Umrichters und andererseits, zur Kontrolle der Messung mit dem Shunt, durch Hall-Stromwandler in den drei Strängen erfolgen.
- Damit der Umfang der Arbeit in Grenzen gehalten wird, sollen die am Institut für elektrische Antriebe und Maschinen entwickelte DSP-Platine\* und ein ebenfalls bereits vorhandener Leistungsteil† verwendet werden.

Der mechanische Aufbau der Draisine wird dabei durch die sonnenland draisinentour vorgenommen. Die Entwicklung und Fertigung von Teilen der Antriebseinheit samt Versorgung über Solarpaneele sind Teil dieser Diplomarbeit.

---

\*Siehe unter A.2.

†Siehe unter A.4.1.

# 2 Theoretische Grundlagen

## 2.1 Permanentmagneterregte Synchronmaschinen

### 2.1.1 Eigenschaften und Einsatzgebiete einer PSM

Die PSM ist aufgrund ihrer kleinen und kompakten Bauweise prädestiniert für die Anwendung in Elektrofahrzeugen. Auch aufgrund des im Vergleich zur Asynchronmaschine und zur Gleichstrommaschine sehr hohen Wirkungsgrades\* ist sie für diesen Anwendungsfall bestens geeignet, da die Versorgung solcher Fahrzeuge meist mit Akkumulatoren erfolgt und der Energieinhalt dieser begrenzt ist. Ein weiterer wichtiger Aspekt für die PSM ist das Fehlen eines Kommutators und die damit verbundenen besseren Eigenschaften im Stillstand hinsichtlich Überlastbarkeit und Anfahrmoment. Dadurch ist es möglich vom Stillstand weg eine höhere Beschleunigung zu erreichen, was im gegenständlichen Fall einer elektromotorisch betriebenen Draisine zu besseren Anfahrereigenschaften auch im Bereich von Steigungen führt.

### 2.1.2 Aufbau und Funktion einer PSM

Allgemein gibt es je nach Anwendungsfall Ausführungen von PSMs mit innenliegendem Polrad (Innenläufer, siehe Abb. 2.1) oder außenliegendem Polrad (Außenläufer). Innenläufermaschinen sind am Gehäuse fest montiert, der Rotor trägt die Permanentmagneten.

Anders ist die Situation bei Außenläufern: dort ist der Stator innen und das Gehäuse, das die Magneten enthält, rotiert. Ein typischer Anwendungsfall für einen Außenläufer sind die Radnabenmotoren. Diese sind als direkter Ersatz der Radnabe eingebaut und treiben direkt ohne Getriebe, Kette oder Riemen das Rad an (siehe Abb. 2.2).

Eine weitere Spezialausführung stellt der Scheibenläufermotor (bzw. Scheibenläufermaschine) dar. Bei diesem sind die Permanentmagnete auf einer Scheibe aufgebracht. Die Wicklungen des Stators sind dann auf beiden Seiten der „Magnetscheibe“ angeordnet (siehe Abb. 2.3) oder nur an einer, dann enthält der Rotor einen magnetischen Rückschluss auf der anderen Seite.

---

\*Vgl. [1, S. 219].

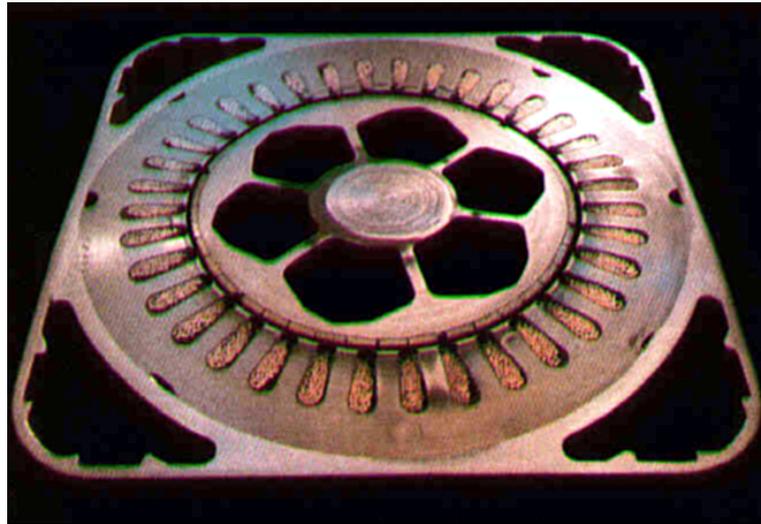


Abb. 2.1: Schnitt durch eine typische 6polige PSM mit am Rotor aufgeklebten Permanentmagneten (Gloor Engineering).



Abb. 2.2: Radnabenmotor offen, Statorn von Radnabenmotoren (Crystalyte).

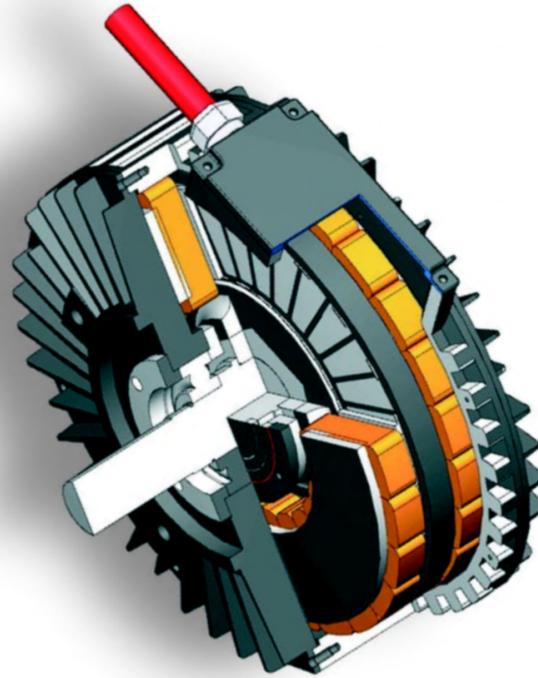


Abb. 2.3: Scheibenläufer-PSM (Heinzmann).

Aus fertigungstechnischen Gründen sind bei der PSM die Statornuten geschrägt\* ausgebildet um sogenannte Rastmomente zu minimieren. Der Stator ist geblecht ausgeführt und trägt eine meist dreisträngig ausgeführte Drehstromwicklung.

Der Rotor kann massiv ausgeführt werden, da die magnetischen Größen bezogen auf den Rotor bei stationärem Betrieb konstant sind. Am Umfang des Rotors (bzw. in der Stirnfläche des Rotors bei Scheibenläufern) sind die für die Maschine namensgebenden Permanentmagneten angeordnet (zumeist aufgeklebt bzw. zusätzlich bandagiert). Da die relative Permeabilität  $\mu_r$  der Permanentmagneten annähernd eins ist, verhalten sich diese wie ein größerer Luftspalt, was sich in einer verhältnismäßig kleinen Statorinduktivität äußert†.

Das Funktionsprinzip ist identisch mit dem einer permanentmagneterregten GSM, bei der Rotor mit Stator vertauscht wurden und der elektromechanische Kommutator durch einen Umrichter bzw. Wechselrichter ersetzt wurde. Der von den Permanentmagneten erzeugte magnetische Fluss ruft, verkettet mit dem Statorstrom‡, ein Drehmoment hervor. Dieses Drehmoment wird inneres Moment genannt und steht dem Lastmoment samt Überschuss-

---

\*Im Gegensatz zur Asynchronmaschine, wo meist der Rotor geschrägte Nuten besitzt.

†Vgl. [1].

‡Dieser entspricht lt. dem vorherigen Vergleich dem Ankerstrom der GSM.

moment zur Beschleunigung (bzw. Bremsmoment) gegenüber. Für die notwendige Erfassung des Rotorflusses ist, wegen seiner bezüglich des Rotors konstanten Größe und Lage, nur die Messung der Rotorposition erforderlich. Aufgrund der Lage des Rotors werden dann die einzelnen Stränge der Statorwicklung mittels elektronischen Schaltern\* nach bestimmten Mustern und Vorschriften an eine Spannungsquelle† geschaltet. Die Möglichkeiten wie dies erfolgen kann, sind genauer unter 2.2 beschrieben.

### 2.1.3 Normierte Größen

In den folgenden Abschnitten und Kapiteln werden die elektrischen und mechanischen Größen der PSM auf bestimmte Werte normiert, d.h. auf Bezugsgrößen bezogen. Die so erhaltenen normierten Größen sind dimensionslos und bewegen sich in einem definierten kleineren Zahlenraum als die nicht normierten Größen. Das hat zwar zum Nachteil, dass die Kontrolle der Plausibilität einer Ableitung oder Gleichung über die Dimensionen nicht mehr möglich ist, die Verarbeitung in einem DSP wird jedoch stark vereinfacht, da dadurch keine fehleranfällige Gleitkommaarithmetik verwendet werden muss und die wesentlich robustere Fixkommarechnung ausreichend ist.

Die Normierung der physikalischen Größen wird in Anlehnung an [1] vorgenommen und ist in Tab. 2.1 zusammengefasst.

### 2.1.4 Raumzeigerdefinition

Für die mathematische Beschreibung der transienten Vorgänge in Drehfeldmaschinen wird bevorzugt das *Raumzeigerkalkül*‡ verwendet. Unter Annahme einer örtlich sinusförmigen Verteilung der elektromagnetischen Größen entlang des Umfangs der Maschine bzw. Betrachtung der Grundwelle einer nicht sinusförmigen Verteilung können sogenannte Raumzeiger eingeführt werden, die dann in Richtung des Maximums der Welle in radiale Richtung zeigen (siehe Abbildung 2.4).

Die zeitlichen Verläufe sind von der Forderung nach einer örtlichen sinusförmigen Verteilung nicht betroffen. Diese können einen allgemeinen Verlauf haben und werden durch die zeitlichen Differentialgleichungen definiert.

---

\*In modernen Antrieben werden je nach Leistung MOS-FETs bzw. IGBTs oder ganze Gruppen davon (Module) als Schalter eingesetzt. Thyristoren kommen nur mehr bei sehr großen Leistungen zum Einsatz.

†In der Regel der Spannungszwischenkreis eines Umrichters.

‡Nach K. P. Kovács und I. Rácz.

Größe	Zeichen	bez. Größe	Bezugswert*	Berechnung
Drehwinkel (ebener Winkel)	$\gamma$	$\gamma$	$\gamma_{\text{Bezug}} = 1 \text{ rad}$	keine <sup>†</sup>
Winkelgeschwindigkeit elektrisch	$\Omega_{\text{el}}$	$\omega_{\text{el}}$	$\Omega_{\text{el,Bezug}} = 50 \cdot 2\pi \text{ s}^{-1}$	$\omega_{\text{el}} = \frac{\Omega_{\text{el}}}{\Omega_{\text{el,Bezug}}} = \omega_{\text{m}}$
Winkelgeschwindigkeit mechanisch	$\Omega_{\text{m}}$	$\omega_{\text{m}}$	$\Omega_{\text{m,Bezug}} = \frac{\Omega_{\text{el,Bezug}}}{p} = 25 \cdot \pi \text{ s}^{-1}$	$\omega_{\text{m}} = \frac{p \cdot \Omega_{\text{m}}}{\Omega_{\text{el,Bezug}}}$
Zeit	$t$	$\tau$	$t_{\text{Bezug}} = \frac{\gamma_{\text{Bezug}}}{\Omega_{\text{el,Bezug}}} = \frac{1}{\Omega_{\text{el,Bezug}}}$	$\tau = t \cdot \Omega_{\text{el,Bezug}}$
Spannungen	$U$	$u$	$U_{\text{Bezug}} = \hat{U}_{\text{N}} = 24 \text{ V}$	$u = \frac{U}{U_{\text{Bezug}}}$
Ströme	$I$	$i$	$I_{\text{Bezug}} = \hat{I}_{\text{N}} = 104,1 \text{ A}$	$i = \frac{I}{I_{\text{Bezug}}}$
Flussverkettung	$\Psi$	$\psi$	$\Psi_{\text{Bezug}} = U_{\text{Bezug}} \cdot t_{\text{Bezug}} = \frac{U_{\text{Bezug}}}{\Omega_{\text{el,Bezug}}} = 0,24 \cdot \pi \text{ Vs}$	$\psi = \frac{\Psi}{\Psi_{\text{Bezug}}}$
Widerstände	$R$	$r$	$R_{\text{Bezug}} = \frac{U_{\text{Bezug}}}{I_{\text{Bezug}}} = \frac{24}{104,1} \Omega$	$r = R \cdot \frac{I_{\text{Bezug}}}{U_{\text{Bezug}}}$
Reaktanzen	$X$	$x$	$X_{\text{Bezug}} = \frac{U_{\text{Bezug}}}{I_{\text{Bezug}}} = \frac{24}{104,1} \Omega$	$x = X \cdot \frac{I_{\text{Bezug}}}{U_{\text{Bezug}}}$
Induktivitäten	$L$	$l$	$L_{\text{Bezug}} = \frac{X_{\text{Bezug}}}{\Omega_{\text{el,Bezug}}} = \frac{\Psi_{\text{Bezug}}}{I_{\text{Bezug}}} = \frac{0,24 \cdot \pi}{104,1} \text{ H}$	$l = L \cdot \frac{I_{\text{Bezug}}}{\Psi_{\text{Bezug}}}$
Leistung	$P$	$p^{\ddagger}$	$P_{\text{Bezug}} = U_{\text{Bezug}} \cdot I_{\text{Bezug}} = 2498,4 \text{ W}$	$p = P \cdot \frac{1}{U_{\text{Bezug}} \cdot I_{\text{Bezug}}}$
Drehmoment	$M$	$m$	$M_{\text{Bezug}} = \frac{P_{\text{Bezug}}}{\Omega_{\text{m,Bezug}}} = \frac{99,936}{\pi} \text{ Nm}$	$m = M \cdot \frac{\Omega_{\text{m,Bezug}}}{P_{\text{Bezug}}}$

Tab. 2.1: Normierung der elektrischen und mechanischen Größen.

\*Bei der Wahl der Bezugswerte wird bereits auf die gemäß 4.3.1 eingesetzte PSM Rücksicht genommen und die Werte entsprechend gewählt.

<sup>†</sup>Keine Normierung erforderlich, da der ebene Winkel bereits in Radiant angegeben wird, also bereits dimensionslos ist und der Wertebereich durch die Wiederholung nach einer mechanischen Umdrehung eingeschränkt ist.

<sup>‡</sup>In der weiteren Verwendung des Symbols p für die bezogene Leistung ist eine Verwechslung mit der Polpaarzahl p ausgeschlossen, da bei der Leistung immer ein entsprechender Index angegeben wird (z.B. el für elektrisch).

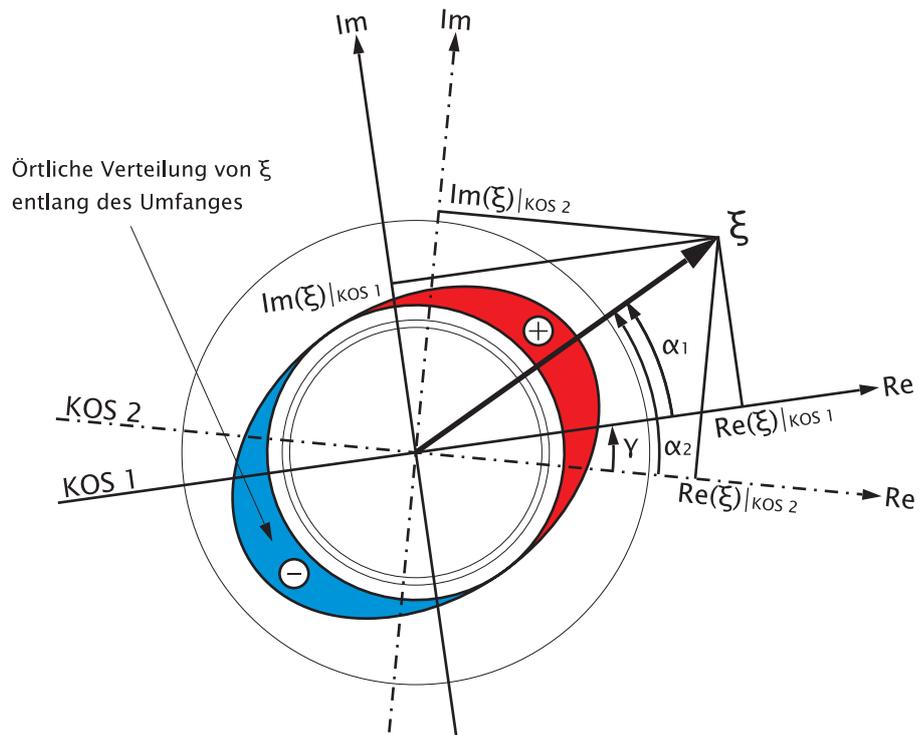


Abb. 2.4: Definition eines Raumzeigers für die örtlich sinusförmige Verteilung der allgemeinen Größe  $\xi$  in der komplexen Ebene bezüglich 2 Koordinatensystemen sowie zugehörige Projektionen des Raumzeigers auf die jeweiligen Koordinatenachsen. Die beiden Koordinatensysteme sind dabei um den Winkel  $\gamma$  zueinander verdreht.

Der Ansatz\* für den Raumzeiger im KOS 1

$$\xi(\alpha) = |\underline{\xi}| \cdot \cos(\alpha - \alpha_1) = \operatorname{Re} \left[ |\underline{\xi}| \cdot e^{j(\alpha - \alpha_1)} \right] \quad (2.1)$$

führt nach Einsetzen in ein System von Differentialgleichungen auf ein System von algebraischen Gleichungen mit komplexen Größen, welches viel einfacher zu lösen ist.

Die Überführung vom KOS 1 in KOS 2 laut Abb. 2.4 erfolgt durch Multiplikation des Raumzeigers mit dem Faktor  $e^{j\gamma}$ :

$$\underline{\xi}|_{\text{KOS 2}} = \underline{\xi}|_{\text{KOS 1}} \cdot e^{j\gamma} \quad (2.2)$$

### 2.1.5 Modell einer PSM

Für die mathematische Beschreibung der PSM wird die unter 2.1.4 beschriebene Raumzeigerdefinition verwendet.

#### Statorspannungsgleichung

Die *Statorspannungsgleichung* wird aus den Gleichungen für die drei Strangspannungen zusammengesetzt:

$$u_{S,u}(\tau) = i_{S,u} \cdot r_s + \frac{d\psi_{S,u}}{d\tau} \quad (2.3)$$

$$u_{S,v}(\tau) = i_{S,v} \cdot r_s + \frac{d\psi_{S,v}}{d\tau} \quad (2.4)$$

$$u_{S,w}(\tau) = i_{S,w} \cdot r_s + \frac{d\psi_{S,w}}{d\tau} \quad (2.5)$$

Die Normierung wurde dabei entsprechend Tabelle 2.1 vorausgesetzt. Die resultierende Statorspannungsgleichung erhält man dann durch lagerichtige<sup>†</sup> Addition der Gleichungen (2.3) bis (2.5)

$$\begin{aligned} & \frac{3}{2} \cdot \left[ u_{S,u}(\tau) + u_{S,v}(\tau) \cdot e^{j120^\circ} + u_{S,w}(\tau) \cdot e^{j240^\circ} \right] \\ &= \frac{3}{2} \cdot \left[ i_{S,u} + i_{S,v} \cdot e^{j120^\circ} + i_{S,w} \cdot e^{j240^\circ} \right] \cdot r_s \\ & \quad + \frac{3}{2} \cdot \frac{d}{d\tau} \left[ \psi_{S,u} + \psi_{S,v} \cdot e^{j120^\circ} + \psi_{S,w} \cdot e^{j240^\circ} \right] \quad (2.6) \end{aligned}$$

---

\*Vgl. [1]

<sup>†</sup>Lagerichtig bedeutet im Fall von drei um 120° verschobenen Wicklungssträngen jeweils die Multiplikation mit dem Faktor  $e^{j120^\circ}$ . Das „°“-Zeichen kann hier als Multiplikator mit  $\pi/180$  gesehen werden. Die Gleichungen werden dann durch Verwendung des Gradmaßes besser lesbar.

was letztendlich die Raumzeigerdefinition für Spannungs-, Strom- und Flussverkettungsraumzeiger ergibt:

$$\underline{u}_S(\tau) = \underline{i}_S \cdot r_S + \frac{d\underline{\psi}_S}{d\tau}. \quad (2.7)$$

Die Gleichungen (2.6) und (2.7) gelten dabei nur im statorfesten KOS mit der reellen Achse  $\alpha$  und der imaginären Achse  $\beta$ . Für eine Transformation in ein allgemeines KOS K gilt entsprechend (2.2):

$$\underline{u}_S(\tau)|_K = \underline{i}_S \cdot r_S + \frac{d\underline{\psi}_S}{d\tau} + j\omega_K \cdot \underline{\psi}_S \quad (2.8)$$

### Statorflussverkettungsgleichung

Die Statorflussverkettung setzt sich sowohl aus Anteilen durch die Statorwicklung selbst, als auch durch die Permanentmagneten im Rotor zusammen:

$$\underline{\psi}_S(\tau) = l_S \cdot \underline{i}_S + \underline{\psi}_M \quad (2.9)$$

Diese Gleichung ist unabhängig vom KOS, da keine zeitlichen Ableitungen und den dadurch bedingten Transformationstermen darin vorkommen.

### Rotorspannungsgleichung und Rotorflussverkettungsgleichung

Durch das Fehlen einer Wicklung im Rotor gibt es keine *Rotorspannungsgleichung*. Die Gleichung für die *Rotorflussverkettung* ist durch den konstanten Rotorfluss  $\psi_M$ , hervorgerufen durch die Permanentmagneten, zu einem konstanten Zeiger entartet, der sich mit  $\omega_m$  dreht:

$$\underline{\psi}_M(\tau) = |\underline{\psi}_M| \cdot e^{j\gamma_m(\tau)} \quad (2.10)$$

wobei sich die mechanische Winkelgeschwindigkeit aus der Zeitableitung des Drehwinkels ergibt:

$$\omega_m(\tau) = \frac{d\gamma_m}{d\tau} \quad (2.11)$$

### Drehmomentengleichung

Das von der Maschine entwickelte Drehmoment\*  $m_R$  resultiert prinzipiell aus dem Vektorprodukt aus Statorstrom und Statorflussverkettung. Im folgenden wird jedoch aus praktischen und rechentechnischen Gründen die komplexe Notation verwendet:

$$m_R(\tau) = -\text{Im} \left[ \underline{i}_S^* \cdot \underline{\psi}_S \right] \quad (2.12)$$

---

\*Normalerweise wird das Drehmoment auf den Rotor als drehender Teil bezogen – also mit Index R.

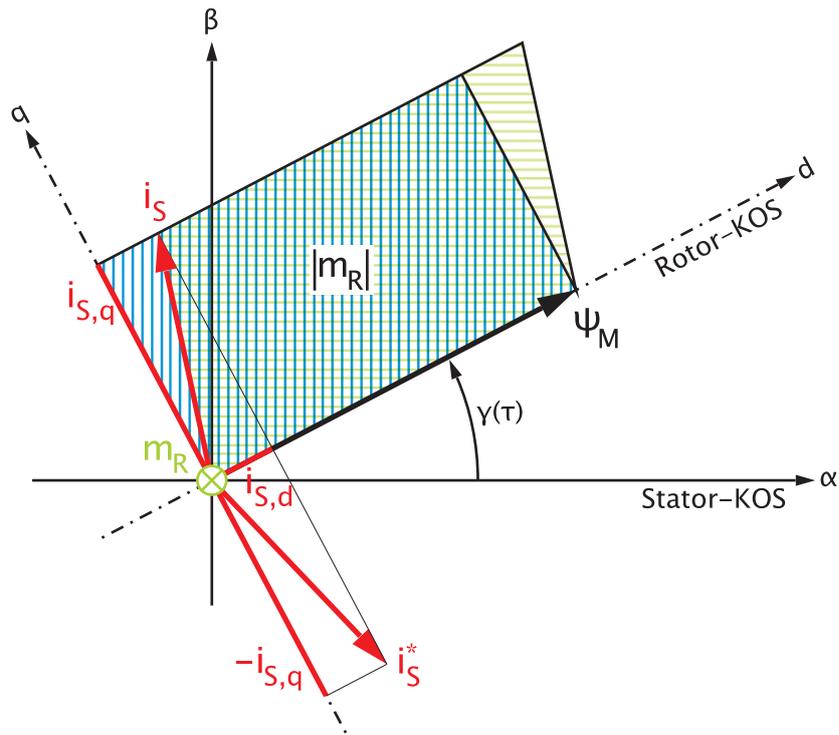


Abb. 2.5: Bildung des Drehmomentes in der PSM: Identische Flächen als Maß für den Betrag des Drehmomentes nach zwei unterschiedlichen Berechnungsarten [grün waagrecht schraffiert entsprechend Gleichung (2.12) und blau senkrecht schraffiert laut Gleichung (2.14)].

Nach Einsetzen der Statorflussverkettung gemäß (2.9)

$$m_R(\tau) = -l_S \cdot \underbrace{\text{Im} [i_S^* \cdot i_S]}_0 - \text{Im} [i_S^* \cdot \underline{\psi}_M] \quad (2.13)$$

erkennt man, dass der erste Term zu Null wird und die Drehmomentbildung rein über die Flussverkettung des Permanentmagneten angegeben werden kann. Weiters ergibt die komponentenweise Darstellung\* im Rotor-KOS in d- und q-Richtung eine noch schönere Form (siehe auch Abbildung 2.5):

$$m_R(\tau) = i_{S,q} \cdot \psi_{M,d} - \underbrace{i_{S,d} \cdot \psi_{M,q}}_0 = i_{S,q} \cdot |\underline{\psi}_M| \quad (2.14)$$

Daraus ist ersichtlich, dass nur die Komponente des Statorstromes in Richtung der q-Achse an der Momentenbildung beteiligt ist. Die Komponente in d-Richtung kann also durch die Stromregelung zu Null gemacht werden. Der einzige Fall, der Sinn ergeben würde, wäre ein Feldschwächbetrieb für höhere Drehzahlen als die Nenndrehzahl. Dieser ist aufgrund der

\*Durch Aufspaltung des Skalarproduktes in die Komponenten in d- und q-Richtung.

kleinen Statorinduktivität der PSM nur begrenzt anwendbar\*.

### Drehmomentbilanz

Zu jedem Zeitpunkt muss die Bilanz der Drehmomente im Antriebssystem ausgeglichen sein. Die Summe aus Last- und Antriebsmoment steht dann dem dynamischen Moment durch Beschleunigung bzw. Bremsung des Rotors als Massenträgheitsmoment gegenüber:

$$\tau_m \frac{d\omega_m}{d\tau} = m_R + m_L \quad (2.15)$$

### 2.1.6 Elektrisches Ersatzschaltbild der PSM

Äquivalent zu den Gleichungen unter 2.1.5 lässt sich das Ersatzschaltbild der PSM angeben. Wie aus Abbildung 2.6 ersichtlich, und auch schon unter 2.1.2 beschrieben, ist der Aufbau der PSM quasi identisch mit dem der GSM.

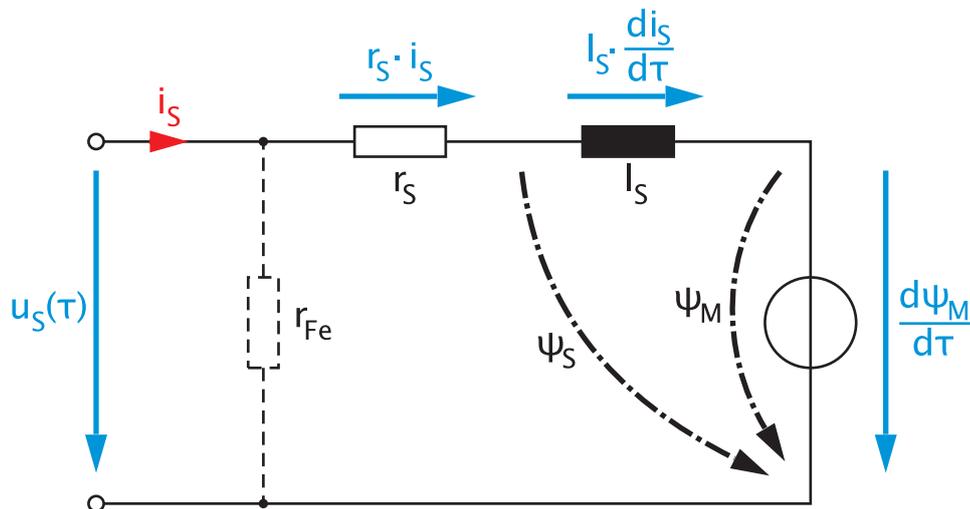


Abb. 2.6: Elektrisches Ersatzschaltbild einer PSM.

Der für alle Drehfeldmaschinen typische Ersatzwiderstand für die Ummagnetisierungsverluste im Eisen wurde bei den Betrachtungen unter 2.1.5 nicht berücksichtigt und wurde in Abbildung 2.6 vollständigshalber eingezeichnet.

\*Vgl. Abschnitt 2.1.2.

## 2.2 Betriebsarten einer PSM

### 2.2.1 Netzbetrieb

Der Betrieb der PSM direkt an einem Drehstromnetz ist ohne Bedeutung, da die Maschine ohne Dämpferwicklung\* nicht vom Stillstand aus hochfahren kann und es kaum PSMs mit eingebauter Dämpferwicklung gibt. Diese Betriebsart ist für eine PSM nicht geeignet und wird deshalb auch nicht näher beleuchtet.

### 2.2.2 Spannungsgesteuerter Betrieb

Diese Betriebsart setzt bereits eine Spannungsquelle voraus, die sowohl hinsichtlich Spannung als auch in der Frequenz variabel ist. Man benötigt also für den spannungsgesteuerten Betrieb<sup>†</sup> einen klassischen Frequenzumrichter mit einstellbarer  $U/f$ -Kennlinie.

#### Funktion

Es besteht bei der PSM über einen weiten Bereich ein linearer Zusammenhang zwischen EMK und Drehzahl bzw. Frequenz. Diese Linearität äußert sich im Leerlauf<sup>‡</sup> und weitgehend auch unter Belastung zwischen Statorspannung und Frequenz. Um die Statorspannung bzw. Ausgangsspannung des Umrichters an die Belastungsverhältnisse anzupassen, kann die  $U/f$ -Kennlinie vor allem im unteren Drehzahlbereich angehoben werden. Diese Maßnahme stellt allerdings noch keinen geschlossenen Regelkreis dar, sondern ist immer noch eine reine Steuerung. Zur Einstellung der Ausgangsspannung wird im Umrichter eine PWM eingesetzt, die in Abhängigkeit der vorgegebenen Kennlinie die Pulsweite variiert.

#### Vorteile

- einfache und kostengünstige Realisierung des Umrichters ohne Regelung

#### Nachteile

- geringe Dynamik des Antriebes ohne Strom- und Drehzahlregelung

---

\*Bei einer sogenannten Dämpferwicklung handelt es sich um eine meist als Käfig ausgeführte Rotorwicklung, die einer Synchronmaschine einen asynchronen Hochlauf ermöglicht und Pendelmomente minimiert.

<sup>†</sup>Der spannungsgesteuerte Betrieb wird auch oft als Betrieb mit  $U/f$ -Kennlinie bzw. frequenzgesteuerter Betrieb bezeichnet.

<sup>‡</sup>Leerlauf bedeutet zwar, dass kein Lastmoment vorliegt, der Statorstrom kann jedoch nicht zu null werden, da z.B. Reibungsverluste abgedeckt werden müssen.

- teilweise instabiles Verhalten
- Auftreten von Pendelmomenten bei Lastsprüngen
- Gefahr des Kippens bei zu hohem Lastmoment

### Anwendung

Eigentliche Anwendung von Umrichtern mit U/f-Kennlinie sind billige Antriebe mit Asynchronmaschinen z.B. für Pumpen, bei denen keine hohe Dynamik und auch keine Drehzahlgenauigkeit gefordert ist. Als einziger Vorteil einer PSM gegenüber einer ASM wäre hier der synchrone Zusammenhang zwischen Umrichterfrequenz und Motordrehzahl zu nennen. Der gesteuerte Betrieb einer PSM ohne Dämpferwicklung ist somit für den gegenständlichen Anwendungsfall ungeeignet.

### 2.2.3 Betrieb als „Bürstenlose Gleichstrommaschine“ – BLDC

Als *BLDC – Brushless DC* wird die Ansteuerung einer PSM mit *Blockkommutierung* bezeichnet, d. h. die Ansteuerung der Ventile\* erfolgt in Blöcken (siehe Abbildung 2.7).

### Funktion

Ein weit verbreitetes Konzept ist die Einprägung des Zwischenkreisstromes über einen Buck-Konverter und einem unterlegten Stromregelkreis, der den Stromsollwert von der äußeren Drehzahlregelschleife erhält (siehe Abb. 2.8). Dieses Zweischleifenkonzept ist schon für die konventionelle GSM zur Anwendung gekommen<sup>†</sup> und hat sich seither für alle Arten von Antrieben als sehr gut adaptierbar erwiesen. Diese Regelstruktur bietet eine relativ gute Dynamik und hat gegenüber einer Zustandsregelung den Vorteil, dass Stromregler und Drehzahlregler getrennt voneinander in Betrieb genommen werden können und von der Struktur her getrennt behandelt werden können<sup>‡</sup>. Durch die Begrenzung der Stellgröße  $u$  und der Stromvorgabe  $I_{\text{soll}}$  sind sowohl beim Stromregler als auch beim Drehzahlregler entsprechende Vorkehrungen zum Anti-Windup<sup>§</sup> zu treffen. Diese wurden in Abb. 2.8 aus Gründen der Übersichtlichkeit nur schematisch eingezeichnet.

---

\*Als Ventil wird in der Leistungselektronik ein steuerbares Schaltelement bezeichnet. Die Technologie des Schaltelements ist dadurch nicht festgelegt.

<sup>†</sup>Vgl. [3, Kap. 5.2 - 5.4].

<sup>‡</sup>Vgl. [2, S. 60].

<sup>§</sup>Unter Anti-Windup bzw. Anti-Reset-Windup [4, S. 218ff] versteht man eine Maßnahme, die ein übermäßiges „Aufintegrieren“ des I-Reglers, und die damit verbundene Schwingungsneigung bei Regelungen mit Stellgrößenbegrenzungen, verhindert.

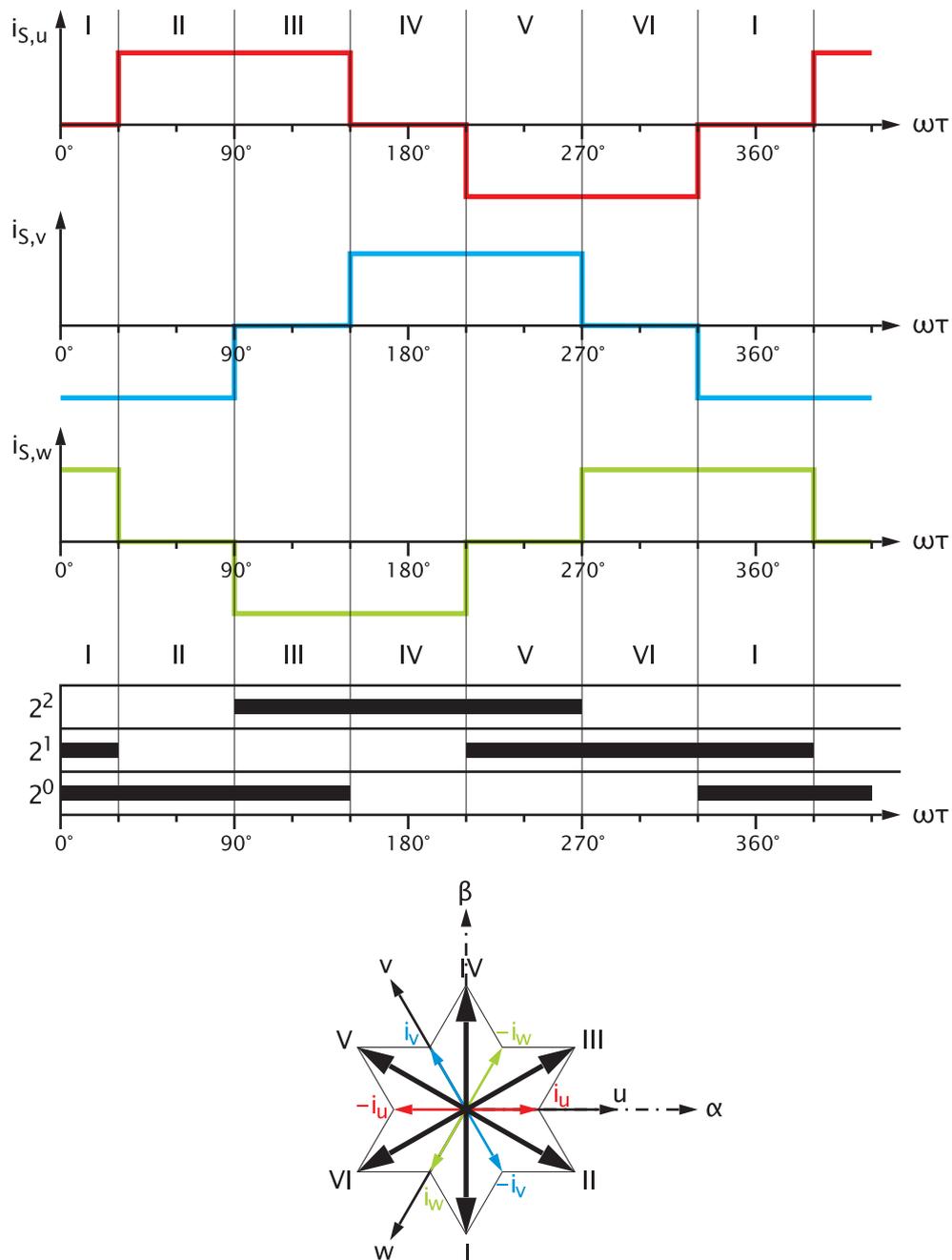


Abb. 2.7: Idealisierte Verläufe der Strangströme bei Blockkommutierung mit Bezeichnung der eingestellten Stromraumzeiger I bis IV. Im mittleren Teil sind die Signale der drei Hallsensoren abgebildet. Diese sind üblicherweise Gray-codiert, damit es zu keinen Fehlzuständen kommen kann. Die möglichen sechs Stromraumzeiger und deren geometrische Addition aus den Strangströmen sind im Bild unten dargestellt.

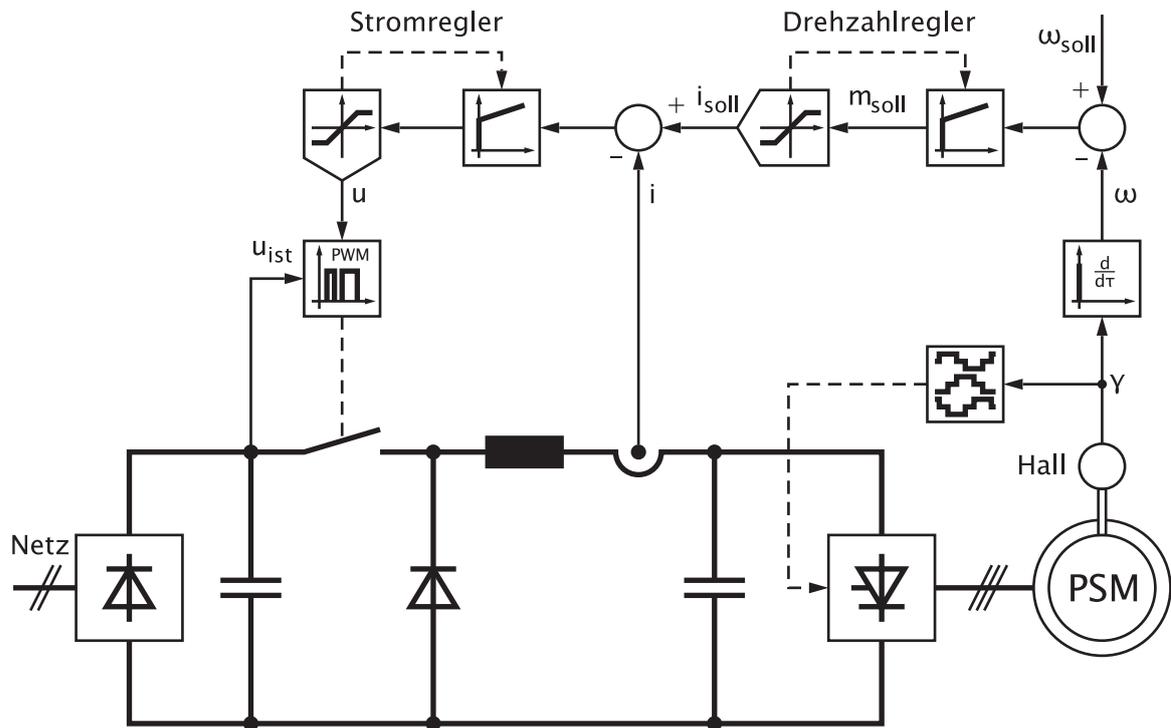


Abb. 2.8: Blockbild mit Regelkonzept eines BLDC-Antriebes.

### Vorteile

- vielfach bewährter und übersichtlicher Aufbau der Regelung
- geringe Anforderungen an die Leistungselektronik – nur eine PWM für den Zwischenkreis mit einer Strommessung erforderlich
- Die Regelung kann für kleine Antriebe mit bekanntem Lastmoment (z.B. Lüfter) auch gegen eine Steuerung mit fixer Kennlinie ersetzt werden.

### Nachteile

- drei am Umfang des Stators verteilte Hallsensoren erforderlich, die fehleranfällig sind
- geringere Dynamik durch Glättungsdrossel des Buck-Konverters
- Durch diskretes Weiterschalten des Stromraumzeigers hat Momentenverlauf einen „Rippel“.\*

\*Vgl. [1, S. 240ff]

## Anwendung

Als Hauptanwendung sind sicherlich Lüfterantriebe zu nennen, die millionenfach zur Be- und Entlüftung in Computern, Schaltschränken und Elektrogeräten eingesetzt werden. Dort ist die Ansteuerelektronik zumeist direkt in der Maschine integriert. Eine weitere Anwendung sind Antriebsmotoren für Disketten-, CD-, DVD- und Festplattenlaufwerke. Hier ist es durchaus üblich mehr als dreisträngige Motoren zu verwenden. Aber auch für kleinere leistungsfähige Antriebe im Modellbau und für Elektrofahrräder und -roller einfacher Art kommt diese Technik zum Einsatz.

### 2.2.4 Feldorientierte Regelung

Die *Feldorientierte Regelung* ist die Standardansteuerungsart einer PSM im mittleren bis oberen Leistungsbereich. Im Unterschied zur unter 2.2.3 beschriebenen Blockkommutierung bei der BLDC wird hier für jeden Strang eine eigene PWM eingesetzt, was einen mehr oder weniger kontinuierlich\* agierenden Lagegeber notwendig macht. Das Regelungskonzept ist ähnlich dem in Abb. 2.8 beschriebenen, nur dass durch die Feldorientierung die Komponenten des Statorstromes in d- und q-Richtung getrennt voneinander geregelt werden können.

## Funktion

Neben dem in [2, S. 61ff] gezeigtem Konzept mit Hardwarestromregler für jeden Strang ist die Realisierung der Stromregelung mit DSP nach [2, S. 75ff] eine weitere Möglichkeit für die Realisierung einer Feldorientierten Regelung (Abb. 2.9). Der Grundgedanke davon ist eine Orientierung des Sollstromraumzeigers  $i_{S,\text{soll}}$  am Raumzeiger der Rotorflussverkettung  $\underline{\Psi}_M$ . Das Konzept des zweischleifigen Regelkreises mit Drehzahl- und unterlegtem Stromregelkreis aus 2.2.3 wurde dabei grundsätzlich beibehalten. Entsprechende Begrenzungen und Anti-Windup-Maßnahmen sowohl für Drehzahl- als auch für Stromregler sind ebenfalls erforderlich. Die äußere Schleife generiert aus Soll- und Istdrehzahl<sup>†</sup> den Sollwert für die q-Komponente des Statorstromes  $i_{Sq,\text{soll}}$ . Für die d-Komponente  $i_{Sd,\text{soll}}$  wird, ausgenommen bei Feldschwächung, ein Sollwert von Null vorgegeben.

---

\*Beim Einsatz von einfachen Hallgebern sind Zustandsbeobachter mit Hilfsintegratoren erforderlich um aus den diskreten Schaltpunkten der Hallgeber eine quasikontinuierliche Lageinformation zu generieren.

†Eine Unterscheidung sowie Umrechnung zwischen mechanischer und elektrischer Drehzahl bzw. mechanischem und elektrischem Winkel muss bei der Verwendung von bezogenen Größen, wie in Abb. 2.9 nicht berücksichtigt werden. Es unterscheiden sich lediglich die absoluten Größen und die entsprechenden Bezugswerte zur Normierung (siehe unter Tab. 2.1).

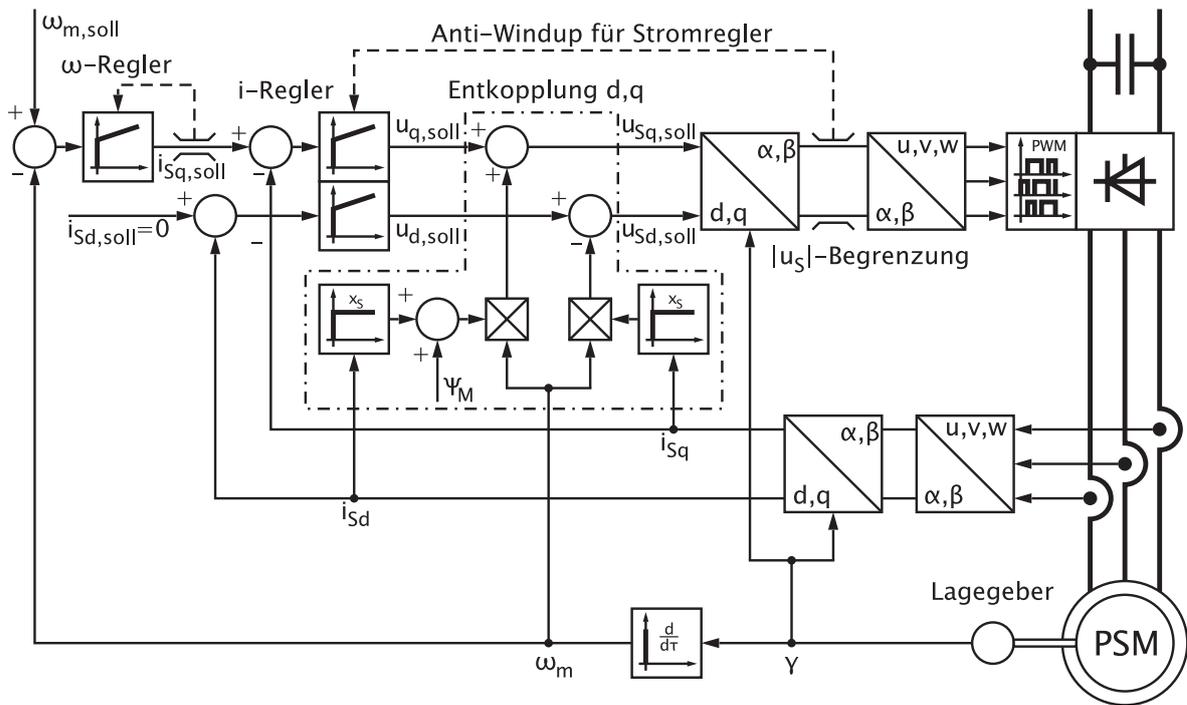


Abb. 2.9: Blockbild mit Regelungskonzept eines PSM-Antriebes mit Feldorientierter Regelung.

Zur Entkopplung, der gemäß dem dynamischen Modell der PSM (nach [1, S. 231]) vorhandenen Verkopplung zwischen  $i_{Sd}$  und  $u_{Sq}$  sowie zwischen  $i_{Sq}$  und  $u_{Sd}$ , ist ein Entkopplungsnetzwerk mit umgekehrter Aufschaltung der Statorstromkomponenten auf die Stellgrößen vorgesehen. Aufgrund der kleinen Statorinduktivität (siehe auch unter 4.3.1) fällt diese Verkopplung aber nur sehr schwach aus und es kann auf ein solches Netzwerk verzichtet werden.

Zur Generierung der Stromkomponenten im Rotor-KOS für die Regelung ist zuerst eine Transformation der Komponenten im Stator-KOS aus den Stranggrößen und danach eine weitere Koordinatentransformation vom Stator-KOS ins Rotor-KOS erforderlich. Ebenso nur in umgekehrter Richtung sind für die Stellgrößen von  $u_{Sd}$  und  $u_{Sq}$  zwei Transformationen nötig. Aus den Stranggrößen  $u_{S,u}$ ,  $u_{S,v}$  und  $u_{S,w}$  werden dann, meist durch Vergleich der Strangspannungen mit einer höherfrequenten Dreieckspannung, drei PWM-Muster generiert, die zur Ansteuerung der Ventile verwendet werden. Diese Operation wird zumeist durch eine Hardware-PWM-Einheit\* des DSP durchgeführt.

### Vorteile

- gute Dynamik durch Feldorientierung

\*Auch als CAPCOM – Capture and Compare Unit bezeichnet.

- annähernd sinusförmige Stromverläufe durch PWM-Ansteuerung
- gut beherrschbare Regelung durch bewährten Zweischleifenregelkreis
- Es werden geringe Anforderungen an die Hardware gestellt, da die komplette Regelung softwaremäßig implementiert werden kann.

### Nachteile

- bessere Dynamik wäre durch Hardware-Stromregler erreichbar
- größerer Programmieraufwand durch Software-Regelung
- relativ teurer Lagegeber erforderlich

### Anwendung

Wie oben erwähnt ist dieses Konzept für vielfältige Anwendungen geeignet. Im Speziellen für Antriebe mit hoher Dynamik und Zuverlässigkeit und trotzdem günstiger Hardware. Dabei ist es unabhängig, ob die Antriebe, wie im gezeigten Beispiel in Abb. 2.9 drehzahl geregelt, lagegeregelt oder drehmomentgeregelt sind, bzw. eine Kombination daraus besteht. Beispiele für drehmomentgeregelt Antriebe sind alle Arten von Fahrzeugen im Traktionsbetrieb sowie Aufzüge und Krane. Drehzahlregelung wird bei Ventilatoren und Pumpen, Lageregelung bei Antrieben von Roboterarmen, Fräsmaschinen etc. verwendet.

### 2.2.5 Sensorloser Betrieb mit EMK-Modell

Um eine PSM mit feldorientierter Regelung nach 2.2.4 auch ohne mechanischen Lagegeber betreiben zu können, muss die Position des Rotors auf andere Art messtechnisch erfasst werden. Die erste Klasse von Verfahren dazu ermittelt die Rotorposition aus der von der Maschine induzierten EMK\*. Nachdem die Maschine bei Stillstand bzw. bei kleinen Drehzahlen keine bzw. nur eine sehr kleine EMK generiert, ist leicht nachvollziehbar, dass dieses Verfahren erst ab einer gewissen Mindestdrehzahl einsetzbar ist.

### Funktion

Ausgegangen wird bei diesem Verfahren von der Statorspannungsgleichung nach Gl. (2.7). Nach Einsetzen der Statorflussverkettung nach Gl. (2.9) sowie Berücksichtigung, dass der

---

\*Vgl. [6, S. 45ff].

Rotorfluss nach Gl. (2.10) konstant ist, ergibt sich:

$$\underline{u}_S(\tau) = \underline{i}_S(\tau) \cdot r_S + \frac{d}{d\tau} \left[ l_S \cdot \underline{i}_S(\tau) + |\underline{\psi}_M| \cdot e^{j\gamma_m(\tau)} \right] \quad (2.16)$$

Nach Integration von Gl. (2.16) lässt sich der Rotorflussraumzeiger folgendermaßen angeben:

$$\underline{\psi}_M(\tau) = \int_T [u_S(\tau) - \underline{i}_S(\tau) \cdot r_S] - l_S \cdot \underline{i}_S(\tau) \cdot d\tau \quad (2.17)$$

Um nun zum Rotorwinkel  $\gamma_m$  zu kommen, der ja das Argument des Rotorflussraumzeigers darstellt, kann Gl. (2.17) in Real- und Imaginärteil im statorfesten KOS – also in seine  $\alpha$ - und  $\beta$ -Komponenten aufgespaltet werden.

$$\psi_{M,\alpha}(\tau) = \int_T [u_{S,\alpha}(\tau) - i_{S,\alpha}(\tau) \cdot r_S] - l_S \cdot i_{S,\alpha}(\tau) \cdot d\tau \quad (2.18)$$

$$\psi_{M,\beta}(\tau) = \int_T [u_{S,\beta}(\tau) - i_{S,\beta}(\tau) \cdot r_S] - l_S \cdot i_{S,\beta}(\tau) \cdot d\tau \quad (2.19)$$

Nun lässt sich der Rotorwinkel einfach als Argument des Rotorflussraumzeigers angeben:

$$\gamma_m(\tau) = \arg \left[ \underline{\psi}_M(\tau) \right] = \arctan \left[ \frac{\psi_{M,\beta}(\tau)}{\psi_{M,\alpha}(\tau)} \right] \quad (2.20)$$

Ein Problem dieser Berechnung ist die Integration in offener Schleife, die durch auftretende Fehler bei der Messung der Ströme zu einem mehr oder weniger langsamen „Davondriften“ des Ergebnisses führt\*. Als Stabilisierung wird in [11, S. 1281] sowie gleichermaßen in [6, S. 46] eine Rückkopplung mit einem P-Glied vorgeschlagen, wobei die Gesamtanordnung des geschlossenen Regelkreises dann ein PT1-System ergibt, das nur in ausreichendem Abstand oberhalb der Grenzfrequenz integrierendes Verhalten aufweist. Die günstige Wahl des P-Rückkopplungsfaktors ist also für die Funktion dieser Rotorlageerfassung von entscheidender Wichtigkeit. Mathematisch gesehen bedeutet diese Rückkopplung ein Abziehen des mit einem Proportionalitätsfaktor  $K$  versehenen Schätzwertes der Rotorflussverkettung vom Argument des Integrals:

$$\underline{\psi}_M(\tau) = \int_T \left[ u_S(\tau) - \underline{i}_S(\tau) \cdot r_S - K \cdot \underline{\psi}_M(\tau) \right] - l_S \cdot \underline{i}_S(\tau) \cdot d\tau \quad (2.21)$$

Die Aufspaltung in Real- und Imaginärteil und anschließender Berechnung des Rotorwinkels

---

\*Hauptsächlich tragen Offset-Fehler zum Driften des Integrators bei.

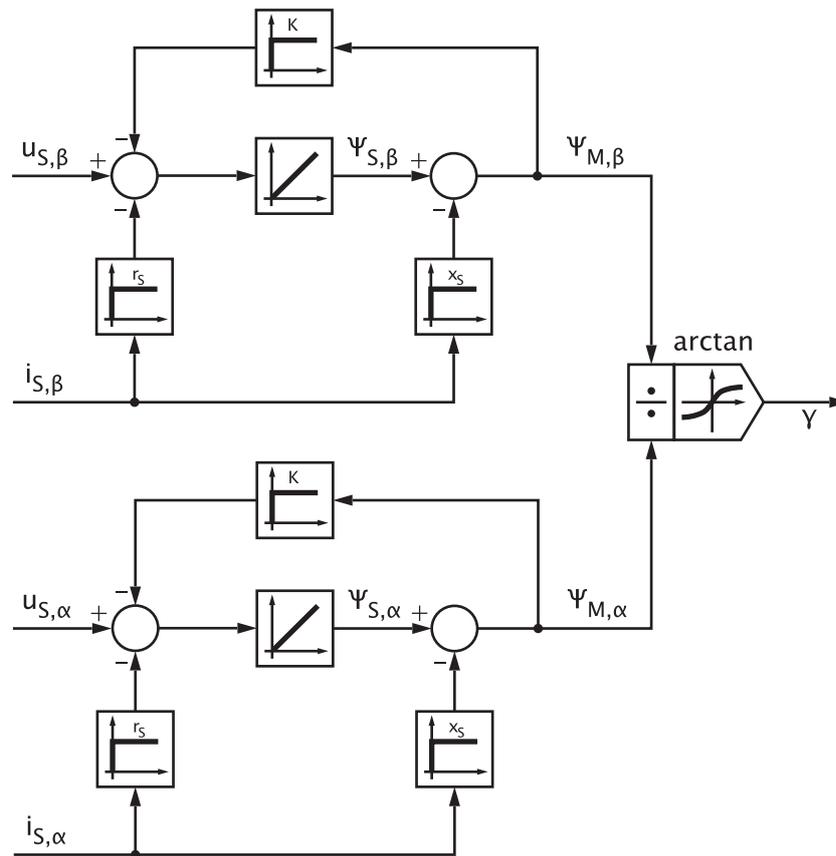


Abb. 2.10: Regelschema zur Generierung des Rotorwinkels  $\gamma_m$  aus den  $\alpha, \beta$ -Komponenten des Strom- und Spannungsraumzeigers.

erfolgt analog zum offenen Integrator. Die gesamte Anordnung der Lageinformationsgewinnung mit Rückkopplung ist in Abb. 2.10 übersichtlich dargestellt. Der Rest des Regelschemas ist identisch mit dem unter Abb. 2.9 vorgestellten Konzeptes mit dem Unterschied, dass der Lagegeber durch das EMK-Modell in Abb. 2.10 ersetzt wird.

### Vorteile

- wie unter 2.2.4 genannte Vorteile
- kein mechanischer Lagegeber erforderlich

### Nachteile

- gemäß [9, S. 109] erst ab 10...20% der Nenndrehzahl einsetzbar
- aufwendigere Regelung als mit mechanischem Lagegeber

## Anwendungen

Das EMK-Modell kommt als alleinige sensorlose Lageerfassung bei Antrieben zum Einsatz, die nicht im unteren Drehzahlbereich betrieben werden. So zum Beispiel bei sensorlosen BLDC-Antrieben für Lüfter, die ohne Hallgeber ausgeführt sind. Als sensorloses Ansteuerungskonzept für PSMs, die auch im unteren Drehzahlbereich eine gute Dynamik brauchen, kommt es hauptsächlich in Kombination mit anderen Konzepten zum Einsatz, die bereits ab Stillstand der Maschine funktionieren.

### 2.2.6 Sensorloser Betrieb mit INFORM

Das unter [7], [8] und [9] vorgestellte INFORM-Verfahren gehört zur Klasse der Verfahren, die die Lageinformation des Rotors aus mechanischen bzw. magnetischen Unregelmäßigkeiten entlang des Umfangs der Maschine ermitteln. Die von der Maschine induzierte Spannung hat darauf keinen Einfluss. Das System ist deshalb für den gesamten Drehzahlbereich inklusive Stillstand einsetzbar.

#### Funktion

Durch Anlegen von bestimmten Spannungsraumzeigern  $\underline{u}_S$  und anschließender Messung des Stromanstieges  $\frac{di_S}{d\tau}$ , kann auf die jeweilige Änderungsrate der Flussverkettung bzw. die Induktivität geschlossen werden. Zur Funktion des Verfahrens wird dabei eine Abhängigkeit der sogenannten INFORM-Reaktanz  $l_{\text{INFORM}}$  vom Rotorwinkel  $\gamma_m$  vorausgesetzt. Diese Reaktanzgröße wird dadurch zu einer komplexen Größe bzw. zu einem Raumzeiger. Ausgegangen wird dabei vom Induktionsgesetz\* und der allgemeinen Definition der Induktivität bzw. Reaktanz†  $l = \frac{d\psi}{di}$ :

$$\underline{u}_S = \frac{d\psi}{d\tau} = \frac{d\psi}{di_S} \cdot \frac{di_S}{d\tau} = l_{\text{INFORM}} \cdot \frac{di_S}{d\tau} \quad (2.22)$$

Daraus lässt sich die INFORM-Induktivität bzw. aus rechentechischen Gründen der Kehrwert‡ davon wie folgt ermitteln

$$\underline{y}_{\text{INFORM}} = \frac{1}{l_{\text{INFORM}}} = \frac{di_S/d\tau}{\underline{u}_S} \quad (2.23)$$

---

\*Das Induktionsgesetz wird hier in differentieller Form mit Raumzeigern angegeben.

†Bei der Verwendung von bezogenen Größen (siehe Tab. 2.1) wird zwischen Reaktanz und Induktivität nicht unterschieden, da sie zahlenwertmäßig gleich sind. Sie unterscheiden sich nur im Bezugswert.

‡Man erspart sich bei der Auswertung mit einem DSP eine Division, die viel Zeit kostet.

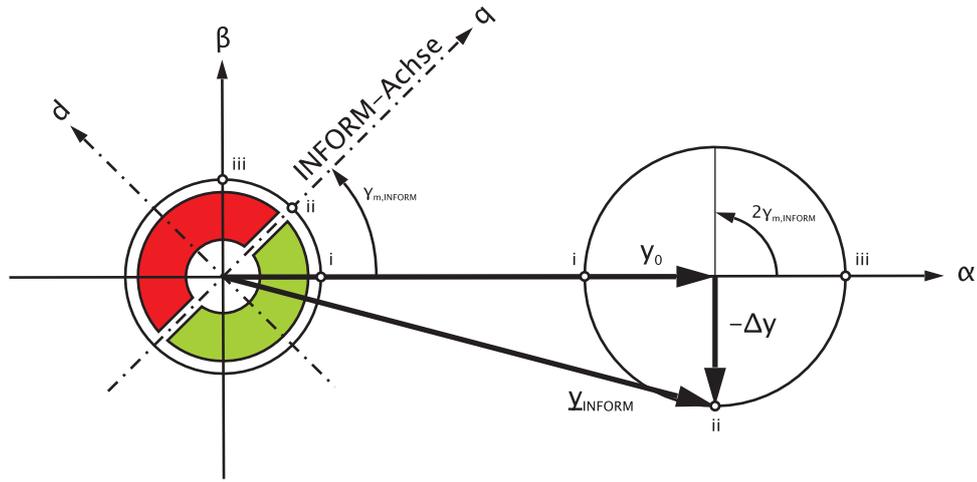


Abb. 2.11: Darstellung der INFORM-Ortskurve für  $\underline{y}_{\text{INFORM}}$  anhand eines zweipoligen Rotors bzw. für  $360^\circ$  elektrischen Rotorwinkel.

Aufgrund des  $180^\circ$ -symmetrischen mechanischen Aufbaus der PSM ist auch die INFORM-Induktivität eine  $180^\circ$ -periodische Funktion\*:

$$L_{\text{INFORM}} = L_{\text{INFORM}}(2\gamma_m - 2\gamma_U) \quad (2.24)$$

Der Winkel  $\gamma_U$  stellt dabei das Argument des eingestellten Spannungsraumzeiger dar:

$$\arg(\underline{u}_S) = \gamma_U = k \cdot \pi/3, \text{ mit } k = 0 \dots 5 \quad (2.25)$$

Es kann gezeigt werden<sup>†</sup>, dass sich der Verlauf der komplexen INFORM-Admittanz durch die Funktion

$$\underline{y}_{\text{INFORM}} = y_0 - \Delta y \cdot e^{j(2\gamma_{m,\text{INFORM}} - 2\gamma_U)} \quad (2.26)$$

beschreiben lässt, wobei der Winkel  $\gamma_{m,\text{INFORM}}$  dem Winkel der INFORM-Achse entspricht (siehe Abb. 2.11). Die INFORM-Achse ist dabei als Richtung maximaler magnetischer Leitfähigkeit definiert, die je nach Aufbau der PSM die d- oder die q-Achse darstellt.

Bei einer dreisträngigen PSM können zur Messung sechs verschiedene Spannungsraumzeiger eingestellt werden, wobei nur drei davon unterschiedliche Richtungen haben. Die anderen drei sind nur antiparallel und liefern keine zusätzliche Information. Mit den so erhaltenen maximal drei Messwerten für den Stromanstieg und den bekannten Daten der eingestellten Spannungsraumzeiger kann unter Anwendung der Gleichungen (2.23) und (2.26) ein

\*Vgl. [9, S. 107].

†Vgl. [7].

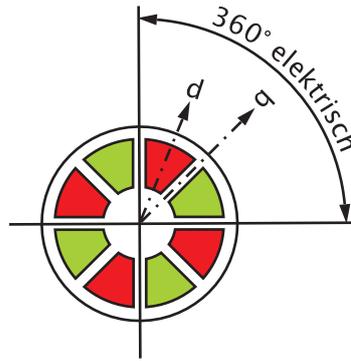


Abb. 2.12: Darstellung eines achtpoligen Scheibenläufer-Rotors ( $p_P = 4$ ) mit d- und q-Achse eines elektrischen  $360^\circ$ -Bereiches.

Gleichungssystem mit maximal drei unabhängigen Gleichungen\* aufgestellt werden:

$$\Delta i_{Su,1} = \Delta \tau \cdot |\underline{u}_S| \cdot [y_0 - \Delta y \cdot \cos(2\gamma_{m,INFORM})] \quad (2.27)$$

$$\Delta i_{Sv,2} = \Delta \tau \cdot |\underline{u}_S| \cdot [y_0 - \Delta y \cdot \cos(2\gamma_{m,INFORM} - 4\pi/3)] \quad (2.28)$$

$$\Delta i_{Sw,3} = \Delta \tau \cdot |\underline{u}_S| \cdot [y_0 - \Delta y \cdot \cos(2\gamma_{m,INFORM} - 2\pi/3)] \quad (2.29)$$

Durch Wahl einer geeigneten Linearkombination der Gleichungen (2.27), (2.28) und (2.29) lt. [9] kann der Parameter  $y_0$  eliminiert werden:

$$\begin{aligned} \underline{c}_{INFORM} &= \Delta i_{Su,1} + \Delta i_{Sv,1} \cdot e^{j4\pi/3} + \Delta i_{Sw,1} \cdot e^{j2\pi/3} = \\ &= -\frac{3}{2} \Delta \tau \cdot |\underline{u}_S| \cdot \Delta y \cdot e^{j2\gamma_{m,INFORM}} \end{aligned} \quad (2.30)$$

Das Argument von Gl. (2.30) entspricht dann genau dem doppelten Winkel der INFORM-Achse. Die daraus resultierende Zweideutigkeit der Lageinformation um  $180^\circ$  kann dadurch ausgeschlossen werden, dass beim Einschalten der Maschine zuerst ein positiver und dann ein negativer Stromraumzeiger in d-Richtung eingepreßt werden. Danach wird ermittelt, welcher der beiden Stromraumzeiger feldschwächend und welcher feldstärkend wirkt. Diese Messung muss ebenfalls wiederholt werden, wenn der Antrieb aus irgendwelchen Gründen außer Tritt gerät. Die weiteren Mehrdeutigkeiten aufgrund der mehrpoligen Ausführung der Maschine (siehe Abb. 2.12) werden vernachlässigt, da der Antrieb nicht als Positionierantrieb eingesetzt wird und daher auch keine absolute Position angefahren werden muss.

Bei rotierender Maschine müssen zusätzlich drehzahlabhängige Größen eliminiert werden. Dies geschieht durch Differenzbildung mit zwei INFORM-Messungen (Messung I und II). Die INFORM-Induktivität lässt sich dann analog Gl. (2.23) jetzt allgemein drehzahlunabhängig

---

\*Nachdem das komplexe Gleichungssystem überbestimmt ist, wurden hier nur die Realteile der Gleichungen – also der cos-Anteil der komplexen Exponentialfunktion verwendet.

angeben:

$$L_{\text{INFORM}} = \frac{\underline{u}_{S,I} - \underline{u}_{S,II}}{di_{S,I}/d\tau - di_{S,II}/d\tau} \quad (2.31)$$

### Vorteile

- kein mechanischer Lagegeber erforderlich
- auch für kleine Drehzahlen und Stillstand einsetzbar
- einfache Strommessung im Zwischenkreis ist ausreichend

### Nachteile

- Algorithmus zur Lageermittlung komplizierter als bei mechanischem Geber
- durch aktive Messung wird die Stromführung beeinflusst
- auf Maschinen, die keine signifikante Abhängigkeit der magnetischen Leitwerte von der Rotorlage haben, nicht anwendbar

### Anwendung

Für sensorlose Antriebe, die im Traktionsbetrieb – also momentengeregelt – betrieben werden, ist es erforderlich auch im unteren Drehzahlbereich zuverlässige Daten der Rotorlage zu erhalten. Das INFORM-Verfahren ist daher prädestiniert für Elektrofahrzeuge. Aber auch für kostengünstige Positionieranwendungen, bei denen keine großen Anforderungen an die Genauigkeit gefordert sind, gehören zu den Anwendungen. Für hohe Drehzahlen wird dieser Algorithmus durch das EMK-Modell gemäß 2.2.5 abgelöst, da dieses nicht in die Stromregelung eingreift und somit weniger Störungen verursacht.

## 2.3 Solarzellen

Im Folgenden sollen nur die derzeit kommerziell genutzten Typen von Solarzellen besprochen werden, da solche im Zuge des gegenständlichen Projektes auch zum Einsatz kommen. Die aufgezählten Arten von Solarzellen beinhalten nicht zur Zeit noch im Forschungsstadium befindliche sowie z.B. nur in der Raumfahrt eingesetzte Zellen.

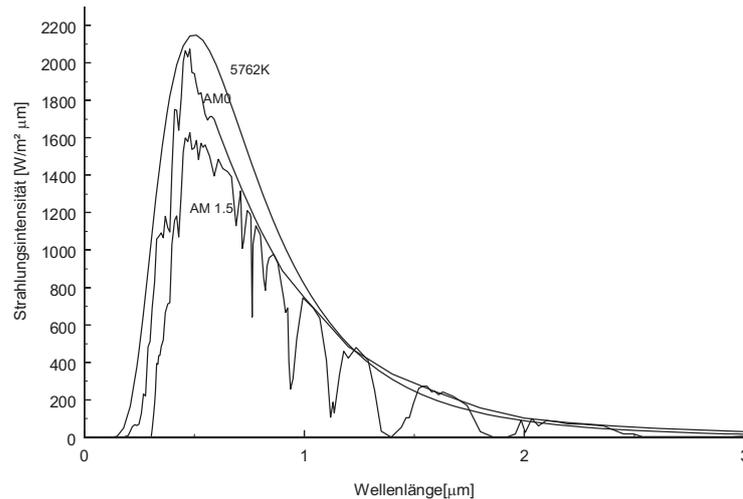


Abb. 2.13: Spektrale Strahlungsintensität der Sonne: Schwarzer Strahler, extraterrestrisches AM 0-Spektrum und für die Spezifizierung von Siliziumzellen wichtiges AM 1,5-Spektrum [12].

### 2.3.1 Sonnenstrahlung und Ausrichtung

Die von der Sonne ausgehende Strahlung weist näherungsweise eine spektrale Verteilung auf, die einem schwarzen Strahler bei 5762 K entspricht (siehe Abb. 2.13). Die Sonnenstrahlung weist dabei je nach Eintrittswinkel und der damit verbundenen unterschiedlichen Wegstrecke, die das Licht durch die Atmosphäre benötigt, ein charakteristisches Spektrum auf. Dieses Spektrum wird durch die Kennzahl der Airmass –  $AM$  angegeben. Die Kennzahl  $AM\ 0$  bedeutet in diesem Zusammenhang das Sonnenspektrum außerhalb der Atmosphäre und  $AM\ 1$  steht für einen senkrechten Einfall des Sonnenlichtes\*. Das für die Spezifizierung von Solarzellen gebräuchliche Spektrum ist mit  $AM\ 1,5$  gekennzeichnet (siehe Abb. 2.13). Näherungsweise† kann die  $AM$ -Zahl durch

$$AM = \frac{1}{\cos \Theta_Z} \quad (2.32)$$

berechnet werden. Durch Integration der Spektralen Strahlungsintensität gemäß Abb. 2.13 über die Wellenlänge erhält man die sogenannte *Solarkonstante*  $E_{AM0} = 1367\ \text{W/m}^2$ . Der Maximalwert des Strahlungsflusses  $\Phi$  je Quadratmeter bei senkrechter Einstrahlung auf der Erdoberfläche (entspricht  $AM\ 1$ ) beträgt  $E_{AM1} = 925\ \text{W/m}^2$ . Der effektiv wirksame Strahlungsfluss auf die Solarpaneele

$$\Phi = E_{AM1} \cdot A \cdot \cos \Theta \quad (2.33)$$

\*Vgl. [12, Kap. 2].

†Diese Näherung gilt für  $AM$ -Werte bis 3.

## 2 Theoretische Grundlagen

hat somit ein Maximum bei Ausrichtung der Solarpaneele normal zur Einstrahlrichtung. Im konkreten Fall können die Paneele nur horizontal ausgerichtet werden. Der daraus resultierende Winkel der Einstrahlrichtung zur Senkrechten kann gemäß [12, Gl. (2.2.6)] berechnet werden:

$$\cos \Theta_Z = \sin \delta \cdot \sin \varphi + \cos \delta \cdot \cos \varphi \cdot \cos \omega \quad (2.34)$$

Darin entspricht  $\Theta_Z$  dem *Zenitwinkel*,  $\delta$  ist die *Deklination*,  $\varphi$  die *geographische Breite* und  $\omega$  ist der *Stundenwinkel*.

Ausgehend vom Standpunkt Deutschkreutz\* sowie mit gegebenem Datum und Uhrzeit kann nun der Zenitwinkel berechnet werden. Als Datum und Uhrzeit wurde für Vergleichszwecke mit der Realität der 21. Juni 2009 um 12:39:14 ausgewählt, da zu diesem Zeitpunkt eine Messreihe durchgeführt wurde.

Die Deklination  $\delta$  lässt sich in guter Näherung entsprechend [12, Gl. (2.2.10) und (2.2.11)] einfach berechnen:

$$\delta = 23,45^\circ \cdot \sin \left( 360^\circ \frac{284 + N_d}{365} \right) \quad (2.35)$$

wobei die Tagesnummer  $N_d$  gemäß

$$N_d = 30,3 \cdot (\text{Mon} - 1) + \text{Tag} \quad (2.36)$$

mit dem Datum Tag.Mon. angegeben werden kann. Daraus ergibt sich für den 21.06. eine Deklination von  $23,45^\circ$ , was dem Maximum entspricht<sup>†</sup>.

Der Winkel  $\varphi$  entspricht dem für Deutschkreutz angegebenen Breitengrad von  $47,601667^\circ$  und muss somit nicht gesondert berechnet werden. Der Stundenwinkel ändert sich je nach Tageszeit und ist zu Mittag etwa  $0^\circ$  und zu Mitternacht  $180^\circ$ . In einer besseren Näherung lässt er sich folgendermaßen berechnen:

$$\omega = (12 \text{ h} - \text{WOZ}) \cdot 15^\circ/\text{h} \quad (2.37)$$

Darin ist *WOZ* die *Wahre Ortszeit*, also jene Zeit, die eine Sonnenuhr ohne Korrektur der folgenden Zeitgleichung angeben würde. Die wahre Ortszeit lässt sich aus der *Gesetzlichen Zeit*  $GZ^\ddagger$  unter Berücksichtigung der *Zeitgleichung*  $Z_h$  Gl. (2.39) und der Verschiebung

---

\*Deutschkreutz hat die Koordinaten  $47^\circ 36' 6''$  N,  $16^\circ 37' 41''$  E bzw. dezimal  $47.601667^\circ$  N,  $16.628056^\circ$  E.

<sup>†</sup>Der 21. Juni ist der Tag der Sommersonnenwende und somit der Tag mit dem höchsten Sonnenstand auf der nördlichen Hemisphäre.

<sup>‡</sup>Im konkreten Fall wird von der Mitteleuropäischen Sommerzeit – MESZ ausgegangen.

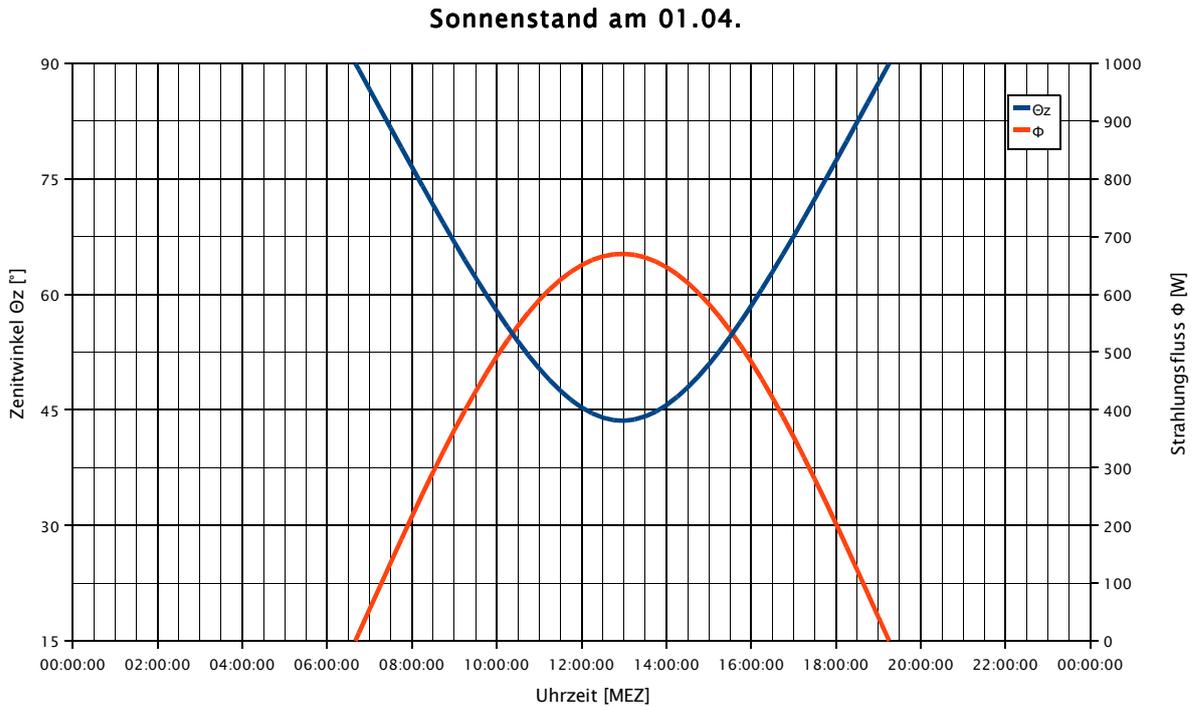


Abb. 2.14: Verlauf des Zenitwinkels und des Strahlungsflusses je Quadratmeter am 01.04. bei Saisonbeginn.

gegenüber der über die Zeitgleichung erhaltenen *mittleren Ortszeit* durch den aktuellen *Längengrad*  $\lambda = 16,628056^\circ$  zum Bezugslängengrad  $\lambda_0^*$  berechnen:

$$WOZ = GZ + [Z_h + (\lambda - \lambda_0) \cdot h/15^\circ] \quad (2.38)$$

$$Z_h = 0,123 \text{ h} \cdot \cos\left(360^\circ \frac{88 + N_d}{365}\right) - 0,167 \text{ h} \cdot \sin\left(360^\circ \frac{10 + N_d}{365}\right) \quad (2.39)$$

Zur Anwendung der vorangegangenen Abhandlung der Sonneneinstrahlung in Abhängigkeit von den Faktoren Datum, Uhrzeit, geographische Position sowie Ausrichtung der Paneele wurden die Verläufe des Zenitwinkels (entspricht, wie oben erwähnt, bei horizontaler Ausrichtung dem Winkel der Sonnenstrahlung zur Flächennormale) und des Strahlungsflusses je Quadratmeter auf die Solarmodule für den Tag des Saisonbeginns (siehe Abb. 2.14), am Tag der Sommersonnenwende (siehe Abb. 2.15) und am Saisonende (siehe Abb. 2.16) ermittelt.

### 2.3.2 Arten und Aufbau von Solarzellen

Eine grobe Einteilung der Solarzellen kann zunächst hinsichtlich des Aufbaues bzw. der Dicke des Halbleitermaterials getroffen werden. Sie werden diesbezüglich in *Dickschichtzellen*

\*Der Bezugslängengrad  $\lambda_0$  entspricht bei der MESZ  $\lambda_{\text{MESZ}} = 30^\circ$

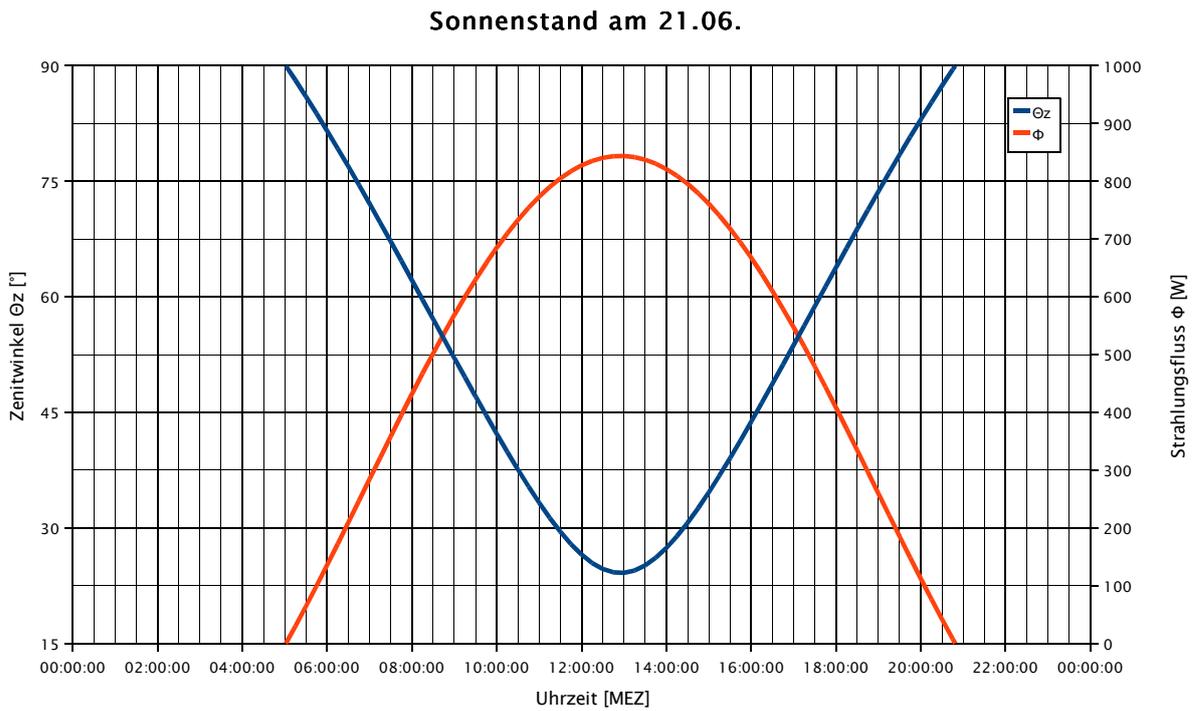


Abb. 2.15: Verlauf des Zenitwinkels und des Strahlungsflusses je Quadratmeter am 21.06. bei Sonnenhöchststand.

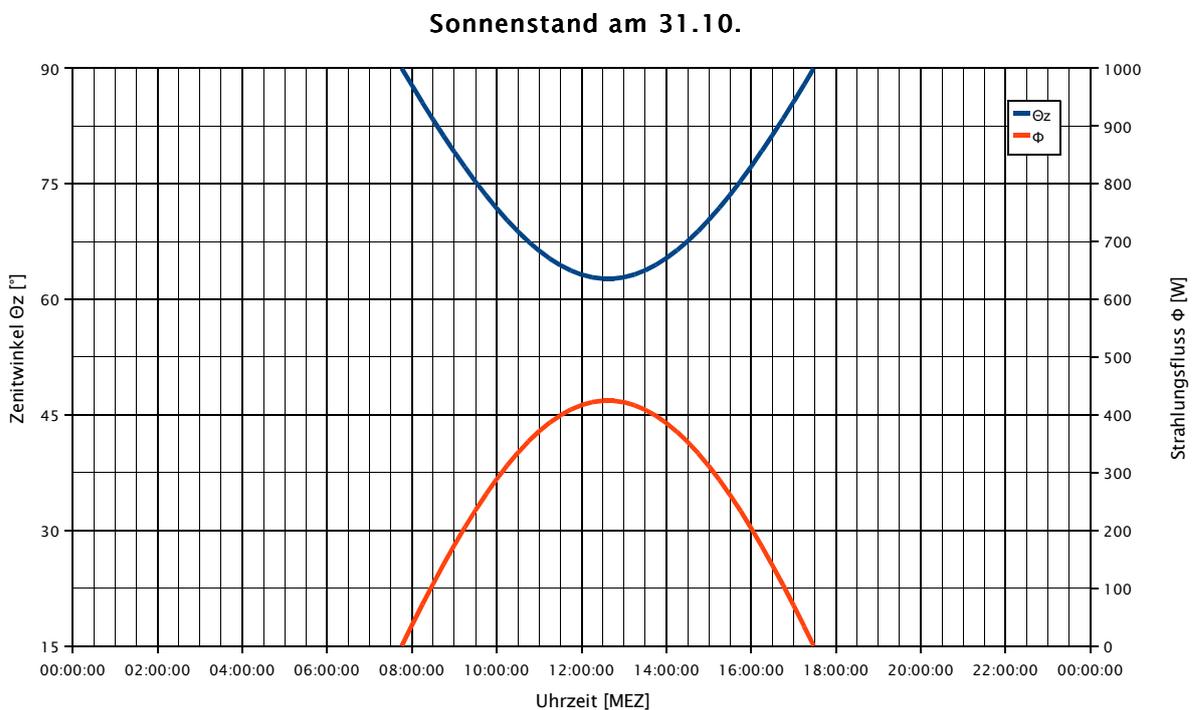


Abb. 2.16: Verlauf des Zenitwinkels und des Strahlungsflusses je Quadratmeter am 31.10. bei Saisonende.

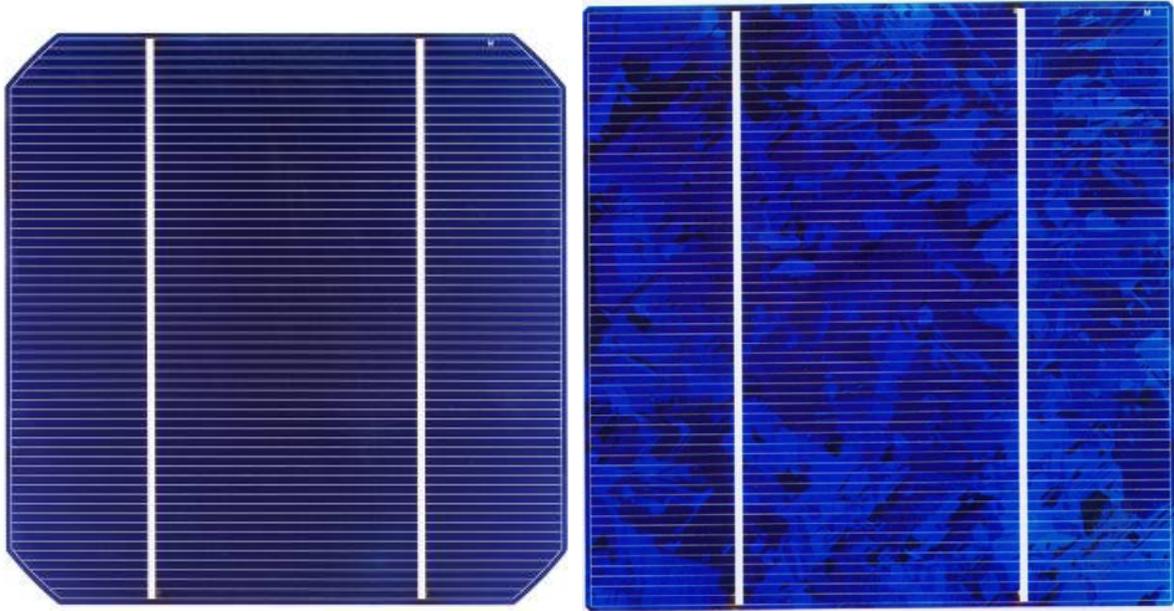


Abb. 2.17: Links: monokristalline, rechts: polykristalline Solarzelle (Microsol International).

und *Dünnschichtzellen* unterteilt. Diese unterscheiden sich nicht nur in der Struktur des Halbleitermaterials, die bei der Dickschichtzelle *monokristallin* oder *polykristallin*\* (siehe Abb. 2.17) und bei der Dünnschichtzelle (siehe Abb. 2.18) in der Regel *amorph*<sup>†</sup> ist, sondern auch ganz entscheidend im Herstellungsprozess. Während monokristalline Zellen mit großem Energieaufwand als Einkristall gezüchtet und dann in Scheiben (Wafer) gesägt werden, ist die Herstellung von polykristallinen Zellen schon um einiges einfacher, da diese bereits in Scheiben gegossen werden können. Die geringste Energie zur Erzeugung und auch den geringsten Materialbedarf benötigen allerdings die Dünnschichtzellen, die durch Aufdampfen von Silizium auf ein Trägermaterial (meistens Glas) hergestellt werden. Ein Nachteil der Dünnschichttechnologie ist die gegenüber den Dickschichtzellen raschere Alterung der Zellen, was zur Folge hat, dass die Leistung der Module vor allem im ersten Betriebsjahr stark abnimmt.

Das zur Zeit gebräuchlichste Halbleitermaterial ist Silizium. Es kommen zwar in zunehmendem Maße vor allem für Dünnschichtzellen auch andere Materialien, wie z.B. Kupfer-Indium-Disulfid – CIS zur Anwendung, der Vorteil des Siliziums ist jedoch die Verfügbarkeit in großen Mengen.

Die Paneelwirkungsgrade<sup>‡</sup> der verschiedenen Typen bewegen sich zur Zeit bei monokristal-

---

\* Anstatt polykristallin wird oft auch der Begriff multikristallin verwendet. Die beiden Begriffe können jedoch als identisch angesehen werden.

<sup>†</sup> Es gibt auch Dünnschichtzellen, die aus mikrokristallinem Silizium bestehen.

<sup>‡</sup> Der Paneelwirkungsgrad berücksichtigt neben dem Zellenwirkungsgrad auch einen Füllfaktor, der umso größer ist, je dichter die einzelnen Zellen aneinandergereiht sind.

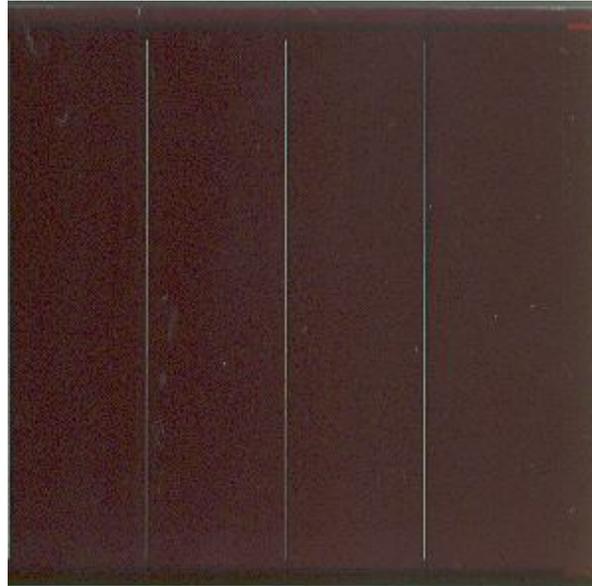


Abb. 2.18: Amorphe Dünnschichtsolarzelle.

linen Zellen zwischen 13 und 18 %, bei polykristallinen Zellen zwischen 10 und 15 % und bei amorphen Zellen zwischen 6 und 8 %.

Vom Prinzip her sind sowohl Dickschicht- als auch Dünnschichtzellen gleich aufgebaut. Sie entsprechen einer großflächigen Diode mit  $p^+ - p^- - n^+$ -Dotierung (siehe Abb. 2.19) bei der die vordere Kontaktfläche möglichst lichtdurchlässig (meist streifenförmig siehe Abb. 2.17) ausgeführt ist.

### 2.3.3 Modell einer Solarzelle

Unabhängig von Material und Aufbau einer Solarzelle können folgende Modelle für Solarzellen angewendet werden, die eine mehr oder weniger gute Approximation des realen Verhaltens sind\*:

#### Symbol und Einfaches Ersatzschaltbild

Das *einfachste Ersatzschaltbild* nach Abb. 2.20 für eine Solarzelle beinhaltet lediglich eine Stromquelle und eine Diode und wird durch die folgende Gleichung beschrieben.

---

\*Vgl. [12, 3.1.2]

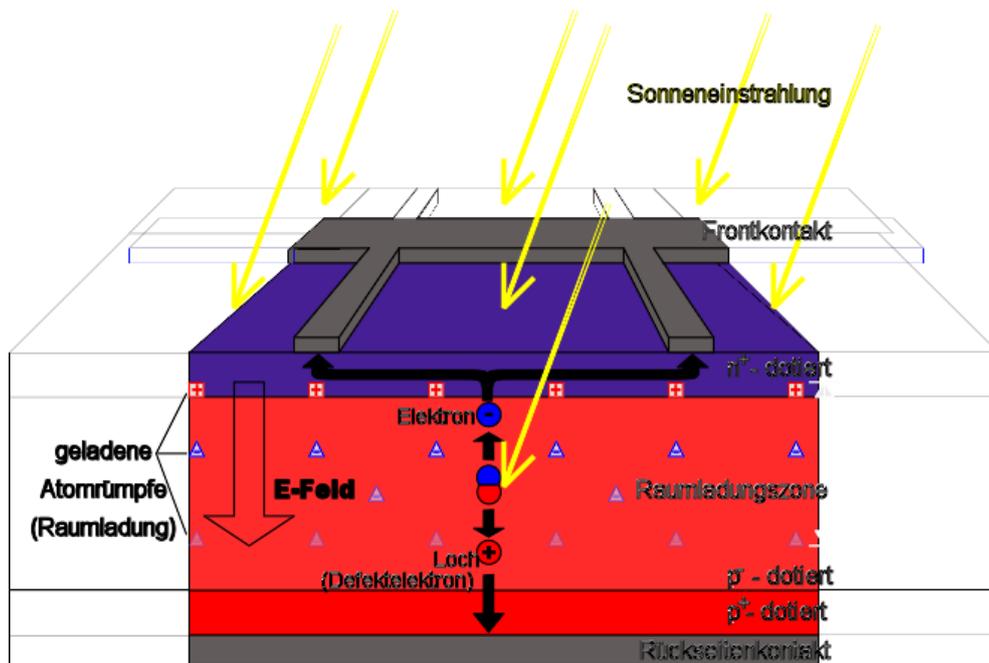


Abb. 2.19: Aufbau einer Solarzelle (aus WIKIPEDIA, Urheber Degreeen, lizenziert unter Creative Commons CC-by-sa-2.0-de, 09. 10. 2006)

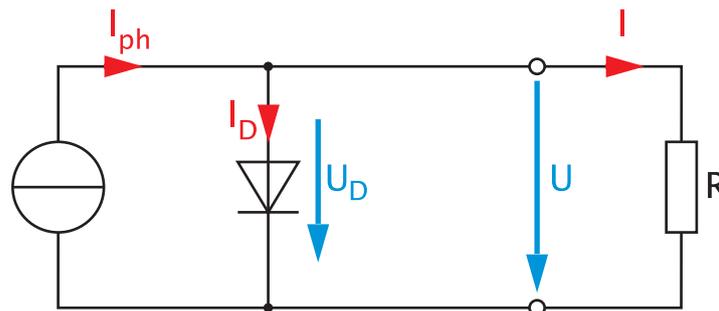


Abb. 2.20: Einfaches Ersatzschaltbild mit Diode und Stromquelle.

$$I = I_{ph} - I_D = I_{ph} - I_0 \left[ e^{\frac{U}{U_T}} - 1 \right] \quad (2.40)$$

$$U = U_T \cdot \ln \left( \frac{I_{ph} - I + I_0}{I_0} \right) \quad (2.41)$$

Mit diesem Ersatzschaltbild lässt sich zwar eine Lösung für  $U$  laut Gl. (2.45) angeben, die Approximationsgenauigkeit ist dafür gering.  $I_D$  und  $U_D$  sind dabei Diodenstrom und Spannung an der Diode in Durchlassrichtung. Der Strom  $I_{ph}$  wird als *Photostrom* bezeichnet und ist proportional zur Beleuchtung wie in Abb. 2.24 ersichtlich. Mit  $U_T = \frac{k \cdot T}{e}$  der *Temperaturspannung* wird die Temperaturabhängigkeit der Diodenkennlinie berücksichtigt.  $T$  ist dabei die absolute Temperatur,  $k$  die Boltzmannkonstante und  $e$  die Euler'sche

Zahl. Bei Raumtemperatur ergibt das eine Temperaturspannung von ca. 25 mV.  $I_0 \approx 10^{-12} \dots 10^{-6}$  A ist der Sättigungsperrstrom der Diode.

### Eindiodenmodell

Eine Erweiterung des einfachen Ersatzschaltbildes stellt das *Eindiodenmodell* mit *Serien- und Parallelwiderstand*  $R_S$  und  $R_P$  dar. Dieses auch als Standard-Modell bezeichnete Ersatzschaltbild ist von guter Genauigkeit, besitzt aber keine explizite Lösung mehr für  $U$ .

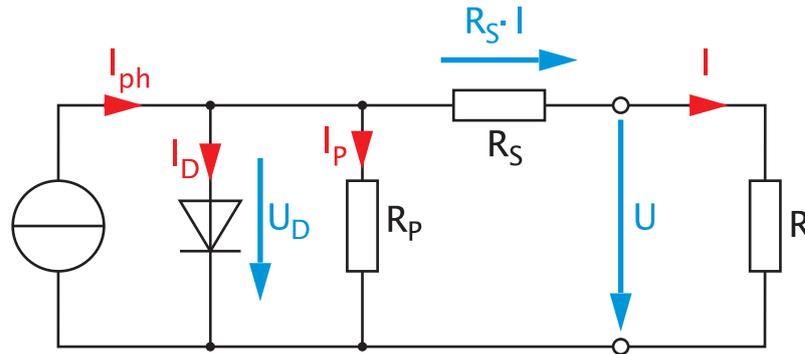


Abb. 2.21: Eindiodenersatzschaltbild mit Stromquelle sowie Serien- und Parallelwiderstand.

$$I = I_{ph} - I_D - \frac{U_P}{R_p} = I_{ph} - I_0 \left[ e^{\frac{U+R_s \cdot I}{U_T}} - 1 \right] - \frac{U + R_s \cdot I}{R_p} \quad (2.42)$$

### Zweidiodenmodell

Ein weiteres Modell ist das folgende, um eine Diode erweiterte Modell. Dieses ist wesentlich komplizierter und besitzt ebenfalls keine Lösung für  $U$ .

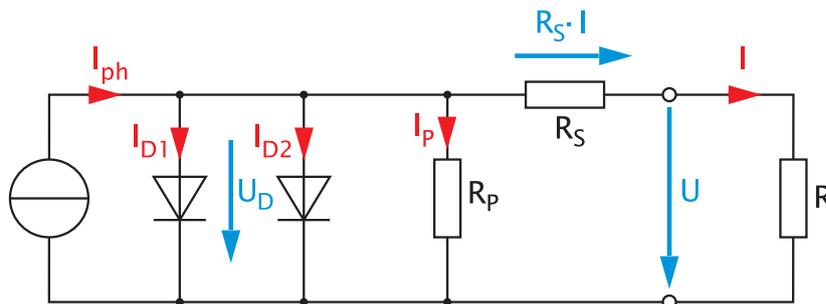


Abb. 2.22: Zweidiodenersatzschaltbild mit Stromquelle sowie Serien- und Parallelwiderstand.

$$I = I_{ph} - I_{01} \left[ e^{\frac{U+R_s \cdot I}{U_{T1}}} - 1 \right] - I_{02} \left[ e^{\frac{U+R_s \cdot I}{U_{T2}}} - 1 \right] - \frac{U + R_s \cdot I}{R_p} \quad (2.43)$$

**Effektives Ersatzschaltbild**

Aus Gründen der Einfachheit aber dennoch guter Approximation wird üblicher Weise das Eindiolenmodell mit einem Serienwiderstand, der auch negativ sein kann, benutzt\*. Dieses Ersatzschaltbild (Abb. 2.23) ist geeignet, die effektive Kennlinie der Solarzelle nachzubilden. Es wird dabei in Kauf genommen, dass der Serienwiderstand kein reales Bauelement sondern ein fiktives photoelektrisches Bauelement darstellt. Der große Vorteil dieses Ersatzschaltbildes liegt darin, dass eine geschlossene Lösung für  $U$  entsprechend Gl. (2.45) existiert.

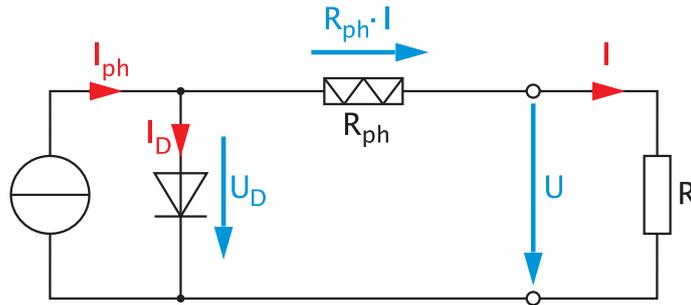


Abb. 2.23: Eindiolenersatzschaltbild mit Stromquelle und Serienwiderstand.

$$I = I_{\text{ph}} - I_{\text{D}} = I_{\text{ph}} - I_0 \left[ e^{\frac{U + I \cdot R_{\text{pv}}}{U_{\text{T}}}} - 1 \right] \quad (2.44)$$

$$U = U_{\text{T}} \cdot \ln \left( \frac{I_{\text{ph}} - I + I_0}{I_0} \right) - I \cdot R_{\text{pv}} \quad (2.45)$$

Der Widerstand  $R_{\text{S}}$  bzw.  $R_{\text{ph}}$  (Photovoltaikwiderstand) kann dabei auch als Bauelement mit einer vorgegebenen Kennlinie, die in Form einer Tabelle vorliegt, angesehen werden.

All diese Modellbetrachtungen zielen darauf ab, eine Solarzelle möglichst genau mathematisch nachzubilden, damit durch Laderegler bzw. Wechselrichter der Punkt maximaler Leistung (MPP – Maximum Power Point, siehe Abb. 2.24) möglichst gut eingestellt werden kann.

---

\*Vgl. [12, Kap. 3.2]

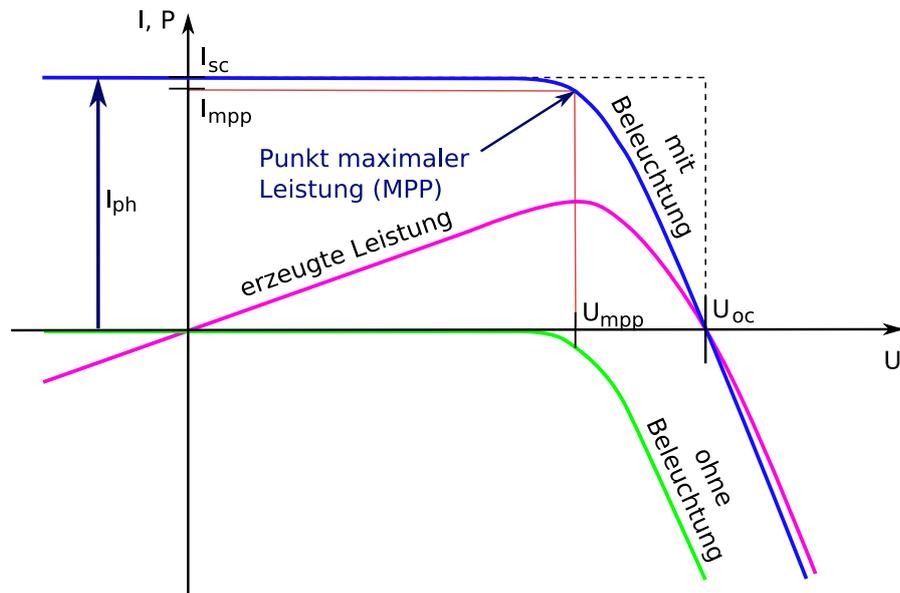


Abb. 2.24: Kennlinien einer Solarzelle ohne Beleuchtung – grün, und mit Beleuchtung – blau (aus WIKIPEDIA, Urheber Uwezi, lizenziert unter Creative Commons CC-by-sa-3.0, 25. 10. 2009)

# 3 Traktion und Fahrdynamik

## 3.1 Zugkraftgleichung

Wie unter [5, 1. VO] ausgeführt, kommt zur Beschreibung der Fahrdynamik von Schienenfahrzeugen die Zugkraftgleichung zur Anwendung. Die zur Verfügung stehende *Zugkraft*  $Z$  steht dabei im Gleichgewicht mit den auftretenden *Fahrtwiderständen*  $W$ . Die Fahrtwiderstände (=Kräfte) werden im allgemeinen auf die Zugmasse bzw. das *Zuggewicht*  $Q$  bezogen und als *spezifische Fahrtwiderstände*  $w$  (Kennzeichnung durch Kleinbuchstaben) in  $\text{N/kN}$  bzw.  $\%$  angegeben. Für das Anfahren hat die Zugkraftgleichung die Form

$$Z_R = Q_R \cdot f_G \geq (Q_0 + Q_L) \cdot (w' \pm w_s + w_b + w_p), \quad (3.1)$$

für eine Fahrt mit konstanter *Geschwindigkeit*  $v$  ist mit

$$Z_N = \frac{N}{v} \geq (Q_0 + Q_L) \cdot (w_0 \pm w_s + w_b + [w_{br}]) \quad (3.2)$$

zu rechnen, wobei  $N$  die *Antriebsleistung* des Fahrzeuges angibt.

Im Folgenden soll untersucht werden, welche Fahrtwiderstände für die Fahrdynamik einer Draisine auf der Fahrtstrecke zwischen Horitschon und Operpullendorf relevant sind und wie diese ermittelt werden können.

## 3.2 Fahrtwiderstände

### 3.2.1 Laufwiderstand

Der *Laufwiderstand*  $w_0$  setzt sich aus dem gewichtsbezogenen *Grundwiderstand*  $w'$  und dem quadratisch von der Fahrtgeschwindigkeit abhängigen *Luftwiderstand*  $W_v$  zusammen. Der Grundwiderstand beinhaltet Reibungen an Lagern, Getriebe sowie Rollwiderstände an den Rädern und kann mittels Ausrollversuchen ermittelt werden. Im gegenständlichen Fall einer Draisine kann gemäß [5, 2. VO] für den Grundwiderstand ein Wert von 2,5  $\%$

angenommen werden. Der Luftwiderstand berechnet sich gemäß

$$W_v = c_w \cdot A \cdot \frac{\rho_{\text{Luft}}}{2} \cdot v^2. \quad (3.3)$$

Wobei  $c_w$  der *Luftwiderstandsbeiwert*, die Fläche  $A$  die in *Anströmrichtung (Fahrtrichtung)* projizierte *Fahrzeugfläche* und  $\rho_{\text{Luft}}$  die *Dichte der Luft* ist. Der dimensionslose Luftwiderstandsbeiwert wird im allgemeinen durch Versuche im Windkanal ermittelt. Hier wird ein Näherungswert von 0,8 eingesetzt, der etwa einem Radfahrer entspricht. Mit einer, laut Analyse einiger Fotos von ähnlichen Draisinen angenommenen Querschnittsfläche der Draisine samt Fahrgästen von  $2 \text{ m}^2$ , und einer Maximalgeschwindigkeit von  $10 \text{ m/s}$  (siehe unter 1), ergibt sich ein Luftwiderstand von 96 N. Bezogen auf ein Fahrzeuggewicht (inkl. 9 Insassen) von ca.  $9,8 \text{ kN}^*$  ergibt sich ein spezifischer Luftwiderstand von  $9,8 \text{ ‰}$ .

Der gesamte Laufwiderstand beträgt in Summe etwa  $12,3 \text{ ‰}$  und kann somit nicht vernachlässigt werden. Ein eventuell auftretender zusätzlicher Luftwiderstand, hervorgerufen von Gegenwind, wurde bewusst nicht berücksichtigt, damit die Größe des Antriebes in Grenzen gehalten werden kann.

#### 3.2.2 Steigungswiderstand

Mit dem *Steigungswiderstand*<sup>†</sup>  $w_s$  wird die Kraft (bezogen auf das Fahrzeuggewicht) charakterisiert, die notwendig ist, um Steigungen mit konstanter Geschwindigkeit zu überwinden. Aus dem aus der Karte (siehe Abbildung 3.1) unter Verwendung der entsprechenden Höhendaten ermittelten Geländeschnitt<sup>‡</sup> (siehe Abbildung 3.2) ergibt sich ein maximaler Steigungswiderstand der Strecke von etwa  $15 \text{ ‰}$ . Dieser Wert deckt sich auch mit Aussagen des Streckenbetreibers und ist erwartungsgemäß nicht zu vernachlässigen.

#### 3.2.3 Krümmungswiderstand

Dadurch, dass die Draisine, wie auch andere Schienenfahrzeuge, starr montierte Räder besitzt, ist das Befahren von Bögen mit zusätzlichen Kräften verbunden. Entsprechend [5, 2. VO] lässt sich der *Krümmungswiderstand*  $w_b$  entsprechend der folgenden Näherungsformeln

---

\*Das Fahrzeuggewicht von  $9,8 \text{ kN}$  entspricht einer Fahrzeugmasse von etwa  $1000 \text{ kg}$ , die sich wie folgt zusammensetzt: Mechanischer Aufbau der Draisine  $240 \text{ kg}$ , Antriebseinheit  $25 \text{ kg}$ , Akkumulatoren  $44 \text{ kg}$ , Solarpaneele  $58 \text{ kg}$ , 9 Personen à  $70 \text{ kg}$ .

<sup>†</sup>Dieser entspricht den in Prozent angegebenen Gefälleangaben im Straßenverkehr.

<sup>‡</sup>Der Geländeschnitt wurde mittels der Österreichischen Karte ÖK50 in digitaler Form – Austrian Map 2.0 des BEV – Bundesamt für Eich- und Vermessungswesen erstellt.

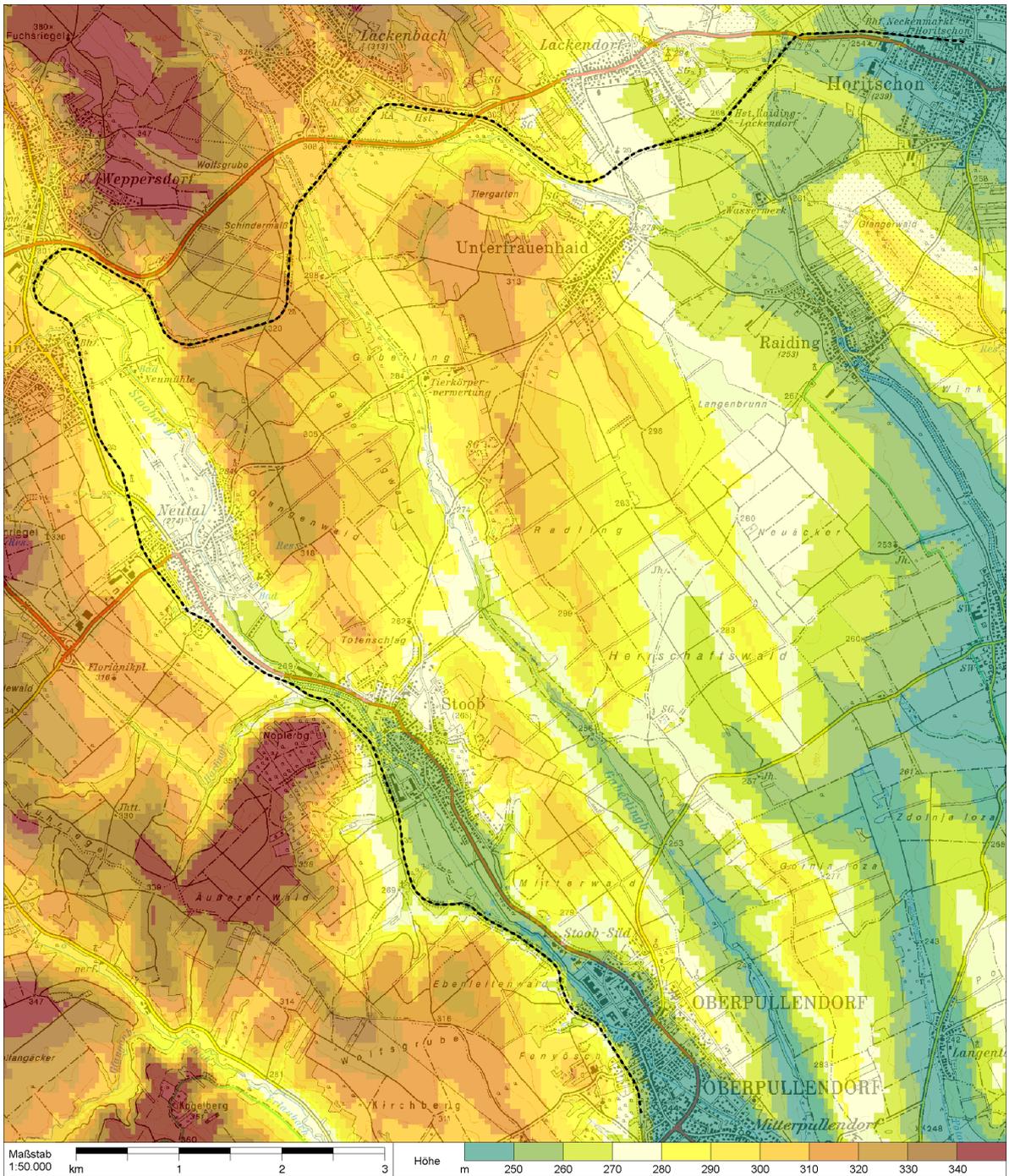


Abb. 3.1: Karte des Streckenverlaufes zwischen Horitschon und Oberpullendorf (BEV – Bundesamt für Eich- und Vermessungswesen 2001).

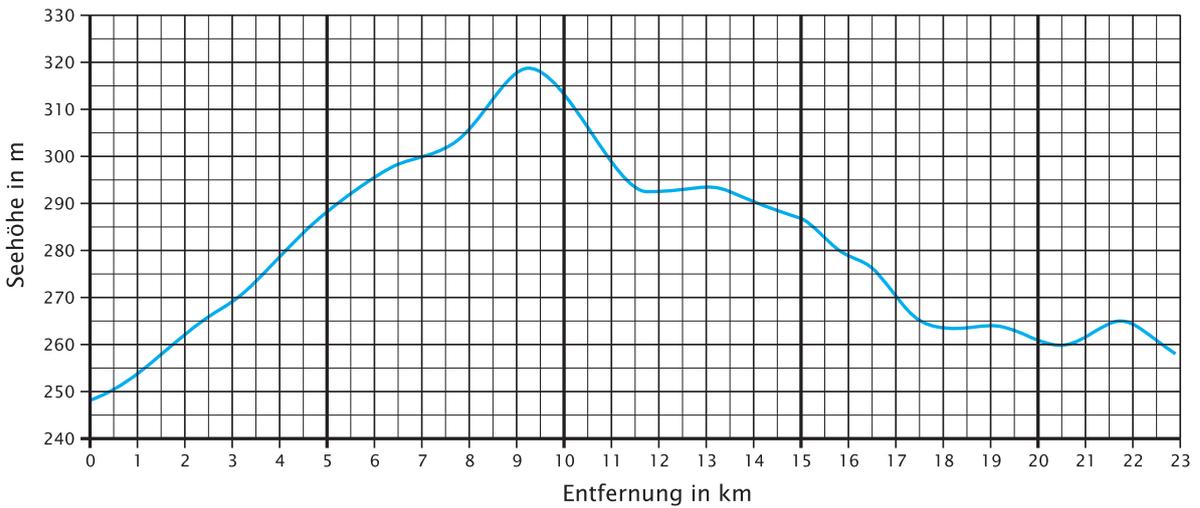


Abb. 3.2: Geglätteter Geländeschnitt links beginnend bei Horitschon (Erstellt auf Grundlage von Daten des BEV – Bundesamt für Eich- und Vermessungswesen 2001)

nach Röckl berechnen:

$$w_b = \frac{650 \text{ ‰}}{R - 55} \quad \text{für Bogenradien } R \geq 300 \text{ m} \quad (3.4)$$

bzw.

$$w_b = \frac{500 \text{ ‰}}{R - 33} \quad \text{für Bogenradien } R \leq 300 \text{ m} \quad (3.5)$$

Im folgenden kann mit der Formel (3.5) gerechnet werden, da aus dem Streckenverlauf ein Bogenradius von ca. 250 m ermittelt wurde. Daraus ergibt sich ein Krümmungswiderstand von 2,3 ‰. Der Krümmungswiderstand tritt zwar nicht unbedingt gleichzeitig mit den anderen Widerständen auf, da ein Bogen nicht auf einer Steigung liegen muss, wird aber trotzdem nicht vernachlässigt, da für die Ermittlung des Gesamtfahrtwiderstandes vom „worst case“ ausgegangen werden sollte.

#### 3.2.4 Beschleunigungswiderstand

Der *Beschleunigungswiderstand*  $w_p^*$  tritt auf, wenn durch Änderung der Zugkraft bzw. der einzelnen Fahrtwiderstände eine Kraftdifferenz entsteht. Da im konkreten Falle der Fahrraddraisine angenommen wird, dass alle Beschleunigungsvorgänge nicht bei maximaler Steigung erfolgen bzw. beim Anfahren auf einer Steigung dazugetreten werden muss, wird der Beschleunigungswiderstand nur für das Beschleunigen ohne Steigung berücksichtigt. Die

---

\*bzw. *Trägheitswiderstand*

Berechnung erfolgt gemäß [5, 2. VO]:

$$w_p = \frac{p}{g} \cdot \beta \cdot 1000 \text{ ‰} \quad (3.6)$$

wobei  $p$  die *Fahrzeugbeschleunigung* in  $\text{m/s}^2$ ,  $g$  die *Erdbeschleunigung* und  $\beta$  ein dimensionsloser Faktor zur Berücksichtigung der rotatorischen Massen ist. Bei einer angenommenen Maximalbeschleunigung der Draisine von 0 auf  $10 \text{ m/s}$  in 60 s, d.h.  $p = 0,167 \text{ m/s}^2$  und Vernachlässigung der rotatorischen Massen\*, da diese sehr klein gegenüber der Gesamtmasse sind, beträgt der Beschleunigungswiderstand  $17 \text{ ‰}$ . Dies entspricht in etwa dem maximal auftretenden Steigungswiderstand. Wie zuvor erwähnt, werden diese Widerstände für die Auslegung des Antriebes als nicht gleichzeitig angenommen. Es steht bei maximaler Steigung also nicht die gesamte Kraft bzw. nicht das gesamte Drehmoment zur Beschleunigung zur Verfügung.

#### 3.2.5 Bremswiderstand

Der *Bremswiderstand*  $w_{br}$  entsprechend Gleichung (3.2) ist für die Dimensionierung des Antriebes nicht interessant, da dieser nicht zum Bremsen eingesetzt werden kann<sup>†</sup>.

## 3.3 Kräftebilanz

### 3.3.1 Anfahren

Die Gleichung (3.1) lautet im speziellen für die Draisine beim Anfahren in der Ebene<sup>‡</sup> und nach Ersetzung der in der Eisenbahntechnik üblichen Formelzeichen gegen solche, die in der Mechanik bzw. Physik gebräuchlich sind:

$$\begin{aligned} F_A &\geq G_D \cdot w_{ges,A} = m_D \cdot g \cdot (w' + w_s + w_b + w_p) = \\ &= 1000 \text{ kg} \cdot 9,81 \text{ m/s}^2 \cdot (2,5 \text{ ‰} + 0 + 2,3 \text{ ‰} + 17 \text{ ‰}) = \\ &= 214 \text{ N} \end{aligned} \quad (3.7)$$

Wobei  $w_{ges,A}$  den gesamten Fahrtwiderstand beim Anfahren darstellt,  $m_D$  und  $G_D$  sind Masse bzw. Gewicht der Draisine. Beim Anfahren bei maximaler Steigung ergibt sich analog

---

\*Damit sind die Räder der Draisine gemeint. Diese sind aus Kunststoff mit Metallreifen und haben somit eine relativ kleine Masse.

<sup>†</sup>Der Antrieb ist mit einem Freilauf mit den Rädern verbunden. Die Kraftübertragung kann also nur in einer Richtung, nämlich zum Antreiben der Draisine erfolgen.

<sup>‡</sup>Der Steigungswiderstand ist für ein Anfahren in der Ebene gleich 0.

Gleichung (3.7) jedoch mit einem Steigungswiderstand  $w_s$  von 15 ‰ eine Anfahrkraft  $F_A$  von 361 N. Diese wird jedoch nicht für die Dimensionierung des Antriebes herangezogen. Es ist somit beim Anfahren unter voller Steigung nötig mitzutreten.

#### 3.3.2 Fahren mit konstanter Geschwindigkeit

Wie unter 3.3.1 für das Anfahren kann auch für das Fahren mit konstanter Geschwindigkeit\* die Bilanzgleichung (3.2) entsprechend angegeben werden:

$$\begin{aligned}
 F_k &= \frac{P_{\text{Antrieb}}}{v_{\text{max}}} \geq G_D \cdot w_{\text{ges,k}} = m_D \cdot g \cdot (w_0 + w_s + w_b) = & (3.8) \\
 &= 1000 \text{ kg} \cdot 9,81 \text{ m/s}^2 \cdot (12,3 \text{ ‰} + 8,8 \text{ ‰} + 2,3 \text{ ‰}) = \\
 &= 229 \text{ N}
 \end{aligned}$$

$P_{\text{Antrieb}}$  ist dabei die maximale abgegebene Leistung des Antriebes,  $w_{\text{ges,k}}$  der Gesamtfahrtwiderstand für das Fahren mit Maximalgeschwindigkeit. Es wurde dabei von der durchschnittlichen Steigung von 8,8 ‰ entsprechend Abb. 3.2 ausgegangen. Um nun die maximale Fahrtgeschwindigkeit bei durchschnittlicher Steigung aufrecht halten zu können, ist eine Antriebsleistung von

$$P_{\text{Antrieb}} = F_k \cdot v_{\text{max}} = 229 \text{ N} \cdot 10 \text{ m/s} = 2,29 \text{ kW} \quad (3.9)$$

erforderlich.

---

\*Es wird entsprechend 1 von der Maximalgeschwindigkeit  $v_{\text{max}} = 10 \text{ m/s}$  ausgegangen, die in etwa der Maximaldrehzahl des Antriebes bei einer Übersetzung der Kettenräder von 1:1 entspricht.

# 4 Drasine

## 4.1 Mechanischer Aufbau

Der Gesamtaufbau der Drasine sollte durch einen Schlosser der Firma sonnenland Drasinentour erfolgen. Bis dato sind jedoch nur Einzelteile, wie der Grundrahmen (siehe Abb. 4.1) und der Rahmen für die Solarpaneele (siehe Abb. 4.2) fertiggestellt. Es wurde daher festgelegt, dass die Antriebseinheit samt Akkus, Umrichter, Ladeelektronik und PSM als kompakter Block ausgeführt und von der TU-Wien fertiggestellt wird. Dazu wurden die Maße des Rahmens aufgenommen und eine Skizze des für die Antriebseinheit relevanten Teils des Rahmens angefertigt.

## 4.2 Energieversorgung

### 4.2.1 Energieverbrauch

Der gesamte Energieverbrauch für eine Fahrt mit konstanter Geschwindigkeit  $v_{\max}$  in eine Richtung der Fahrtstrecke lässt sich am besten durch Integration der unter 3.3.2 ermittelten Antriebskraft über den Weg auf der Streckenkurve  $\mathcal{C}$  (siehe Abb. 3.2) berechnen:

$$W = \int_{\mathcal{C}} \vec{F}_k \cdot d\vec{s} \quad (4.1)$$

Da für den Streckenverlauf nur diskrete Höhenwerte auf Basis des Kartenmaterials des BEV vorliegen, läuft die Integration auf eine Summenbildung über  $n$  Teilstrecken hinaus:

$$W = \sum_{i=1}^n \vec{F}_{k,i} \cdot \Delta\vec{s} \quad (4.2)$$

Auf die Vektordarstellung kann durch die kleine Winkelabweichung\* zwischen  $\vec{F}$  und  $\Delta\vec{s}$  verzichtet werden. Das für die Summation gewählte Streckenintervall  $\Delta s$  wurde dabei mit

---

\*Die maximale Abweichung entspricht der maximalen Steigung von 15%.



Abb. 4.1: Grundrahmen der Solardraisine mit Befestigungslaschen für die Achsen sowie Kettenschützer und Sattelstützen.



Abb. 4.2: Rahmenkonstruktion zur Aufnahme der drei Solarpaneele.

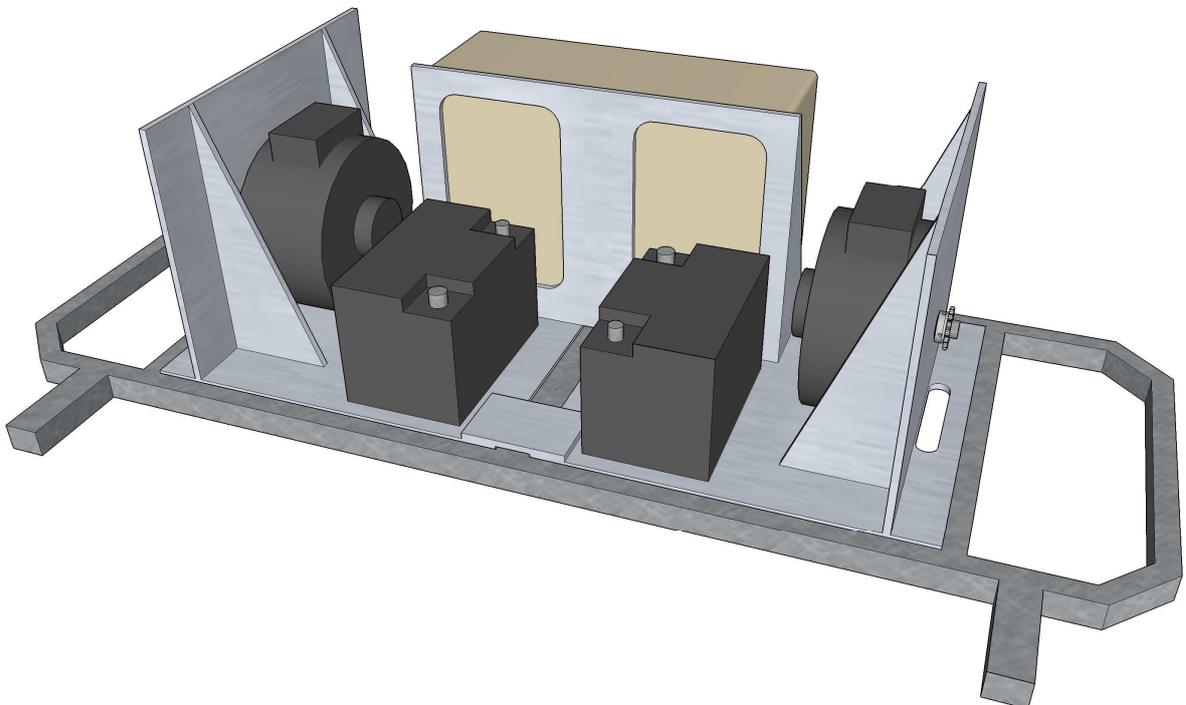


Abb. 4.3: Hinterer Teil des Draisinenrahmens mit Antriebseinheit.

500 m angenommen und die Gesamtstrecke in 46 Teilstrecken zerlegt. Es ergibt sich somit unter Anwendung von Gl. 3.8 als gesamter Energiebedarf für eine Fahrt von Horitschon nach Oberpullendorf

$$W_{H \rightarrow O} = m_D \cdot g \cdot \sum_{i=1}^{46} \left( w_0 + \underbrace{\frac{h_i - h_{i-1}}{\Delta s}}_{w_{s,i}} + w_b \right) \cdot \Delta s = 940 \text{ Wh} \quad (4.3)$$

Für die entgegengesetzte Fahrtrichtung von Oberpullendorf nach Horitschon lässt sich analog Gl. 4.3 nur mit negativen Steigungswiderständen  $w_{s,i}$  der Energieverbrauch angeben:

$$W_{O \rightarrow H} = m_D \cdot g \cdot \sum_{i=1}^{46} \left( w_0 + \underbrace{\frac{h_{i-1} - h_i}{\Delta s}}_{-w_{s,i}} + w_b \right) \cdot \Delta s = 890 \text{ Wh} \quad (4.4)$$

In der graphischen Darstellung des Energieverbrauches unter Abb. 4.4 sind die einzelnen Teilstücke und der jeweilige Energieverbrauch je 500 m-Teilstück eingezeichnet. Die Summation der einzelnen Werte ergibt dann die zuvor für die beiden Richtungen angegebenen Werte.

## 4.2.2 Verwendete Komponenten

Die als Hauptenergiequelle dienenden Solarpaneele wurden hinsichtlich der gewählten Systemspannung von 24 V, den Abmessungen der Draisine\* und einem möglichst hohem Wirkungsgrad ausgewählt. Es wurden somit einige Angebote eingeholt und schließlich fiel die Entscheidung auf drei Module der Type PVT-150MAE-A Mono (siehe Abb. 4.5) von der Firma Photovoltaik Technik GmbH mit folgenden Hauptdaten:

- Abmessungen 1441 mm × 791 mm × 35 mm
- Masse 14,6 kg
- Nennleistung 150 Wp<sup>†</sup>
- Leerlaufspannung 39,9 V, Kurzschlussstrom 4,8 A
- MPP – Maximum Power Point 33,0 V/ 4,6 A

---

\*Die Breite der Draisine ist in etwa gleich der Spurbreite der Normalspur von 1435 mm.

<sup>†</sup>Die Bezeichnung der Einheit „Wp“ hat sich für die Spitzenleistung (Watt Peak) von Solarpaneelen unter der Sonnenstrahlung von 1000 W/m<sup>2</sup> eingebürgert. Richtig wäre jedoch die Bezeichnung  $P_p$  für Spitzenleistung beim Größenzeichen statt bei der Einheit.

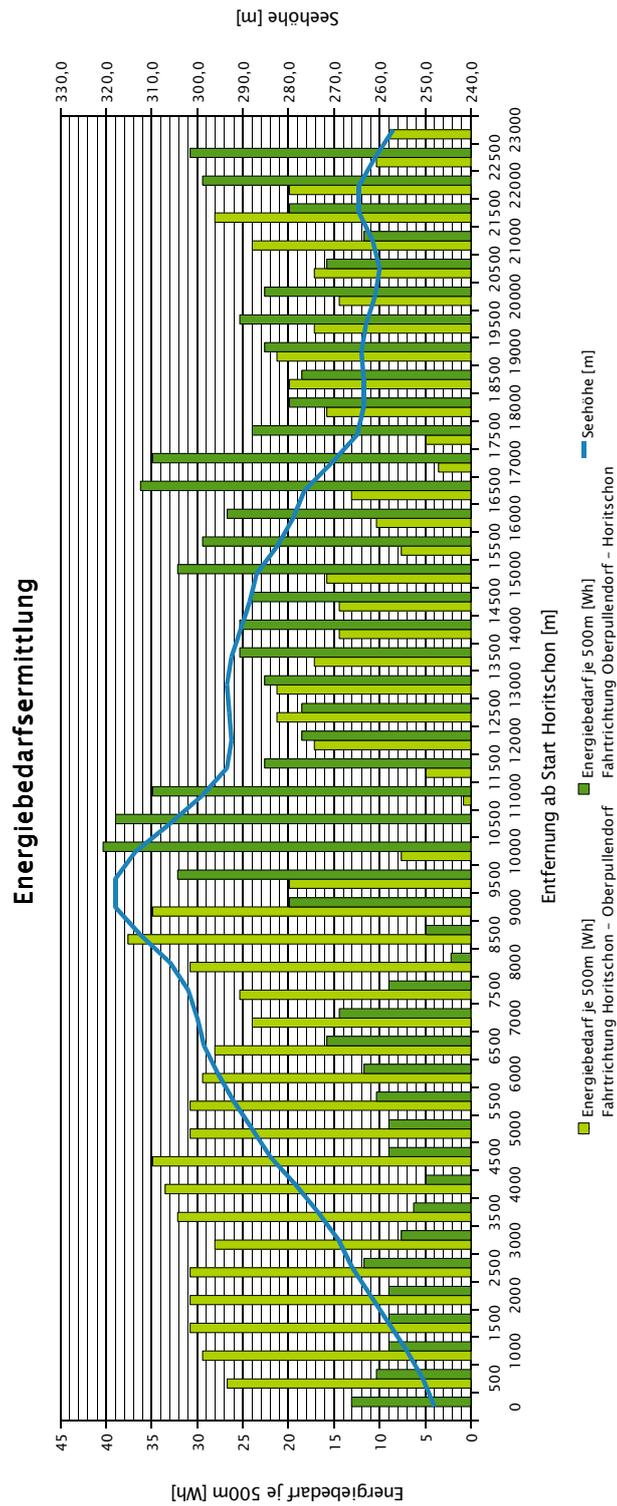


Abb. 4.4: Auf Basis von Abb. 3.2 ermitteltes Streckenprofil mit diskreten Höhenwerten zur Ermittlung des Energieverbrauches in beide Fahrtrichtungen.



Abb. 4.5: Solarpaneel PVT-150MAE-A Mono (PVT Austria GmbH)

Zur Dimensionierung der Akkumulatoren wurden einerseits die gemäß Kap. 1 festgelegte Systemspannung von 24 V und andererseits der mit Gl. (4.3) ermittelte Energieverbrauch von 940 Wh herangezogen. Unter Berücksichtigung einer maximalen Entladung der Akkumulatoren bis auf 30% der Ladung ergibt sich die erforderliche *Mindestkapazität* von

$$C_{\min} = \frac{940 \text{ Wh}}{24 \text{ V}} \cdot \frac{1}{0,7} = 56 \text{ Ah} \quad (4.5)$$

Um eine gewisse Sicherheit zu gewährleisten, dass die erforderliche Kapazität auch noch nach Alterung der Akkus erbracht werden kann, wurden zwei 12 V-Akkumulatoren mit jeweils 70 Ah ausgewählt.

Als Laderegler kommt ein bewährter und einfach aufgebauter Regler der Firma Steca Solar vom Typ Solarix Sigma (siehe Abb. 4.6) mit folgenden Daten zum Einsatz:

- Abmessungen 188 mm × 106 mm × 49 mm
- Systemspannung 24 V
- Maximaler Modulkurzschlussstrom 20 A
- Ladeendspannung (float / boost 1 h / Ausgleichsladung 1 h) 27,4 V / 28,8 V / 29,4 V
- Tiefenentladeschutz bei 30 % der Kapazität bzw. 22,2 V

Seitens der Fa. sonnenland draisinentour wurde der Wunsch geäußert, den Ladezustand der Akkus über eine Anzeige darzustellen. Dies wurde durch ein zusätzlich in den Laderegler



Abb. 4.6: Solarladeregler Steca Solarix Sigma (Steca Elektronik GmbH).

eingebautes Display erreicht. Dieses ließ sich insofern leicht implementieren, als es eine Version dieses Reglers auch mit Display gibt und die Schnittstelle dazu auch bei der verwendeten Type ohne Display ausgeführt war. Es konnte also ein einzeliges Standard-Display mit 16 Zeichen und 14poliger Standard-Schnittstelle\* in den Regler eingebaut werden. Über diese Anzeige werden nun im zyklischen Durchlauf der Ladezustand der Akkus, der Ladestrom über die Solaranzeige und verschiedene Warnsignale wiedergegeben.

### 4.2.3 Versuchsaufbau

Zur Ermittlung des unter realen Umgebungsbedingungen zu erwartenden Ertrages an elektrischer Energie wurde am 20.06.2009 ein Versuchsaufbau (Schaltungsaufbau siehe Abb. 4.7) der Energieversorgung für die Draisine eingerichtet und in Betrieb genommen. Dieser Aufbau war dann mit einer Unterbrechung zwischen dem 25. und 30.06.2009 bis zum 16.07.2009 in Betrieb. Dabei wurden mit fünf USB-Dataloggern die folgenden Werte aufgenommen und protokolliert:

- Leistungsdichte  $S_{\text{Sonne}}$  der Sonnenstrahlung in horizontaler Ebene
- Spannung  $U_{\text{PV}}$  an den Solarpaneelen
- Von den Solarpaneelen gelieferter Solarstrom  $I_{\text{PV}}$
- Spannung an den Bleiakkumulatoren  $U_{\text{Batt}}$
- Laststrom  $I_{\text{Last}}$  an den Belastungswiderständen

---

\*Es haben sich bei diesen kleinen Displays als Standard der Hitachi Controller HD44780 bzw. kompatible Modelle von anderen Herstellern durchgesetzt, somit wurde die Ansteuerung solcher Displays vereinheitlicht.

Der Ladestrom der Akkumulatoren wurde nicht aufgezeichnet, da sich dieser leicht als Summe von  $I_{PV}$  und  $I_{Last}$  berechnen lässt. Ebenso wurde die Spannung an den Lastwiderständen nicht gemessen, da diese bei zugeschalteter Last genau der Spannung an den Akkumulatoren  $U_{Batt}$  entspricht.

Die Lastwiderstände\* wurden so gewählt, dass die Akkumulatoren immer wieder bis auf 30 % der Kapazität entladen wurden. Bei 50 % Ladezustand wurde die Last dann wieder zugeschaltet. So wurde eine dauernde Ladung durch die Solarzellen sichergestellt und eine kontinuierliche Erfassung der durch Sonnenstrahlung gelieferten elektrischen Leistung ermöglicht.

Aus den jede Sekunde aufgenommenen Messwerten wurde zur einfacheren Weiterverarbeitung und Auswertung der Daten ein Viertelstundenmittelwert<sup>†</sup> gebildet. Einige charakteristische Tageszyklen wurden nun herausgegriffen um das Verhalten der Photovoltaikanlage bei unterschiedlichen Wetterverhältnissen darstellen zu können.

Bei Sonnenhöchststand am 21.06.2009 wurde bei bis Mittag klarem Wetter um 12:39 Uhr der Höchstwert der Sonneneinstrahlung von  $988 \text{ W/m}^2$  und eine abgegebene Leistung von  $358,9 \text{ W}$  gemessen. Diese Werte scheinen in Abb. 4.8 jedoch nicht direkt auf, da sie nur sehr kurzzeitig aufgetreten sind und in der Viertelstundenmittelung untergehen.

Bei Schlechtwetter mit Regen und großteils bedecktem Himmel (siehe Abb. 4.9) wurde je Tag eine Energie von  $344 \text{ Wh}$  bis  $419 \text{ Wh}$  durch die Anordnung erbracht, was zwar nicht den für eine Fahrtstrecke erforderlichen Energiebedarf (gemäß 4.2.1) von ca.  $1000 \text{ Wh}$  deckt, aber für eine langsame Aufladung über mehrere Tage bzw. für eine Erhaltungsladung ausrechend ist. Bei Schlechtwetter gibt es ohnedies wenig bis gar keinen Betrieb auf der Draisinenstrecke.

Zur anschaulichen Darstellung des aus der Simulation unter 4.2.1 ermittelten Energieverbrauches für eine Fahrtstrecke, wurde dieser über die Teilstrecken kumuliert und der tatsächlich am 23.06.2009 gewonnenen Solarenergie gegenübergestellt (siehe Abb. 4.10). Für diese Gegenüberstellung wurde beginnend ab 11.00 Uhr eine Fahrt mit konstanter Geschwindigkeit von ca.  $8 \text{ km/h}$  angenommen, was einer Gesamtfahrzeit von ca.  $3 \text{ h}$  entspricht. Dies ergibt in der Energiebilanz einen Energieverlust des Gesamtsystems von etwa  $600 \text{ Wh}$ , welcher dann durch die Akkumulatoren zu decken ist.

Die bei wechselhaft sonnigem Wetter, wie in Abb. 4.11 ersichtlich, erzeugte Sonnenenergie von  $1827 \text{ Wh}$  bis  $2100 \text{ Wh}$  ist genauso, wie die bei fast wolkenlosem Wetter nach Abb. 4.13

---

\*Die Last wurde aus einer Parallelschaltung von vier Drahtwiderständen von gesamt ca.  $2 \Omega$  gebildet, was einer Leistung von  $220$  bis  $250 \text{ W}$  entspricht.

<sup>†</sup>D. h. alle Werte innerhalb einer Viertelstunde wurden zusammengezählt und durch die Anzahl der Werte dividiert. Diese Mittelung wurde auf einem MySQL-Server durchgeführt, auf dem zuvor alle Datensätze in eine Datenbank importiert wurden. Dies stellte eine Möglichkeit dar, um die Flut an Messwerten (über eine Million je Datalogger) beherrschen zu können.

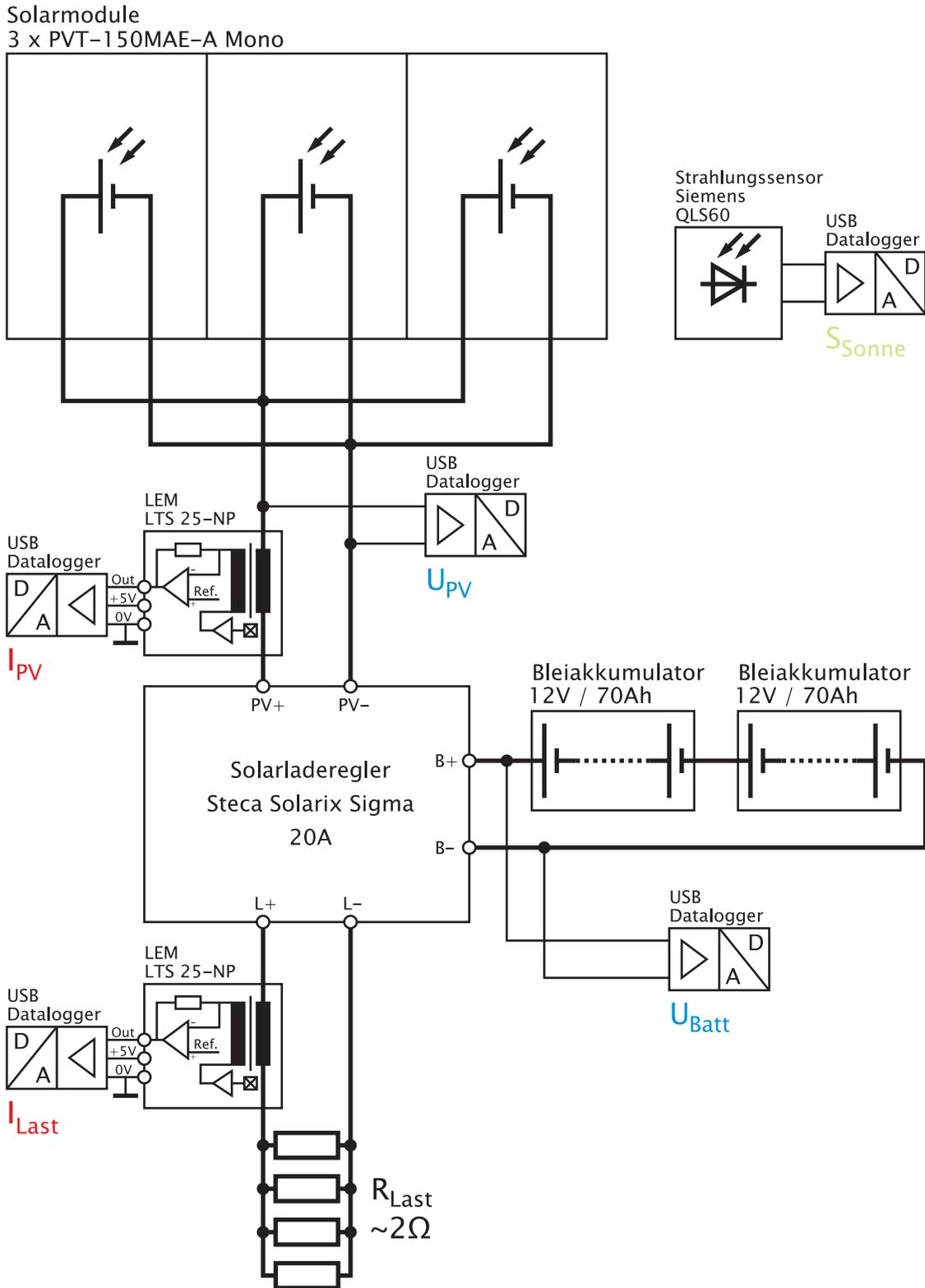


Abb. 4.7: Schema des Versuchsaufbaues.

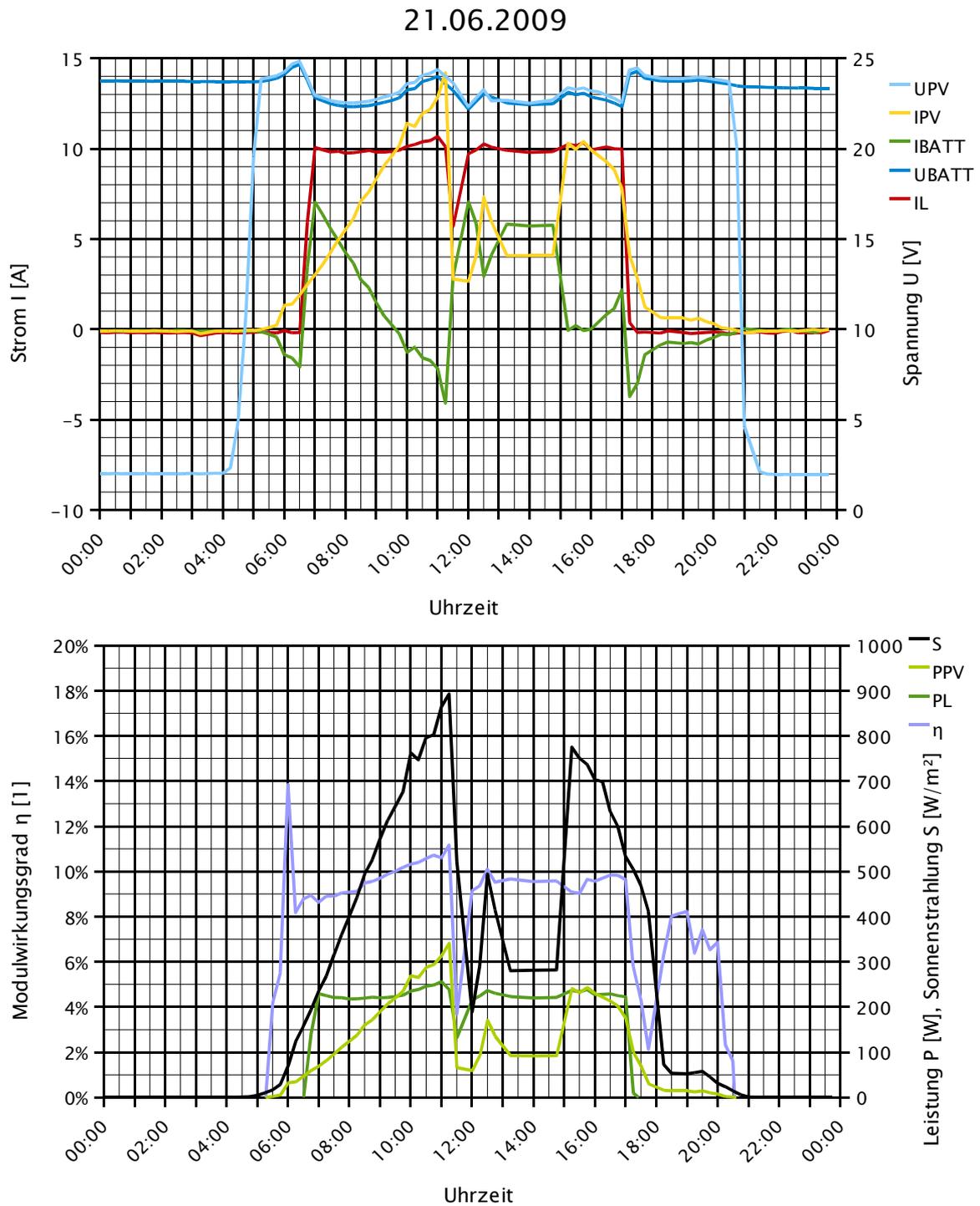


Abb. 4.8: Am 21.06.2009 (Tag der Sommersonnenwende und somit dem höchsten Sonnenstand) aufgenommenen Messwerte.

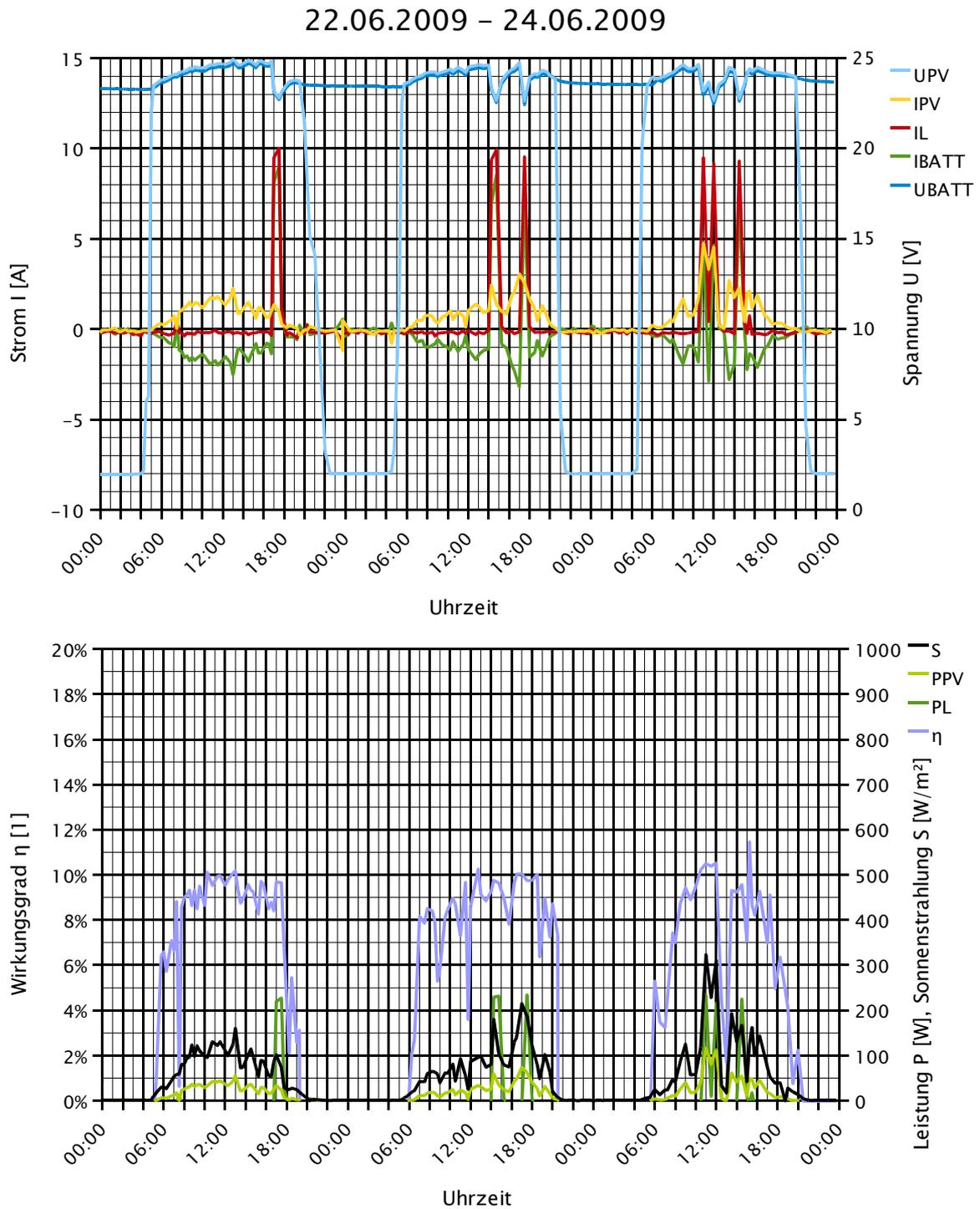


Abb. 4.9: Von 22. bis 24.06.2009 bei Schlechtwetter (Regen, teilweise bedeckter Himmel) aufgenommene Messwerte.

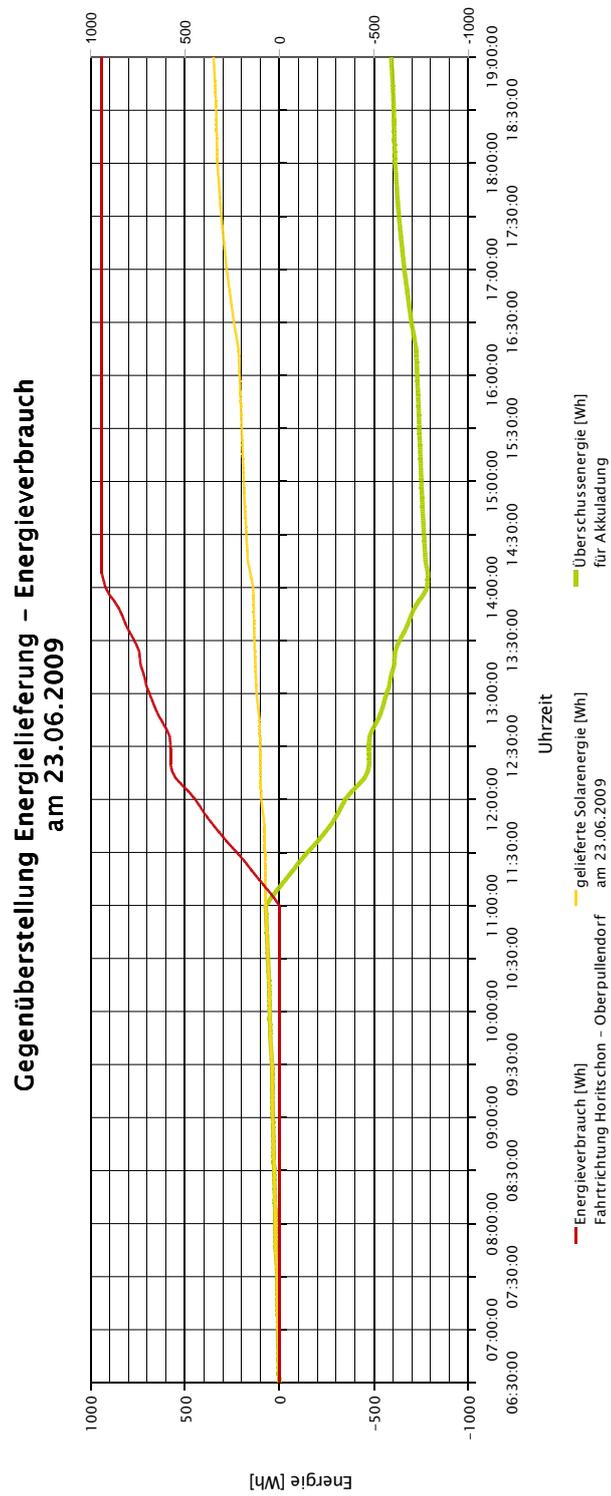


Abb. 4.10: Energiebilanz bei Schlechtwetter mit Regen (Messdaten vom 23.06.2009).

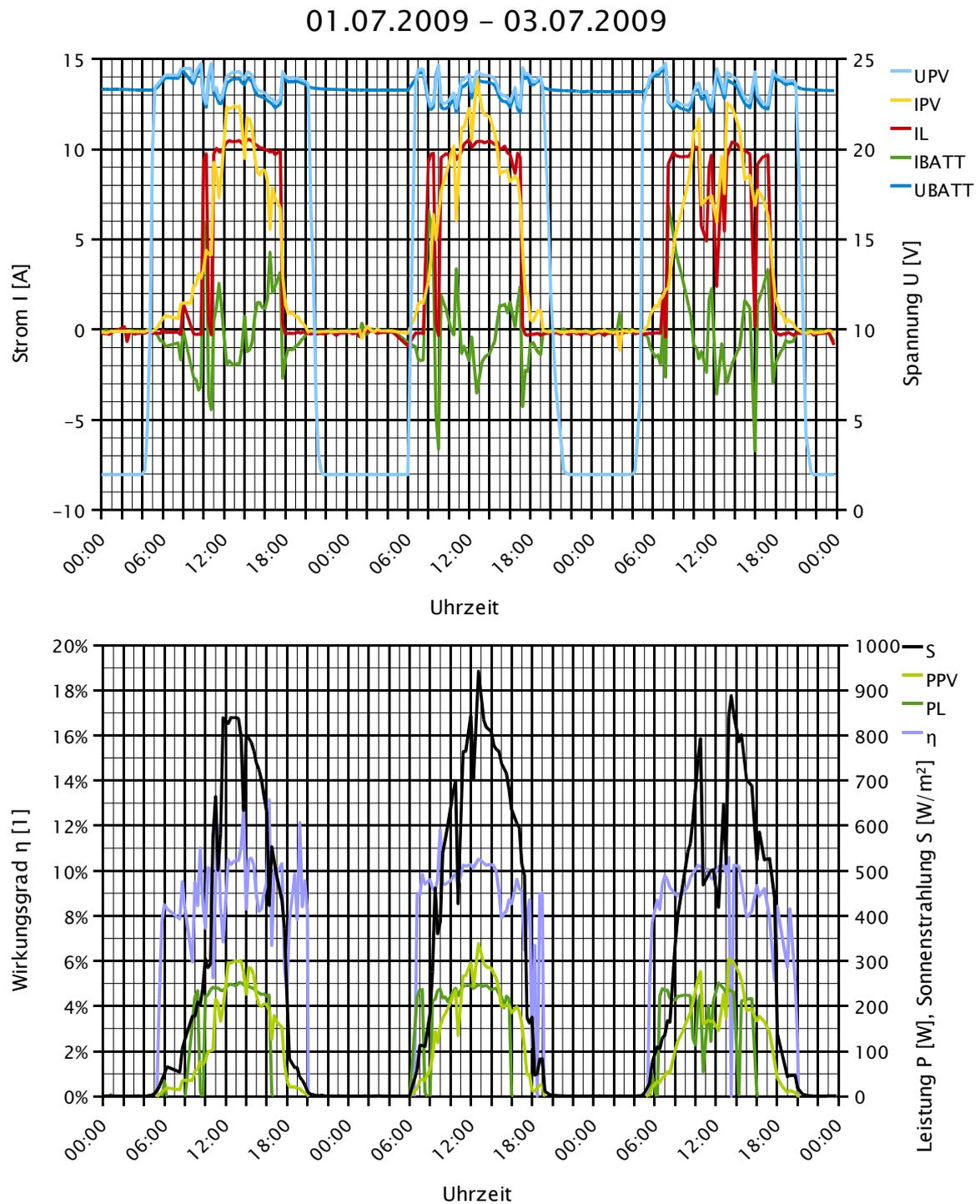


Abb. 4.11: Von 1.7. bis 3.7.2009 bei wechselhaftem Wetter aufgenommene Messwerte.

gewonnene Energie von 1936 Wh bis 2130 Wh mit großer Reserve ausreichend um den Energieverbrauch für eine Fahrtstrecke zu decken.

Analog obiger Energiebilanz bei Schlechtwetter, wurde auch eine Gegenüberstellung für sonniges Wetter erstellt. Beispielhaft wurde der 02. 07. 2009 mit einer gelieferten Solarenergie von 2100 Wh herausgegriffen und dem Energieverbrauch gegenübergestellt (siehe Abb. 4.12). In diesem Fall ist die Energiebilanz mit 1160 Wh positiv und es können damit, zusätzlich zur Deckung des Energieverbrauches für die Fahrt, die Akkumulatoren geladen werden, falls diese z. B. vom Vortag mit Schlechtwetter nicht vollständig geladen waren.

Die Auswertung und Gegenüberstellung von zugeführter Leistung bzw. Sonnenstrahlung zu abgegebener elektrischer Leistung ist in Abb. 4.14 dargestellt und ergibt unter Anwendung einer linearen Regression der Datenpunkte einen durchschnittlichen Wirkungsgrad der Anordnung von  $\eta = 10\%$ . Die Differenz zu den im Datenblatt der Module angegebenen Wirkungsgrad von über 13% ist durch einen nicht ganz optimal eingestellten Arbeitspunkt des Ladereglers zu begründen.

Abschließend soll noch der Fall der letzten Fahrten rund um den 31.10. anhand der Theorie unter 2.3.1 betrachtet werden. Unter Annahme von sonnigem Wetter und des zuvor ermittelten Wirkungsgrades von 10% ergibt sich durch Integration der Fläche unter der Kurve in Abb. 2.16 ein Energiegewinn von 914 Wh bei sonnigem Wetter. D.h. in der Nähe des Saisonendes müssen die Akkumulatoren auch ein wenig über ein Netzladegerät geladen werden.

### 4.3 Erstes Antriebskonzept

In diesem Kapitel wird die erste Version der Antriebseinheit vorgestellt und die Dimensionierung der PSM, der Leistungselektronik und der Stromversorgung vorgenommen. Da es während der Inbetriebnahme des Umrichters zu Fehlfunktionen (siehe unter 4.3.4) gekommen ist, wurde unter Verwendung eines bereits getesteten Leistungsteils ein neues Konzept entworfen, das unter 4.4 beschrieben ist.

#### 4.3.1 Auslegung und Daten der PSM

Die eingesetzte PSM wurde hinsichtlich Nennmoment und Nenndrehzahl aufgrund der unter 3.3.1 und 3.3.2 ermittelten Kräfte und Leistungen für das Anfahren und die Fahrt mit konstanter Geschwindigkeit ausgelegt. Es wurde dazu ein Raddurchmesser von ca.  $d_{\text{Rad}} = 28\text{ cm}$  angenommen. Daraus ergibt sich ein von der Maschine aufzubringendes

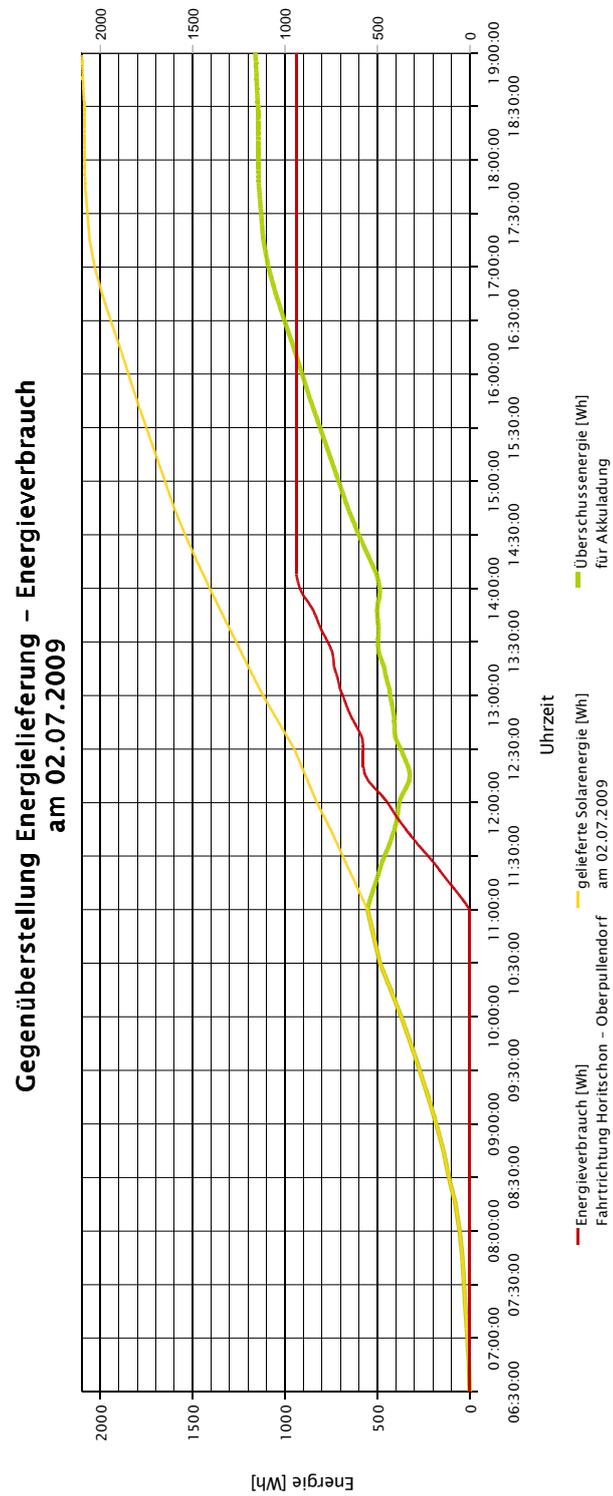


Abb. 4.12: Energiebilanz bei sonnigem Wetter (Messdaten vom 02.07.2009).

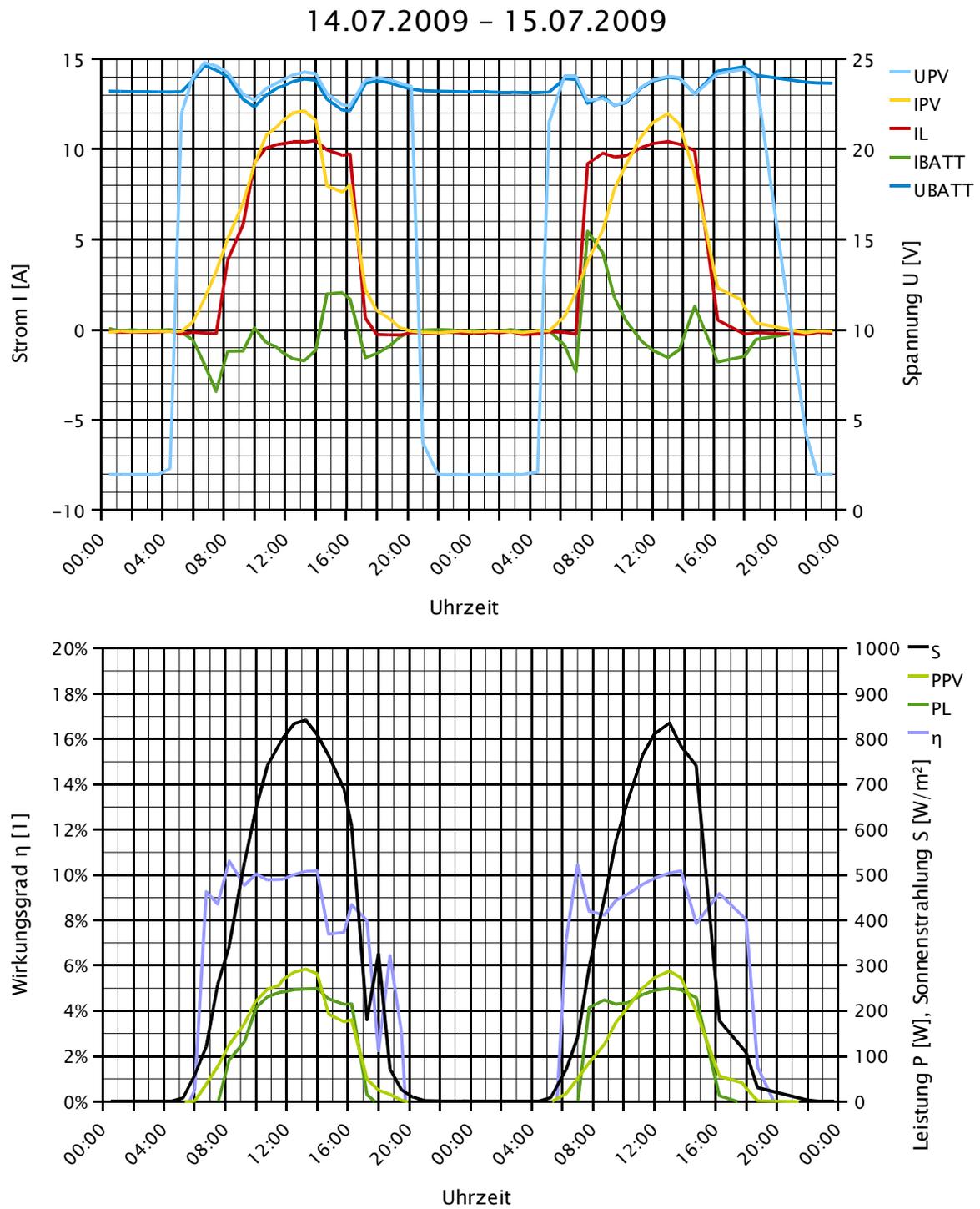


Abb. 4.13: Von 14.7. bis 15.7.2009 bei sonnigem Wetter (fast durchwegs klarer Himmel) aufgenommene Messwerte.

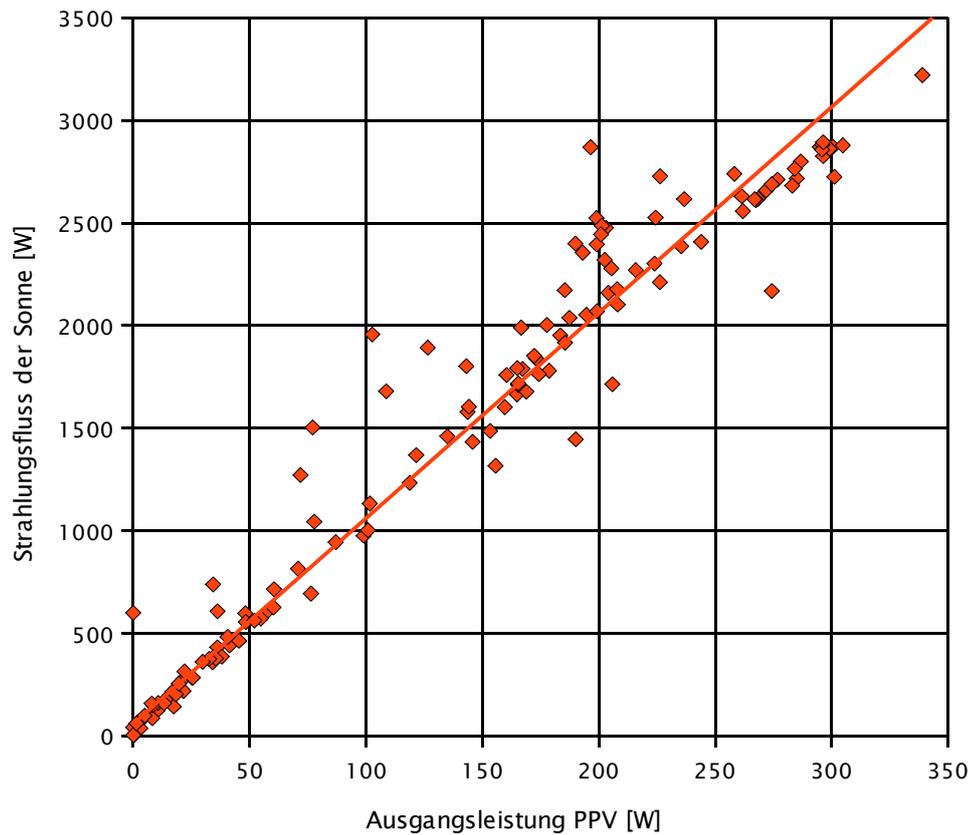


Abb. 4.14: Ermittlung des durchschnittlichen Wirkungsgrades der Gesamtanordnung durch Gegenüberstellung der Strahlungsleistung der Sonne zur Ausgangsleistung der Solarpaneele. Die Trendlinie ergibt ziemlich genau einen Wert für den Wirkungsgrad  $\eta = 10\%$ .

Moment\* von

$$M_N = \max \begin{cases} F_A \cdot r_{\text{Rad}} \\ F_k \cdot r_{\text{Rad}} \end{cases} = 229 \text{ N} \cdot 0,14 \text{ m} = 32 \text{ Nm} \quad (4.6)$$

Die erforderliche Nenndrehzahl lässt sich einfach aus der festgelegten Maximalgeschwindigkeit von  $10 \text{ m/s}$  ableiten:

$$n_N = \frac{v_{\text{max}}}{d_{\text{Rad}} \cdot \pi} = 11,37 \text{ s}^{-1} = 682 \text{ min}^{-1} \quad (4.7)$$

Die unter Kap. 1 definierte Systemspannung von  $24 \text{ V}$  stellte dabei eine gewisse Herausforderung dar, da diese nur sehr wenige Hersteller für Antriebsmaschinen in der geforderten Leistungsgröße anbieten. Erschwerend kommt dabei hinzu, dass es sich zumeist auch noch um in China ansässige Unternehmen handelt. Schließlich wurde ein geeigneter Antriebsmotor bei der Fa. Heinzmann<sup>†</sup> mit folgenden Daten<sup>‡</sup> gefunden:

- Type PMS 150-WB 366
- Systemspannung (Zwischenkreisspannung)  $48 \text{ V}$
- Nennleistung (bei  $48 \text{ V}$  Zwischenkreisspannung)  $P_m = 4,4 \text{ kW}$
- Nennspannung  $30,8 \text{ V}$ , Nennstrom  $115,7 \text{ A}$  (Effektivwerte)
- Nenndrehzahl (bei  $48 \text{ V}$  Zwischenkreisspannung)  $1500 \text{ min}^{-1}$ , Nenndrehmoment  $28,01 \text{ Nm}$
- Spannungskonstante  $15,61 \text{ V}/1000 \text{ min}^{-1}$ , Drehmomentkonstante  $0,24 \text{ Nm/A}$
- Polzahl 8 (Polpaarzahl  $p = 4$ )
- Wicklungswiderstand  $R_{u-v} = 0,012877 \Omega$ , Induktivität  $L_{u-v} = 0,097667 \text{ mH}$
- Massenträgheitsmoment  $J = 58,6 \text{ kgcm}^2$ , Masse  $22,3 \text{ kg}$
- Lagegeber mit sin- und cos-Ausgang
- Abmessungen siehe Maßzeichnung unter Abb. 4.15

Durch Halbierung der Systemspannung erfolgt auch eine Halbierung der Nenndrehzahl auf  $750 \text{ min}^{-1}$ . Durch eine leichte Untersetzung bei den Kettenrädern im Verhältnis von 6:5 erhält man eine Raddrehzahl von  $625 \text{ min}^{-1}$ , die einer Geschwindigkeit von  $9,16 \text{ m/s}$  entspricht, und ein Drehmoment auf der Antriebsachse von  $33,61 \text{ Nm}$ .

---

\*Unter der Voraussetzung eines Übersetzungsverhältnisses von 1:1 bei den Kettenrädern.

<sup>†</sup>Genauer von der Fa. PERM Motor GmbH, die ein Unternehmen der Heinzmann-Gruppe ist.

<sup>‡</sup>Normierung der Werte siehe Tab. 2.1.

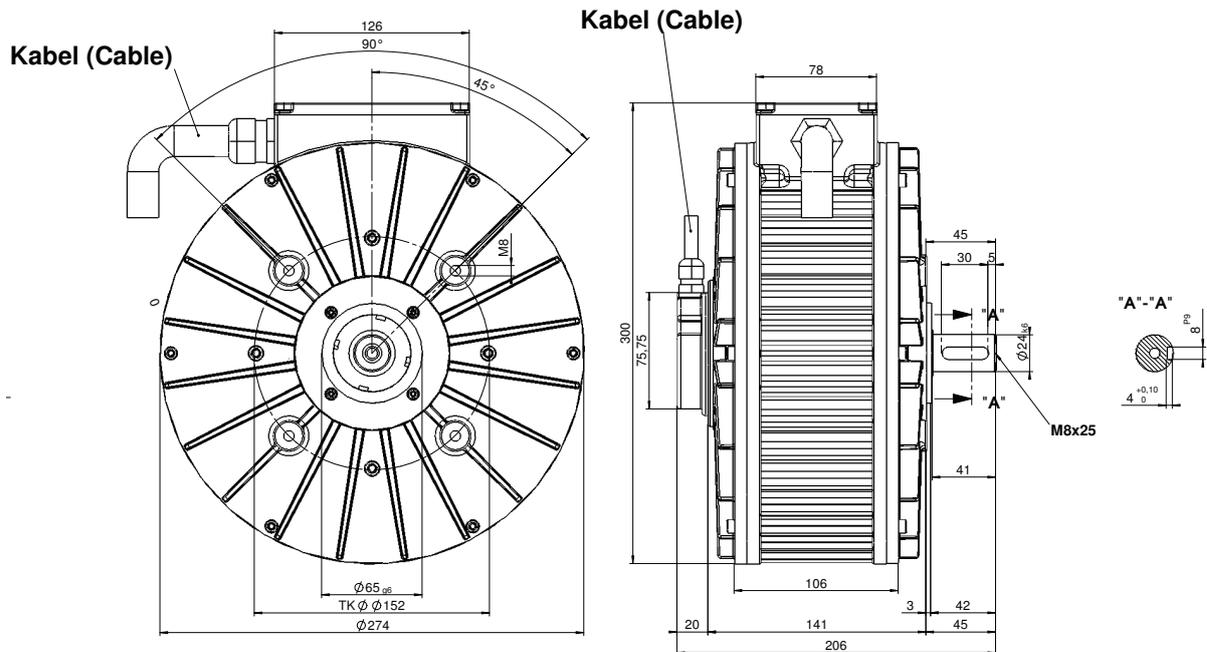


Abb. 4.15: Maßzeichnung der PSM (PERM/Heinzmann).

### 4.3.2 Aufbau des Umrichters

Folgende Gesichtspunkte waren für den Entwurf und die Dimensionierung des Umrichters gemäß der Aufgabenstellung unter Kap. 1 und den Nenndaten der PSM unter 4.3.1 zu berücksichtigen:

- Systemspannung 24 V
- Motornennstrom 115,7 A
- Strommessung mit Shunt im Zwischenkreis und Hall-Stromwandlern in den Strängen
- Betrieb sowohl mit als auch ohne Lagegeber möglich
- digitale Ein- und Ausgänge für Steuerungsfunktionen wie Umrichterfreigabe, Tretsensoren zur Erfassung der Tretfrequenz, Momentenvorwahlschalter, Betriebs- und Störungsmeldeanzeige
- Einbindung der institutseigenen DSP-Platine (siehe A.2)

### Leistungsteil

Aufgrund der relativ geringen Systemspannung des Umrichters von 24 V wurde bei der Dimensionierung des Leistungsteils besonderes Augenmerk auf die Auswahl der Komponenten hinsichtlich eines kleinen Serienwiderstandes gelegt. Zuerst galt es die Zwischenkreiskondensatoren zu dimensionieren, die bei einem direkt von Bleiakkumulatoren versorgten

Umrichter einerseits zur Verkleinerung des Innenwiderstandes der Spannungsquelle und andererseits zur Überbrückung einer impulsförmigen Belastung durch den Wechselrichter dienen. Zur Auslegung der notwendigen Kapazität wurde ein Strompuls von  $\Delta t = 0,1$  ms mit  $I_{\max} = 120$  A angenommen, bei dem die Zwischenkreisspannung um maximal  $\Delta u = 1,5$  % absinken darf. Die notwendige Kapazität berechnet sich somit zu

$$C_{\text{ges}} = \frac{\Delta Q}{\Delta U} = \frac{I_{\max} \cdot \Delta t}{24 \text{ V} \cdot \Delta u} = 33 \text{ mF}$$

Die Wahl fiel dann auf zehn Stück Aluminium-Elektrolytkondensatoren der Type EPCOS B41605A0368M009\* mit einer Kapazität von  $3600 \mu\text{F}$  pro Stück, einem maximalen Impulstrom von  $17,2$  A und einem ESR (Equivalent Series Resistance – Ersatzserienwiderstand) von  $13 \text{ m}\Omega$  bei  $10 \text{ kHz}$  sowie einer Spannungsfestigkeit von  $55 \text{ V}$ .

Als Shunt-Widerstand für die Zwischenkreisstrommessung wurde ein sehr niederohmiger Shunt der Firma Isabellenhütte mit  $R = 0,3 \text{ m}\Omega^\dagger$  ausgewählt, an dem bei einem Strom von  $I_{\max} = 120$  A ein Spannungsverlust bzw. eine Messspannung von  $36 \text{ mV}$  auftritt.

Die Wechselrichterbrücke wurde aus drei Halbbrückenelementen der Firma IXYS Semiconductor Type FMM1500075P mit einer Spannungsfestigkeit  $U_{\text{DSS}} = 75 \text{ V}$  und einer maximalen Strombelastbarkeit von  $I_{\text{D}} = 150 \text{ V}$  gebildet. Diese MOS-FETs zeichnen sich durch einen extrem niedrigen Durchgangswiderstand  $R_{\text{DS,on}} = 3,2 \dots 4,2 \text{ m}\Omega$  aus, wodurch die Verlustleistung auf den Ventilen gering gehalten werden kann. Zum Schutz der Schalttransistoren gegen transiente Überspannungen wurde ein Varistor (R71 in Abb. A.9) parallel zum Zwischenkreis und direkt bei den Halbbrückenelementen je ein keramischer Kondensator mit  $100 \text{ nF}$  parallel geschaltet. Die Ansteuerung der MOS-FET-Module (TM1, TM2 und TM3) erfolgt über den Treiberbaustein HIP4086ABZ der Firma Intersil. Die aufgrund des unterschiedlichen Potentials notwendige Entkopplung der Gateanschlüsse der Leistungstransistoren vom Ansteuerungsteil wird mit einer sogenannten Bootstrap-Schaltung mit Kondensatoren, die über eine Ladungspumpe geladen werden, gelöst. Die Dimensionierung dieser Kondensatoren (C16, C17 und C18 in Abb. A.9), wie auch der Vorwiderstände für die Gateleitungen erfolgte nach Empfehlungen aus dem Datenblatt [17] bzw. der Application Note [18]. Die Ansteuerung der oberen und unteren Treiber<sup>‡</sup> für die MOS-FETs wurde getrennt behandelt, da somit die Ansteuerung unabhängig voneinander erfolgen kann. Die Sicherstellung, dass niemals beide Ventile eines Stranges angesteuert sind, muss deshalb vom PWM-Modul des DSP erfolgen.

---

\*Genaue Daten gemäß [15].

†Siehe unter [16].

‡Mit obere Treiber sind die Treiberstufen für drei Ventile, die an  $+24 \text{ V}$  liegen gemeint, mit untere Treiber jene, die an  $0 \text{ V}$  liegen.

## Strommessung

Es wurden zwei voneinander unabhängige Strommessungen hardwaremäßig implementiert. Einerseits erfolgt die Messung der drei Strangströme mit Hall-Stromwandlern (IC3, IC4 und IC5 lt. Abb. A.9) Fabrikat Allegro, Type ACS754SCB-150-PSF. Diese Wandler benötigen eine Spannungsversorgung von +5 V und liefern eine stromproportionale Ausgangsspannung, die den Nullpunkt des Stromes bei 2,5 V abbildet. Die Empfindlichkeit der Wandler von  $S_{\text{Wandler}} = 13,3 \text{ mV/A}$  ergibt bei einem Messbereich von  $-150 \dots +150 \text{ A}$  eine Ausgangsspannung von  $0,5 \dots 4,5 \text{ V}$ . Für die Strangstrommessung ist gemäß [21] außer einem 100 nF Kondensator direkt bei der Versorgung des Stromwandler keine weitere Schaltungstechnik erforderlich.

Als zweite unabhängige Strommessung wurde ein schon oben erwähnter Shunt-Widerstand im Zwischenkreis mit  $0,3 \text{ m}\Omega$  eingefügt. Die bei einem Maximalstrom von  $\pm 120 \text{ A}$  anliegende Spannung von  $\pm 36 \text{ mV}$  gegenüber Masse soll wiederum symmetrisch um 2,5 V auf einen Bereich von  $0 \dots 5 \text{ V}$  aufgeblasen werden. Gleichzeitig soll eine Hardware-Strombegrenzung realisiert werden. Zur Verstärkung der Spannung um einen Faktor von etwa  $G = \frac{2,5 \text{ V}}{36 \text{ mV}} = 69,4$  wurde ein Rail-to-Rail\* Instrumentation Amplifier der Firma Analog Devices AD8220 eingesetzt, der bei dieser Verstärkung den vollen Bereich von  $-36 \dots +36 \text{ mV}$  auf  $0 \dots 5 \text{ V}$  projiziert. Der Widerstand  $R_G$  zur Einstellung der Verstärkung wurde gemäß Datenblatt [20] wie folgt ausgelegt:

$$R_G = \frac{49,4 \text{ k}\Omega}{G - 1} = 722 \Omega$$

Durch Auswahl des Widerstandes mit dem Normwert  $750 \Omega$  ergibt sich eine rückgerechnete Verstärkung von  $G = 66,8667$ . Die resultierende Empfindlichkeit der Zwischenkreisstrommessung beträgt somit  $S_{\text{Shunt}} = \frac{66,8667 \cdot 36 \text{ mV}}{120 \text{ A}} = 20,06 \text{ mV/A}$ .

## Stromversorgung für Eigenbedarf und DSP-Platine

Für die Versorgung der Schaltkreise auf der Leistungsplatine und für die DSP-Platine sind folgende Spannungen erforderlich:

- 24 V für Komparatoren der digitalen Eingänge
- 12 V für MOS-FET-Treiberbaustein HIP4086, Relais der digitalen Ausgänge, positive Versorgungsspannung für DAC und einige Operationsverstärker auf der DSP-Platine und als Vergleichsspannung für einige digitale Eingänge
- -12 V für DAC und OPVs auf der DSP-Platine

---

\*Rail-to-Rail bedeutet, dass die Ausgangsspannung nahezu den vollen Versorgungsspannungsbereich annehmen kann.

- 5 V für Operationsverstärker und Hallstromwandler auf der Leistungsplatine sowie Prozessor und Logikbausteine auf der DSP-Platine

Für die 24 V-Versorgung musste keine gesonderte Schaltung aufgebaut werden, da diese direkt von den Akkus entnommen werden kann\*.

Sowohl die 12 V- als auch die 5 V-Versorgung wurden mit einem Schaltspannungswandler der Type LM2676T realisiert (siehe Abb. A.10). Diese, nach der Buck-Converter-Topologie aufgebauten Wandler, zeichnen sich durch einen hohen Wirkungsgrad<sup>†</sup> und damit verbunden eine geringe Verlustleistung aus. Da die angebotenen Fixspannungsvarianten LM2676T12 und LM2676T5.0 eingesetzt wurden, konnte auf den Spannungsteiler für die Rückkopplung der Ausgangsspannung zur Spannungsregelung verzichtet werden. Die die Funktion der Schaltung maßgeblich bestimmenden Bauelemente, nämlich die Speicherdrossel und die Schaltodiode sowie die Stütz- und Glättungskondensatoren wurden entsprechend Tabellen und Auswahldiagrammen nach [23, S. 14ff] für eine Eingangsspannung von etwa 24 V und einem maximalen Ausgangsstrom von 2,5 A bestimmt. Bei den Kondensatoren wurde wieder auf einen kleinen ESR geachtet, um Spannungseinbrüche durch Stromspitzen<sup>‡</sup> zu vermeiden.

Die  $-12$  V-Versorgungsspannung konnte durch den nur geringen Strombedarf der DACs und OPVs auf der DSP-Platine als einfache Ladungspumpe<sup>§</sup> ohne Regelung mit einem LTC1054 aufgebaut werden, der aus  $+12$  V eine negative Spannung von  $-12$  V durch zyklisches Laden, Umpolen und Entladen eines Kondensators erzeugt. Die dazu nötigen Kondensatoren am Eingang, Ausgang und zum Umladen wurden entsprechend [24, Fig. TA02] dimensioniert.

### Schnittstellen zur DSP-Platine

Folgende Schnittstellen zwischen Leistungsteil und DSP-Platine waren zu berücksichtigen (in Klammer ist die Bezeichnung des Steckers bzw. der Klemme am Leistungsteil und auf der DSP-Platine angegeben):

- Versorgungsspannungen  $\pm 12$  V, 5 V (X39...X51 — SV2)
- PWM-Signale samt Störungsmeldung (X1 — X1)
- Digitale Eingänge (X55 – X16, JP1 — JP5)

---

\*Der mögliche Spannungsbereich von 22,2...29,4 V stellt dabei kein Problem dar, da die verwendeten Komparatoren LM2905D lt. [22] eine Versorgungsspannung bis zu 36 V unterstützen.

<sup>†</sup>Laut Datenblatt [23] beträgt der Wirkungsgrad bis zu 94 %.

<sup>‡</sup>Dies war besonders bei der 12 V-Versorgung wichtig, da zur Ansteuerung der MOS-FETs Stromspitzen von bis zu 1,5 A auftreten können.

<sup>§</sup>Im Englischen wird für Ladungspumpe der Begriff Switched-Capacitor Converter verwendet.

- Digitale Ausgänge (JP2 — JP3)
- Analog-Eingänge (X52 — X5)

Zur Sicherstellung eines definierten Ein- und Ausschaltens der digitalen Eingänge wurden Komperatoren der Type LM2901D\* eingesetzt, die das Eingangssignal mit einer 12 V-Spannung vergleichen. Als Schutzbeschaltung gegen transiente Überspannungen wurde bei jedem Eingang ein Varistor mit 25 V Begrenzungsspannung parallelgeschaltet. Zur Entprellung ist eine Tiefpassfilterung bei allen Eingängen vorgesehen.

Zur Ausgabe von digitalen Signalen wurden insgesamt acht Relais vorgesehen, die über die Darlington-Treiberstufe ULN2803 angesteuert werden. Jedes Relais hat einen Wechslerkontakt, der beliebig beschalten werden kann. Einzig für die Betriebs- und Störmeldeanzeige wurden bereits 24 V an die Wurzel des Wechslers gelegt, damit diese direkt angeschlossen werden können.

Welche digitalen und analogen Ein- und Ausgänge wofür implementiert wurden, ist in Tab. 4.1 im Detail beschrieben.

Zur Einbindung des analogen sin/cos-Lagegebers, der ursprünglich als digitaler Geber ausgeführt werden sollte und direkt auf der DSP-Platine eingebunden worden wäre, wurde eine Adapterplatine (siehe Abb. A.15) angefertigt, die zwischen die Verbindung der Analog-Eingänge (X52 — X5) geschaltet wird. Auf dieser Platine werden die Signalausgänge des Gebers betragsmäßig angepasst und die Offsetwerte können über Potentiometer getrennt voneinander abgeglichen werden. Die Einbindung der Gebersignale erfolgt gemäß der Zuordnung laut Tab. 4.2.

### 4.3.3 Implementierung der Regelung

Als Grundlage zur Programmierung des Umrichters wurde eine am Institut für Elektrische Antriebe und Maschinen erstellte Programmvorlage verwendet. Darin sind bereits grundlegende Funktionen, die für die Regelung eines PSM-Antriebes relevant sind, entsprechend [14] definiert. Neben dem Hauptprogramm *main.c* (siehe unter B.1<sup>†</sup>), das für die Initialisierung des Umrichters verwendet wird, sind darin zwei Tasks enthalten, die über zeitgesteuerte Interrupts aufgerufen werden. Der sogenannte kurze Task *kurz.c* (siehe unter B.2<sup>†</sup>) wird dabei durch einen Interrupt alle 100  $\mu\text{s}$  aufgerufen und ist für alle Vorgänge reserviert, die besonders rasch abgearbeitet werden müssen. Der lange Task *lang.c* (siehe unter B.3<sup>†</sup>) wird nur alle 500  $\mu\text{s}$  aktiviert, also alle fünf Aufrufe des kurzen Tasks, und ist somit für nicht so schnelle Abläufe vorgesehen.

---

\*Siehe Abb. A.11, Abb. A.12 und [22].

<sup>†</sup>Die im Anhang B angeführten Programmlistings beziehen sich auf das unter 4.4 vorgestellte neue Antriebskonzept, sind aber grundsätzlich auch auf das ursprüngliche Konzept anwendbar.

## 4 Draisine

Bez.	Klemme	DSP-Port	Funktion
DIN0	X3	T1PWM	Eingang für Tretfrequenzerfassung 1 (über induktiven Näherungsschalter)
DIN1	X6	T2PWM	Eingang für Tretfrequenzerfassung 2 (über induktiven Näherungsschalter)
DIN2	X9	T3PWM	Eingang für Tretfrequenzerfassung 3 (über induktiven Näherungsschalter)
DIN3	X12	T4PWM	Eingang für Tretfrequenzerfassung 4 (über induktiven Näherungsschalter)
DIN4	JP6-1	TDIRB	Reserve
DIN5	JP6-3	TCLKINB	Reserve
DIN6	JP6-5	EVASOC	Reserve
DIN7	JP6-7	EVBSOC	Reserve
DIN_A	X2	—	Eingang Bit 2 <sup>0</sup> für Momentenvorwahl-Stufenschalter
DIN_B	X5	—	Eingang Bit 2 <sup>1</sup> für Momentenvorwahl-Stufenschalter
DIN_C	X7	—	Eingang Bit 2 <sup>0</sup> für Momentenvorwahl-Stufenschalter
DIN_D	X4	—	Eingang Hauptschalter Stellung „Steuerung“
DIN_E	X8	—	Eingang Hauptschalter Stellung „EIN“
DIN_F	X10	—	Reserveeingang über Jumper frei konfigurierbar
DIN_G	X11	—	Reserveeingang über Jumper frei konfigurierbar
DIN_H	X13	—	Reserveeingang über Jumper frei konfigurierbar
DOUT_A	X14...16	—	Ausgang Betriebsmeldeleuchte im Bedienpult
DOUT_B	X17...19	—	Ausgang Störungmeldeleuchte im Bedienpult
DOUT_C	X20...22	—	Reserveausgang mit potentialfreiem Umschaltkontakt
DOUT_D	X23...25	—	Reserveausgang mit potentialfreiem Umschaltkontakt
DOUT_E	X26...28	—	Reserveausgang mit potentialfreiem Umschaltkontakt
DOUT_F	X29...31	—	Reserveausgang mit potentialfreiem Umschaltkontakt
DOUT_G	X32...34	—	Reserveausgang mit potentialfreiem Umschaltkontakt
DOUT_H	X35...37	—	Reserveausgang mit potentialfreiem Umschaltkontakt
HIN1	X1-1	PWM1	PWM Strang u, oberes Ventil
LIN1	X1-2	PWM2	PWM Strang u, unteres Ventil
HIN2	X1-3	PWM3	PWM Strang v, oberes Ventil
LIN2	X1-4	PWM4	PWM Strang v, unteres Ventil
HIN3	X1-5	PWM5	PWM Strang w, oberes Ventil
LIN3	X1-6	PWM6	PWM Strang w, unteres Ventil
I>MAX	X1-7	PDPINTA	Überstromabschaltung
I_ZK	X52-2	ADCIN0	Messung Zwischenkreisstrom
I_1	X52-3	ADCIN1	Messung Strangstrom u
I_2	X52-4	ADCIN2	Messung Strangstrom v
I_3	X52-5	ADCIN3	Messung Strangstrom w
U_ZK	X52-6	ADCIN4	Messung Zwischenkreisspannung
+12V	X52-7	ADCIN5	Messung +12 V-Versorgungsspannung

Tab. 4.1: Zuordnung der Ein- und Ausgänge zu den DSP-Signalen.



Es wurde vorerst nur die feldorientierte Regelung mit mechanischem Geber implementiert. Es wird dazu ein Sinus- und ein Cosinus-Signal über eine Zusatzplatine (siehe Abb. A.15) mit der vordefinierten ADC-Funktion für 2 Kanäle `adc2f(8,9)` eingelesen und daraus der Geberwinkel ermittelt. Der Offset durch die ungenaue Montage des Gebers wird korrigiert und das Signal gefiltert, damit die Anfälligkeit auf Störsignale durch den Umrichter oder durch Erschütterungen herabgesetzt wird. Entsprechend dem Regelkonzept nach Abb. 4.16 werden auch die Strangströme eingelesen, der vorhandene Offset beim Einschalten des Umrichters ermittelt und korrigiert und entsprechend 2.1 normiert. Die Koordinatentransformationen zwischen Strang-, Stator- und Rotorgrößen werden, wie auch schon unter 2.2.4 beschrieben implementiert. Die Transformation der Statorspannungen in Stranggrößen ist bereits in der PWM-Ausgabefunktion `pwma(usalpha,usbeta)` enthalten und muss nicht mehr gesondert berücksichtigt werden. Der Stromregler wird sowohl für die d- als auch für die q-Komponente des Stromes aus P- und I-Anteil mittels der Funktionen `p(delta_iq,kp_ireg)` und `i(idi_q,&Iq_Regler)` zusammengesetzt und eine Maßnahme gegen das „Wegdriften“\* des Integrators bei Begrenzung des Ausgangssignals eingebaut. Da der Stromregler sehr rasch auf Lastmomentsprünge bzw. Sollwertvorgaben vom Drehzahlregler reagieren muss, wurde dieser im kurzen Task implementiert.

Im langen Task wurde der Drehzahlregler ebenfalls durch Summation von P- und I-Anteil realisiert. Ebenso wurde die Ermittlung der Stromoffsets und die Begrenzung des Sollmomentes bzw. des Sollstromes im langen Task realisiert, da diese gegenüber dem Stromregler nur sehr langsame Vorgänge darstellen.

#### 4.3.4 Versuchsaufbau

Die Inbetriebnahme des Antriebes erfolgte stufenweise und parallel zur Programmentwicklung, wie unter 4.3.3 beschrieben. Wobei zuerst der Geberoffset durch Vorgabe eines konstanten Spannungsraumzeigers und Messung des Geberwinkels nach Drehung der Maschine in diesem Punkt ermittelt wurde. Da diese Methode sich als nicht sehr genau herausstellte wurde unter Vorgabe eines reinen d-Stromes<sup>†</sup> der Geberoffset so variiert, dass auch nach händischer Drehung des Rotors dieser von selbst wieder zum Stillstand kam.

Weiters wurde der Stromregler in Betrieb genommen und die Parameter  $T_N$  und  $K_P$  vorerst so eingestellt, dass es zu keinem Schwingverhalten gekommen ist. Danach wurde entsprechend dem Verfahren nach Ziegler-Nichols<sup>‡</sup> die Proportionalverstärkung so lange erhöht bis die Stabilitätsgrenze bei  $K_{P\_krit} = 2,5$  erreicht wurde und die Reglerparameter

---

\*Vgl. unter 2.2.4, Anti-Windup.

<sup>†</sup>Dies erfolgte nach vorübergehender Inbetriebnahme des Stromreglers.

<sup>‡</sup>Vgl. [3, S. 211f].

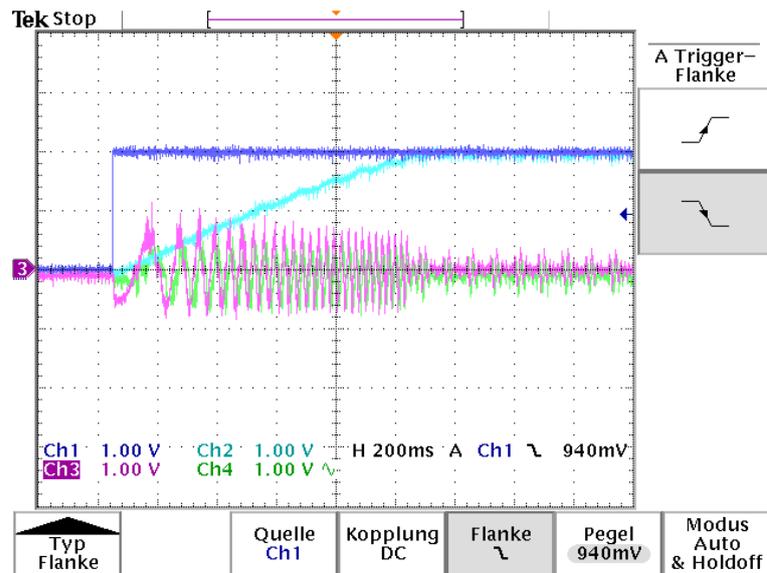


Abb. 4.17: Vorgabe eines Drehzahlsollwertsprunges (blau:  $n_{\text{soll}}$ , cyan:  $n_{\text{ist}}$ , magenta/grün:  $i_{\text{s}\alpha}/i_{\text{s}\beta}$ ).

nach Messung der kritischen Periode von  $T_{\text{krit}} = 600 \mu\text{s}$  wie folgt ermittelt:

$$K_{\text{P}} = 0,45 \cdot K_{\text{P\_krit}} = 1,125$$

$$T_{\text{N}} = 0,85 \cdot T_{\text{krit}} = 510 \mu\text{s}$$

In ähnlicher Weise wurde der Drehzahlregler mit provisorischen Reglerparametern in Betrieb genommen und unter Vorgabe von Sollwertsprüngen für die Drehzahl einige Leerlaufversuche vorgenommen. Dabei wurde ein Oszillogramm entsprechend Abb. 4.17 aufgenommen.

Leider war ein dauerhaftes Schwingverhalten der Regelung durch Optimierung der Regelung nicht zu beseitigen. Die Schwingungsneigung des Antriebes ist auch in der leicht welligen Drehzahlrampe in Abb. 4.17 zu erkennen. Dieser Zustand wurde zuerst auf den Stromregler zurückgeführt und nach Prüfung und Bestätigung der korrekten Funktion der Regelung auf die Hardware. Im besonderen wurde festgestellt, dass der ausgewählte Treiberbaustein HIP4086\* den Strom für die Gateladung der oberen MOSFET-Treiberstufen nicht liefern konnte und deshalb zwischendurch die Bootstrap-Kondensatoren nachladen musste. Dieses Nachladen führte zu Fehlimpulsen am Umrichter (siehe Abb. 4.18). Da die Fehlimpulse die Dynamik der Regelung stark beeinflussten, konnten sie auch nicht ausgegletzt werden und es kam zu einem dauerhaften Schwingen. Als Maßnahme zur Behebung des Fehlers wurden die Gatevorwiderstände verkleinert. Nach Verkleinerung der Vorwiderstände wurde jedoch ein Großteil der Leistungstransistoren zerstört, da der höhere Gateladestrom vom Treiber nicht mehr erbracht werden konnte und der Treiber dadurch die MOSFETs nicht mehr zur

\*Siehe unter [17].



Abb. 4.18: Fehlimpulse in zwei Phasenspannungen (rot und blau dargestellt).

Gänze durchsteuerte.

Da dieser Schaltungsfehler nicht mit einfachen Mitteln zu beheben gewesen wäre, wurde ein weiteres Konzept für den Umrichter entworfen, das unter 4.4 beschrieben ist.

## 4.4 Zweites Antriebskonzept

Für die Realisierung eines weiteren Antriebskonzeptes wurden Teile des ersten weiterverwendet:

- das unter 4.3.3 beschriebene Regelkonzept,
- die DSP-Platine (siehe unter A.2)
- der Geberadapter (siehe unter A.3.3 und A.3.4) und
- Teile der Schaltungen auf der Leistungsplatine (Stromversorgung, digitale Ein- und Ausgänge, siehe unter A.4.2 und A.4.3).

Als Leistungsteil wurde ein am Institut für elektrische Antriebe und Maschinen von Dipl.-Ing. Wolfgang Staffler entworfener und bereits für eine andere Anwendung getesteter Umrichter verwendet und für den Antrieb der Draisine adaptiert.

### 4.4.1 PSM

Da das in dieser Diplomarbeit begonnene Projekt einer solarenergiebetriebenen Draisine von Projektass. Paul Engertsberger fortgeführt wird, soll nun auch ein von ihm entworfener

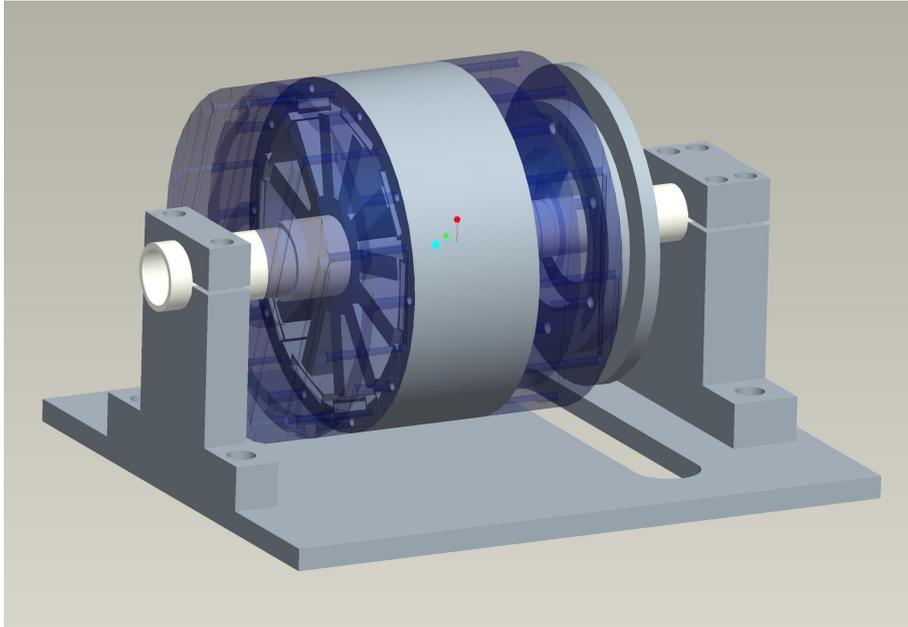


Abb. 4.19: Neuer Antriebsmotor für die Draisine (P. Engertsberger, Institut für elektrische Antriebe und Maschinen, TU-Wien, 2010)

und dimensionierter Antriebsmotor (siehe Abb. 4.19) zum Einsatz kommen. Diese Maschine hat die folgenden Kennwerte:

- Nennspannung 24 V
- Nennstrom 60 A
- Nenndrehzahl  $700 \text{ min}^{-1}$
- Nennmoment 20... 25 Nm

#### 4.4.2 Umrichter-Leistungsteil

Die Schaltung des Leistungsteils (siehe unter A.4.1) ermöglicht mit voller Bestückung mit je zwei parallelen MOSFETs (IRFP4668PbF) als Ventile und vier parallelen Shunt-Widerständen zur Strommessung (je  $0,001 \Omega$ ) Strangströme mit einem Scheitelwert von bis zu  $147 \text{ A}^*$ . Die Zwischenkreisspannung wurde von ursprünglich bis zu  $200 \text{ V}$  auf  $24 \text{ V}$  angepasst. Dies erfolgte durch Verwenden der gleichen Zwischenkreiskondensatoren, wie sie auch schon für den ersten Umrichter eingesetzt wurden. Der Spannungsteiler für die Zwischenkreisspannungsmessung wurde dabei so ausgelegt, dass er ein Übersetzungsver-

---

\*Aus der Verstärkung der Operationsverstärkerschaltungen zur Shuntstrommessung von  $\frac{68 \text{ k}\Omega + 68 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega} = 68$  und der maximalen Aussteuerung am Verstärkerausgang von  $2,5 \pm 2,5 \text{ V}$  ergibt sich ein maximaler Spannungsabfall von  $\frac{2,5}{68} \text{ V}$  am Messshunt mit  $0,25 \text{ m}\Omega$  und somit ein Maximalstrom von  $\frac{2,5 \text{ V}}{68 \cdot 0,25 \text{ m}\Omega} = 147 \text{ A}$ . Die zwei parallelen MOSFETs haben je einen  $I_{D,\text{max}}$  von  $92 \text{ A}$  bei  $100 \text{ }^\circ\text{C}$ , gesamt also  $184 \text{ A}$ .

hältnis von  $\frac{U_{ZK}}{U_{ZK\_ADCIN}} = \frac{40\text{V}}{5\text{V}} = 8$  und einen Innenwiderstand von  $10\text{k}\Omega$  aufweist, damit die Verstärkung des darauf folgenden Tiefpassfilters von 1 erhalten bleibt.

Ein großer Vorteil dieses Leistungsteils ist die Erzeugung der Versorgungsspannung für die Highside Treiber. Diese wird nicht wie unter 4.3.2 mit einer Ladungspumpe und einer Bootstrap-Schaltung generiert, sondern durch ein eigenes PWM-Signal, das über entsprechende Treiberbausteine (IXDF404SI) und Impulsübertrager (PULSE-P0544) eine stabile Versorgungsspannung von  $15\text{V}$  liefert, die schwebend oberhalb der Zwischenkreisspannung anliegt. In gleicher Weise erfolgt auch die Versorgung der Lowside Treiber, wobei hier die  $15\text{V}$  über den Shunt-Widerständen zur Strangstrommessung liegen.

Zum Abbau von etwaigen Überspannungen\* am Zwischenkreis ist ein Bremswiderstand vorgesehen, der über einen hardwaremäßig realisierten Zweipunktregler zugeschaltet werden kann. Die Einschaltswelle für den Widerstand wurde mit  $30\text{V}$  und die Ausschaltswelle mit  $29\text{V}$  eingestellt.

### 4.4.3 Stromversorgung und Steuerungsteil

Jene Teile des ursprünglichen Leistungsteils (siehe 4.3.2 und A.3.1), die nicht im neuen Leistungsteil (siehe A.4.1) enthalten waren, wurden schaltungsmäßig zu einem großen Teil beibehalten und in die neue Steuerungsplatine (siehe A.4.2) integriert.

Folgende Änderungen gegenüber der ersten Version wurden daran vorgenommen:

- Die  $\pm 12\text{V}$ -Versorgung wurde auf  $\pm 15\text{V}$  angehoben, da der neue Leistungsteil auf diese Versorgungsspannung ausgelegt war.
- Die negative Versorgungsspannung ( $-15\text{V}$ ) wurde verstärkt und mit dem selben Schaltspannungswandler wie die positive ausgeführt, um den höheren Stromverbrauch von eventuell eingesetzten Hallstromwandlern decken zu können.
- Zwei Relaisausgänge, die nur zur Reserve vorgesehen waren wurden weggelassen um eine Kollision der auf dem Leistungsteil benötigten Ausgänge zu vermeiden.
- Um eine einfachere Montage der Schaltspannungswandler zu gewährleisten wurden diese jetzt mit einem SMD-Gehäuse ausgeführt, dessen Gehäuse zur Kühlung direkt auf die Platine aufgelötet wird.

### 4.4.4 Schnittstellen DSP-Platine – Leistungsteil – Steuerungsteil

Die Schnittstellen zwischen den drei Hauptplatinen der Antriebseinheit wurden entsprechend Tab. 4.3 vorgesehen. Diese sind mit normalen Flachbandkabeln und Micromatch-Steckern

---

\*Z.B. durch Störungen hervorgerufene Fehlimpulse am Umrichter bzw. zu schnelles Abbremsen des Antriebes.

sowie normalen Pfostensteckern verbunden.

Bezeichnung	DSP-Platine	Leistungsteil	Steuerungsteil
Versorgung	SV2	SV1	SV1
Digital OUT	X17	X6	
PWM_A	X1	X1	
PWM_B	X9	X5	
Digital IN	X17		X18
Analog IN	X5	X2	
Digital IN	JP5[1...10]		JP2[1...15, 14, 16]
Digital OUT	JP3[1...10]	JP3[1, 2, 9, 10]	JP1[5...15, 14, 16]

Tab. 4.3: Schnittstellen zwischen DSP-, Leistungs- und Steuerungsplatine.

Zur Verwendung eines analogen Lagegebers kann über die Analogeingänge eine Zusatzplatine (siehe unter A.3.3) eingebunden werden.

Die Zuordnung der Ein- und Ausgänge des Steuerungsteils ist größtenteils gleich geblieben und ist jetzt gemäß Tab. 4.4 ausgeführt.

Die Dimensionierung der Bauelemente des Steuerungsteils wurde entsprechend 4.3.2 beibehalten.

#### 4.4.5 Versuchsaufbau und Inbetriebnahme

Die Inbetriebnahme des neuen Umrichters erfolgte sinngemäß wie unter 4.3.3 und 4.3.4 beschrieben.

Die Reglerparameter für den Stromregler wurden wieder unter Abschaltung des I-Anteils (siehe Abb. 4.20) des Reglers mittels des Näherungsverfahrens nach Ziegler-Nichols berechnet.

Dabei sind die folgenden Parameter aus dem Versuchsaufbau ermittelt und eingestellt worden:

- Geberoffset: 0x2D30
- $K_{P\_Ireg} = 0,765$ ,  $T_{N\_Ireg} = 510 \mu\text{s}$
- $K_{P\_nreg} = 6$ ,  $T_{N\_nreg} = 4,096 \text{ ms}$

Nach Einstellung der Reglerparameter und Inbetriebnahme des gesamten Stromreglers mit I-Anteil konnte eine Anstiegszeit der Sprungantwort bis zum Sollwert von ca. 1,3 ms erreicht werden (siehe Abb. 4.21).

Die Inbetriebnahme des Drehzahlreglers verlief ebenfalls ohne größere Probleme. Es wurde lediglich die Begrenzung des q-Stromsollwertes  $I_{q,soll}$  auf einen Wert von 6 A eingestellt, da

Bez.	Klemme	DSP-Port	Funktion
DIN0	X37	T1PWM	Eingang für Tretfrequenzerfassung 1 (über induktiven Näherungsschalter)
DIN1	X40	T2PWM	Eingang für Tretfrequenzerfassung 2 (über induktiven Näherungsschalter)
DIN2	X42	T3PWM	Eingang für Tretfrequenzerfassung 3 (über induktiven Näherungsschalter)
DIN3	X44	T4PWM	Eingang für Tretfrequenzerfassung 4 (über induktiven Näherungsschalter)
DIN4	JP3-1	TDIRB	Reserve
DIN5	JP3-3	TCLKINB	Reserve
DIN6	JP3-5	EVASOC	Reserve
DIN7	JP3-7	EVBSOC	Reserve
DIN_A	X15	XD[0...15]*	Eingang Bit 2 <sup>0</sup> für Momentenvorwahl-Stufenschalter
DIN_B	X16	XD[0...15]*	Eingang Bit 2 <sup>1</sup> für Momentenvorwahl-Stufenschalter
DIN_C	X17	XD[0...15]*	Eingang Bit 2 <sup>0</sup> für Momentenvorwahl-Stufenschalter
DIN_D	X39	XD[0...15]*	Eingang Hauptschalter Stellung „Steuerung“
DIN_E	X43	XD[0...15]*	Eingang Hauptschalter Stellung „EIN“
DIN_F	X45	XD[0...15]*	Reserveeingang über Jumper frei konfigurierbar
DIN_G	X38	XD[0...15]*	Reserveeingang über Jumper frei konfigurierbar
DIN_H	X41	XD[0...15]*	Reserveeingang über Jumper frei konfigurierbar
DOUT_A		XD[0...15]*	Nicht belegt, um Kollision mit Belegung im Leistungsteil zu vermeiden (Bremschaltung)
DOUT_B		XD[0...15]*	Nicht belegt, um Kollision mit Belegung im Leistungsteil zu vermeiden (Bremschaltung)
DOUT_C	X19, 23, 27	XD[0...15]*	Ausgang Betriebsmeldeleuchte im Bedienpult
DOUT_D	X20, 24, 28	XD[0...15]*	Ausgang Störungmeldeleuchte im Bedienpult
DOUT_E	X21, 25, 29	XD[0...15]*	Reserveausgang mit potentialfreiem Umschaltkontakt
DOUT_F	X22, 26, 30	XD[0...15]*	Reserveausgang mit potentialfreiem Umschaltkontakt
DOUT_G	X31, 33, 35	XD[0...15]*	Reserveausgang mit potentialfreiem Umschaltkontakt
DOUT_H	X32, 34, 36	XD[0...15]*	Reserveausgang mit potentialfreiem Umschaltkontakt

Tab. 4.4: Zuordnung der Ein- und Ausgänge zu den DSP-Signalen.

\*Die Eingänge DIN\_A bis DIN\_H und die Ausgänge DOUT\_A bis DOUT\_H werden jeweils über ein Schieberegister direkt am Datenbus eingelesen bzw. ausgegeben.

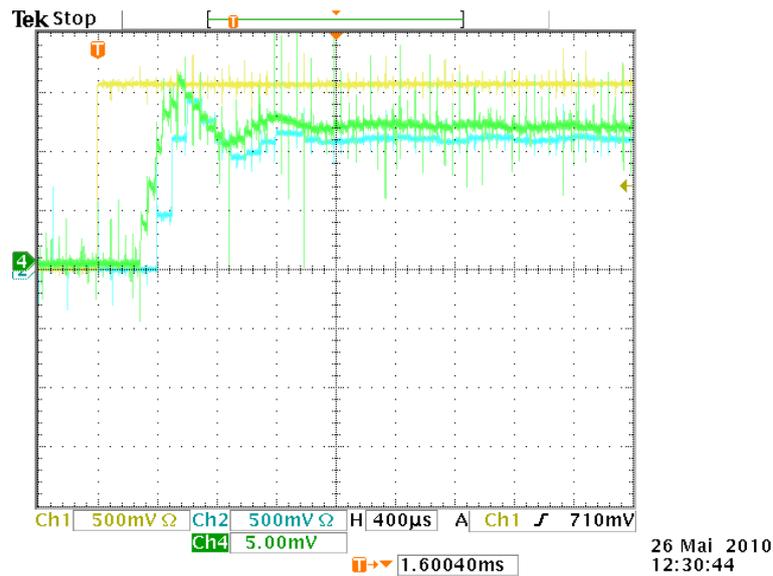


Abb. 4.20: Antwort des Stromreglers ohne I-Anteil mit Proportionalverstärkung  $K_P = 1,2$  (Ch1:  $I_{d,soll}$ , Ch2+Ch4:  $I_{d,ist}$ , Maßstab jeweils  $6,25 \text{ A/DIV}$ ) auf einen Sollwertsprung des d-Stromes auf 20 A.

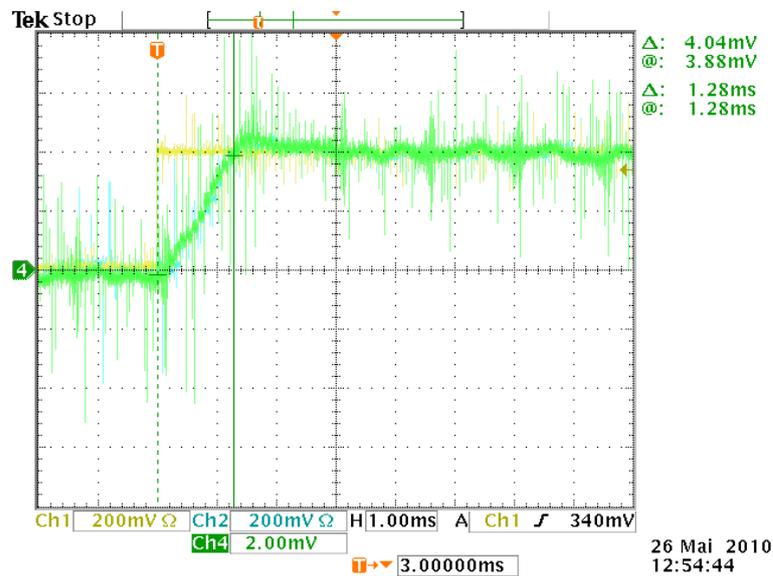


Abb. 4.21: Antwort des Stromreglers mit Proportionalverstärkung  $K_P = 0,762$  und Nachstellzeit  $T_N = 510 \mu\text{s}$  (Ch1:  $I_{d,soll}$ , Ch2+Ch4:  $I_{d,ist}$ , Maßstab jeweils  $2,5 \text{ A/DIV}$ ) auf einen Sollwertsprung des d-Stromes auf 5 A.

## 4 Draisine

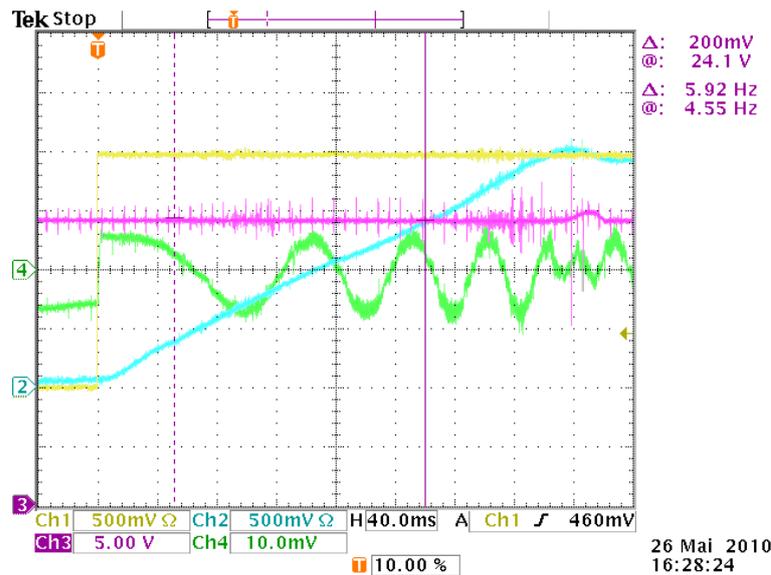


Abb. 4.22: Antwort des Drehzahlreglers mit Proportionalverstärkung  $K_P = 6$  und Nachstellzeit  $T_N = 4,096$  ms (Ch1:  $\omega_{\text{soll}}$ , Ch2:  $\omega_{\text{ist}}$ , Ch3:  $U_{\text{ZK}}$ , Ch4:  $I_{\text{u,ist}}$ ) auf einen Sollwertsprung auf halbe Nenndrehzahl mit Strombegrenzung auf 6 A.

das verwendete Netzgerät bei einer höheren Einstellung die Zwischenkreisspannung nicht halten konnte und die Unterspannungsabschaltung ausgelöst wurde. Das Ergebnis eines Sollwertsprunges auf halbe Nenndrehzahl ist in Abb. 4.22 ersichtlich.

Der Vorgang des Bremsens mit Zuschaltung des Bremswiderstandes wurde ebenfalls simuliert und ergab bei einer Strombegrenzung auf 10 A einen Verlauf der Antwort eines Sprunges von halber Nenndrehzahl auf 0 gemäß Abb. 4.23. Aus dem Verlauf der Zwischenkreisspannung ist ersichtlich, dass sich der Bremswiderstand, wie eingestellt bei 30 V zuschaltet und die Zwischenkreisspannung auf diesen Wert begrenzt.

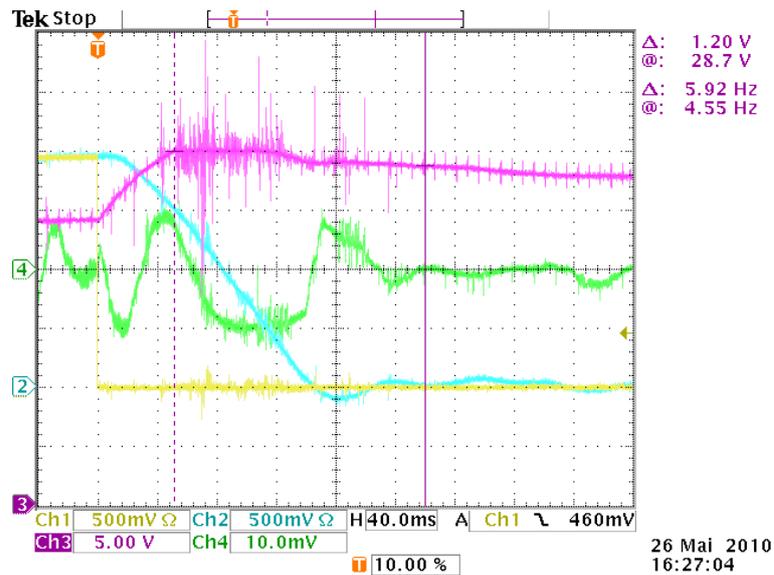


Abb. 4.23: Antwort des Drehzahlreglers mit Proportionalverstärkung  $K_P = 6$  und Nachstellzeit  $T_N = 4,096$  ms (Ch1:  $\omega_{\text{soll}}$ , Ch2:  $\omega_{\text{ist}}$ , Ch3:  $U_{ZK}$ , Ch4:  $I_{u,\text{ist}}$ ) auf einen Sollwertsprung von halber Nenndrehzahl auf 0 mit Strombegrenzung auf 10 A.

## 5 Zusammenfassung

Für den Antrieb einer Draisine wurde ein elektromotorischer Hilfsantrieb entworfen, der mit Solarenergie betrieben wird. Die Energieversorgungseinheit, bestehend aus drei parallelen 24 V-Solarmodulen mit je 150 W Spitzenleistung, einem Laderegler und zwei in Serie geschalteten 12 V-Akkumulatoren, wurde einem Langzeittest unter realen Bedingungen unterzogen. Durch Auswertung des täglichen Energiegewinns aus den Messdaten dieses Langzeittests und Gegenüberstellung mit Simulationsdaten zum Verbrauch während einer Fahrt von Horitschon nach Oberpullendorf konnte gezeigt werden, dass die Dimensionierung der Akkumulatoren und Solarpaneele ausreichend ist. Auch einzelne Tage mit wolkeigem Wetter können ohne zusätzliche Fremdladung überbrückt werden. Einzig bei dauerhaftem Schlechtwetter und zu Saisonende Anfang Oktober wird es notwendig sein, die Akkus mit einem Ladegerät nachzuladen. Detaillierte Ergebnisse sind unter 4.2.3 nachzulesen.

Die Suche nach einem geeigneten Antriebsmotor für die Draisine mit einer Systemspannung von 24 V erwies sich als schwierig, da durch die geringe Spannung relativ hohe Ströme von über 100 A notwendig sind. Für die Antriebseinheit wurde zunächst ein eigener Leistungsteil samt Spannungsversorgung und Steuerungsteil gebaut. Nach Implementierung der Regelung stellte sich jedoch heraus, dass dieses erste Konzept durch einen Dimensionierungsfehler bei der MOSFET-Treiberstufe, der leider nicht zu beheben war, nicht funktionstüchtig war und dadurch sogar zerstört wurde. Daraufhin wurde ein neues Konzept unter Verwendung eines vorhandenen Leistungsteils erarbeitet und lediglich die Teile des ursprünglichen Konzepts dazugebaut, die auf der neuen Leistungsplatine nicht enthalten waren. Diese Antriebseinheit wurde erfolgreich in Betrieb genommen, auf ihre Leistungsfähigkeit getestet und die Messergebnisse unter 4.4.5 dokumentiert.

Abschließend ist anzumerken, dass eine Erhöhung der Systemspannung zielführend gewesen wäre, da die Ströme im Bereich von 100 A nicht mehr leicht zu beherrschen sind. Dies wurde auch in Erwägung gezogen, war jedoch wegen der ungeraden Anzahl von Solarpaneelen problematisch. Die einzige Möglichkeit die drei Paneele zu verschalten, wäre eine Serienschaltung von allen drei Paneelen gewesen, die im äußersten Fall bei Ladeschluss eine Gesamtspannung von  $3 \times 28,8 \text{ V} = 86,4 \text{ V}$  ergeben hätte. Aus sicherheitstechnischen Gründen wurde diese Anordnung dann nicht ausgeführt.

Die Implementierung der sensorlosen Regelung, wie unter 2.2.5 und 2.2.6 beschrieben sowie

## 5 Zusammenfassung

der mechanische Aufbau der Antriebseinheit und deren Inbetriebnahme als Gesamtsystem wird im Rahmen eines Nachfolgeprojektes durch den Kollegen Paul Engertsberger durchgeführt.

# Anhang

# A Schaltungsunterlagen

## A.1 Stromlaufplan Draisine

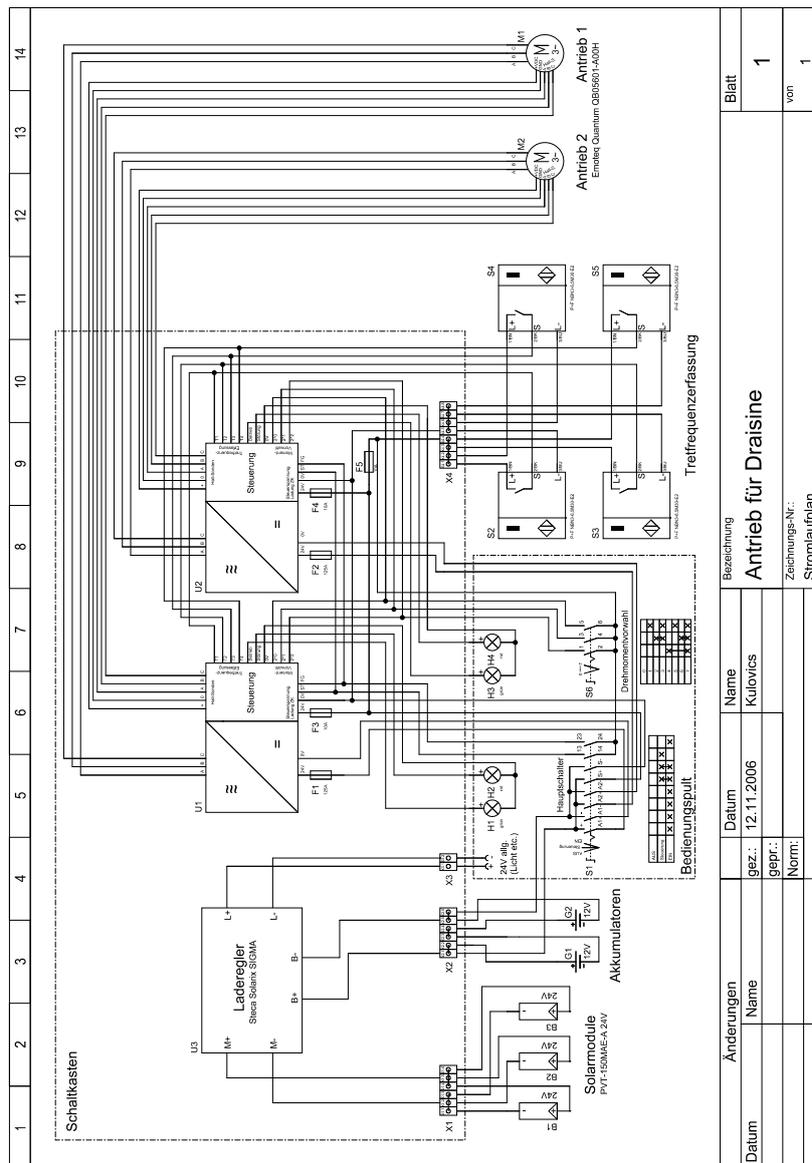


Abb. A.1: Stromlaufplan der Draisine (Schaltkasten, Bedienungspult und externe Geräte).











## A.2.2 Layout

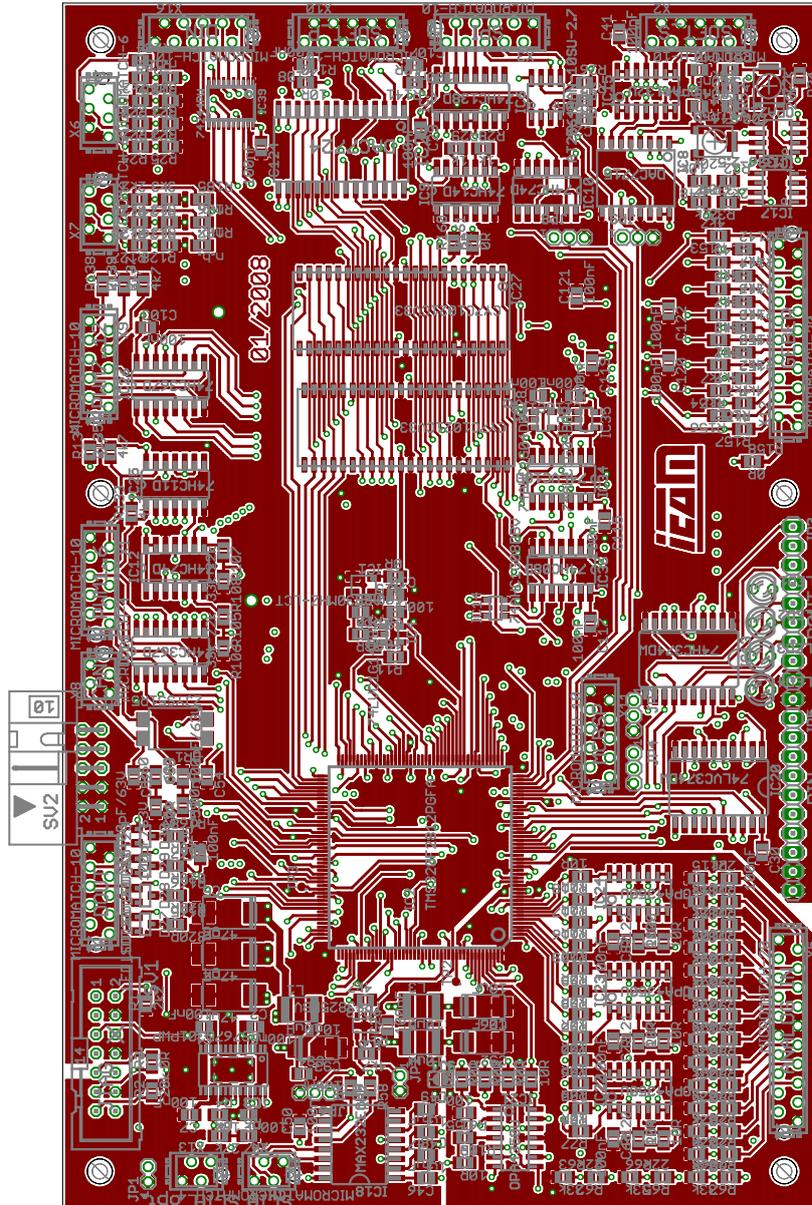


Abb. A.7: Layout DSP-Platine, Ansicht von oben (M. Hofer, W. Staffler, Institut für elektrische Antriebe und Maschinen, TU-Wien, 2008).

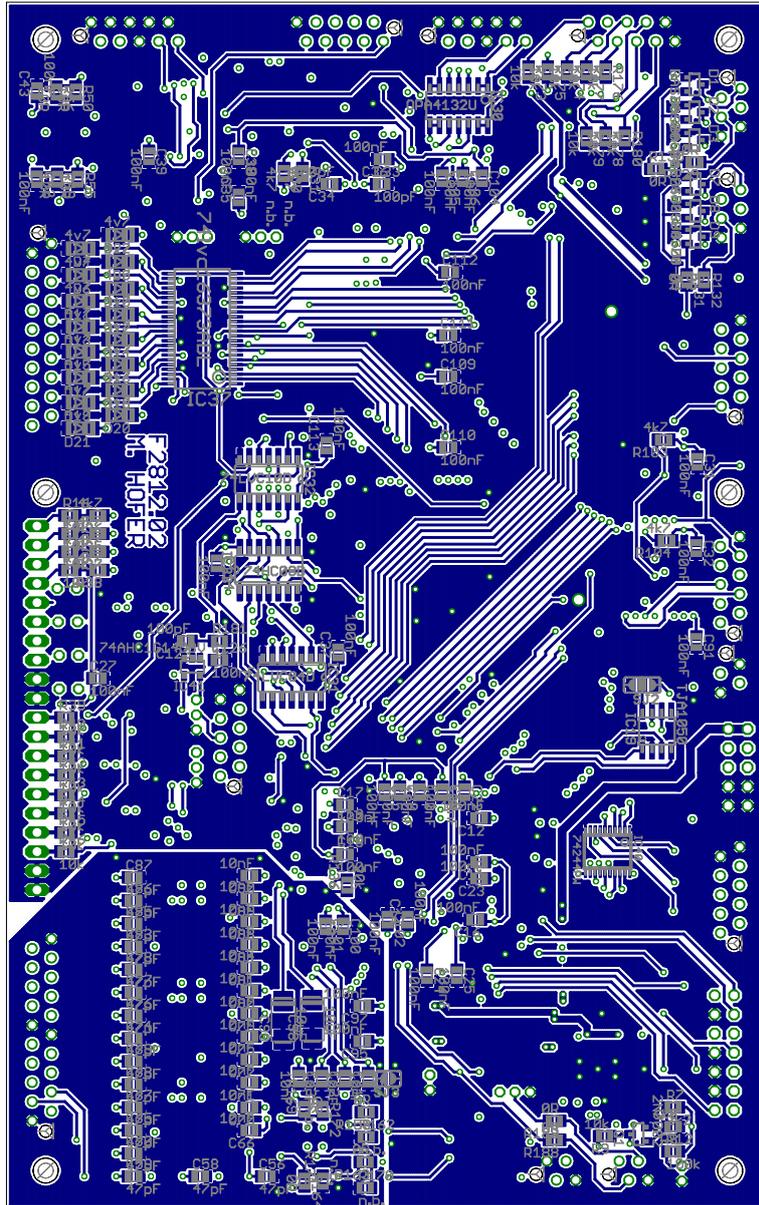
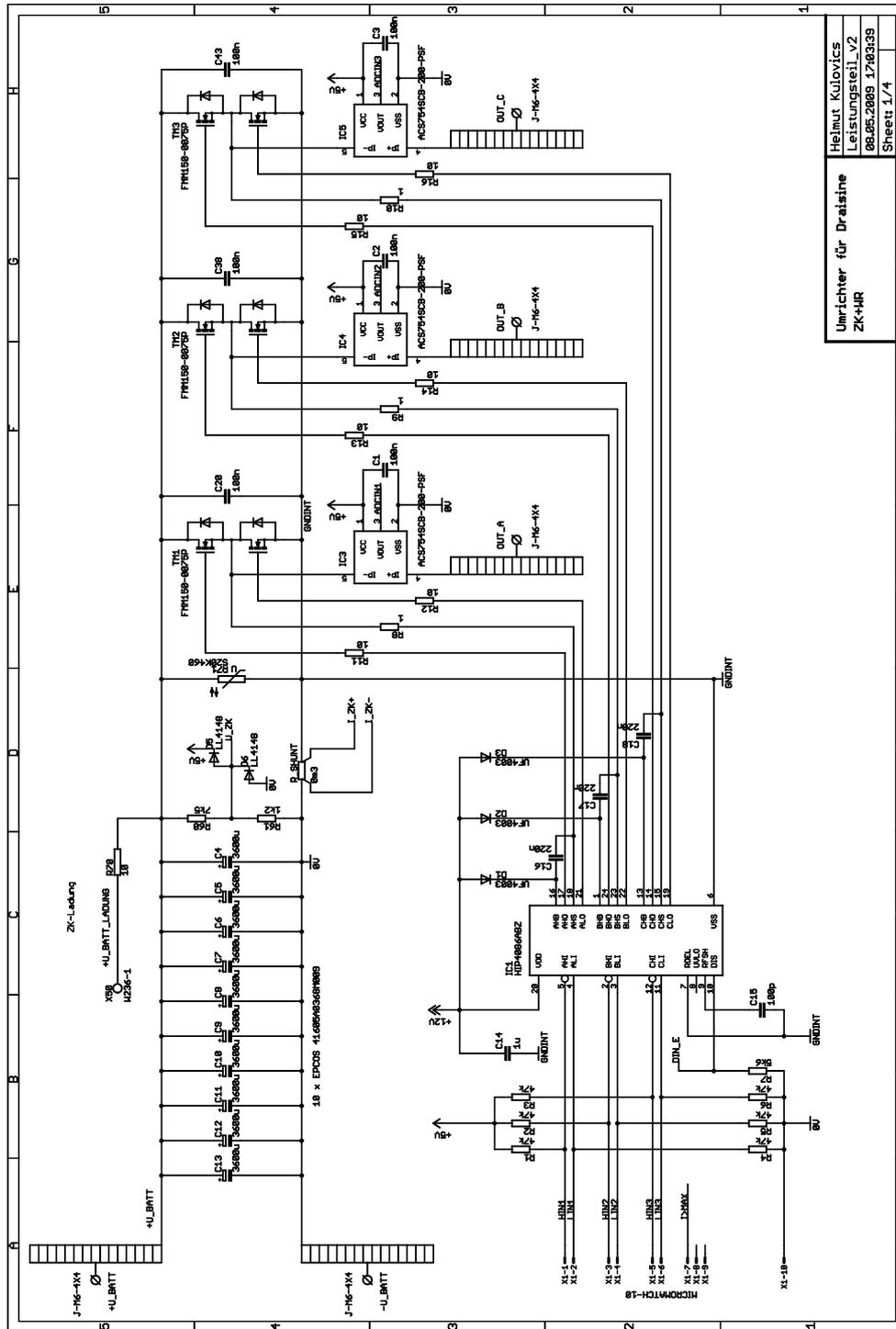


Abb. A.8: Layout DSP-Platine, Ansicht von unten (M. Hofer, W. Staffler, Institut für elektrische Antriebe und Maschinen, TU-Wien, 2008).

# A.3 Antriebskonzept 1

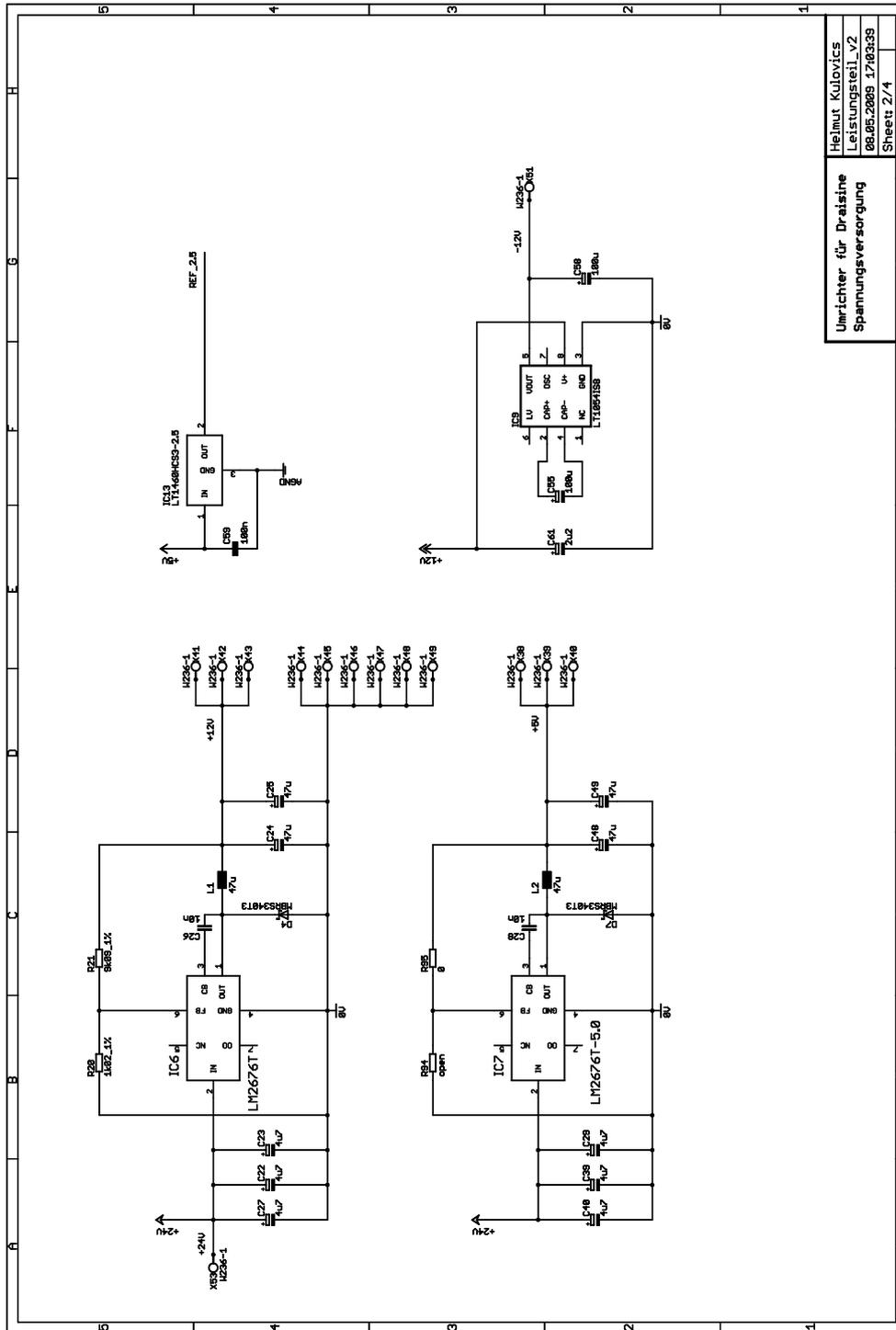
## A.3.1 Schaltung Leistungsteil



Helmut Kuloyics  
Leistungsteil\_V2  
08.05.2009 17:03:39  
Sheet 1/4

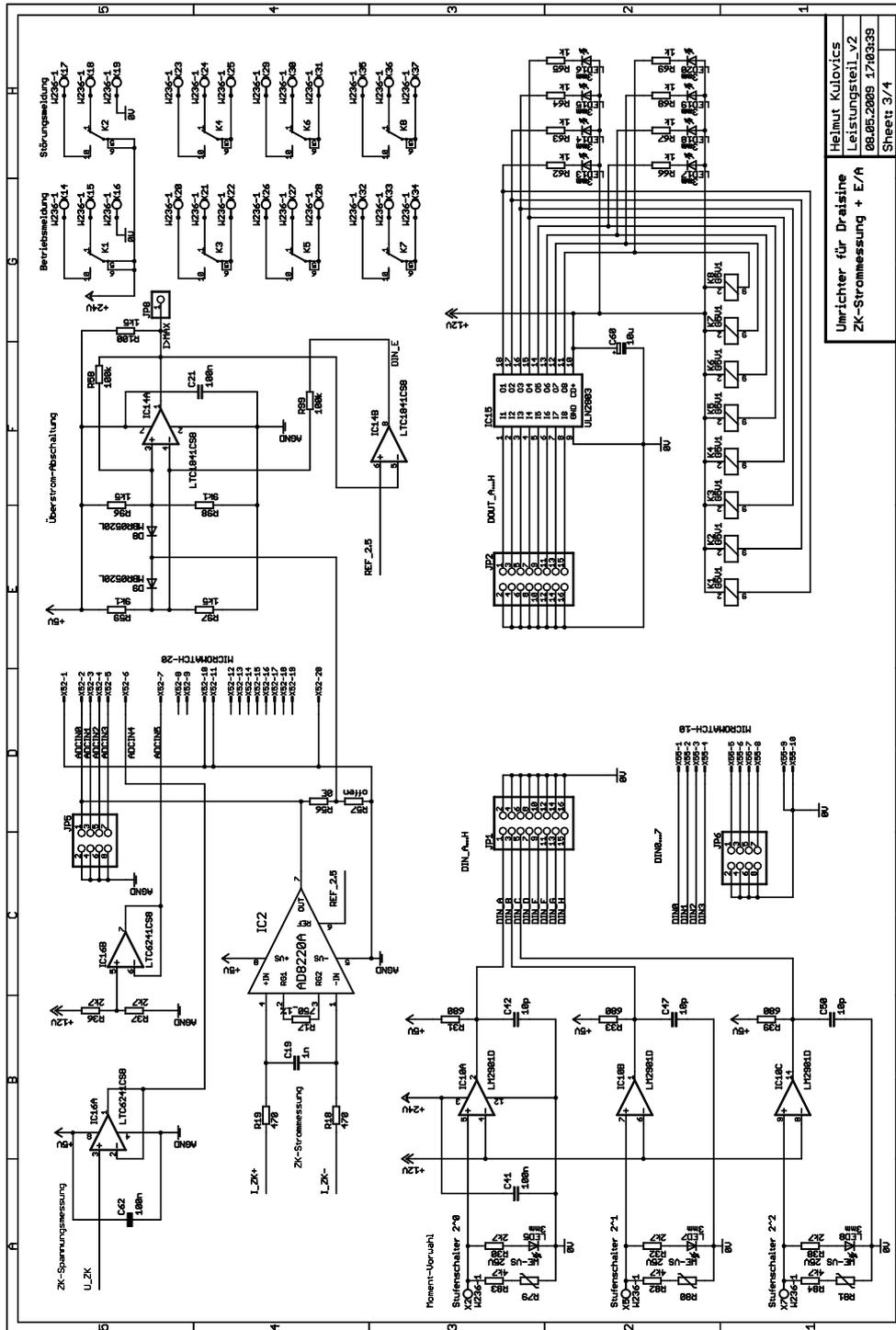
Umrücker für Draisine  
ZK+JR

Abb. A.9: Schaltung Umrücker (Wechselrichter und Strang-Strommessung).



Helmut Kulovics  
Leistungsteil\_V2  
08.05.2005 17:03:39  
Sheet 2/4

Abb. A.10: Schaltung Umrichter (Spannungsversorgung +12 V, -12 V, 5 V, Referenzspannung 2,5 V).



Helmut Kulovics  
 Umrichter für Drahtlose  
 Leistungsteil\_V2  
 08.05.2009 17:03:39  
 Sheet 3/4

Abb. A.11: Schaltung Umrichter (Zwischenkreis-Strommessung, Digitale Ein- und Ausgänge).

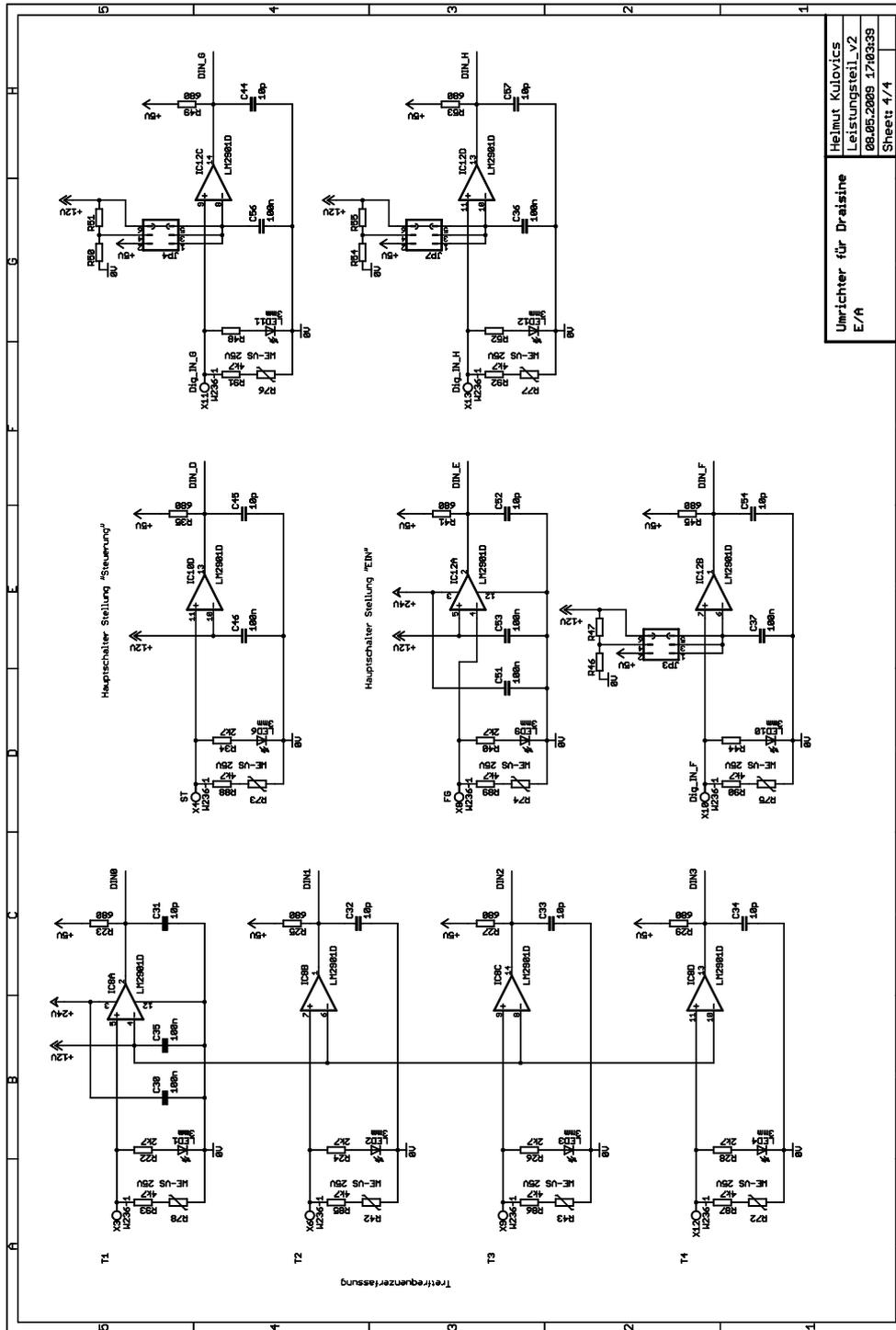


Abb. A.12: Schaltung Umrichter (Digitale Ein- und Ausgänge mit Komparatoren).

### A.3.2 Layout Leistungsteil

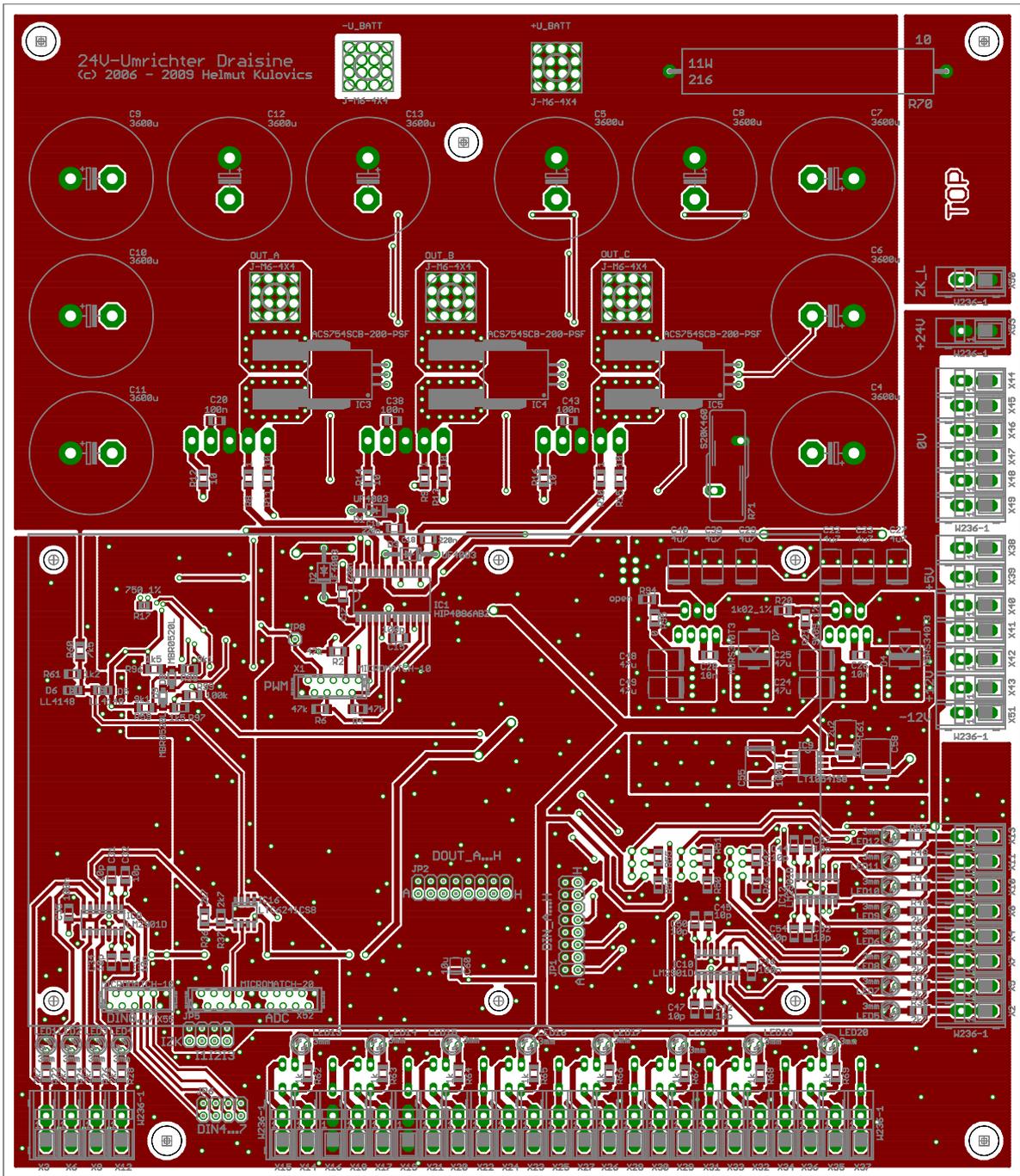


Abb. A.13: Platinenlayout Leistungsteil, Ansicht von oben (TOP).

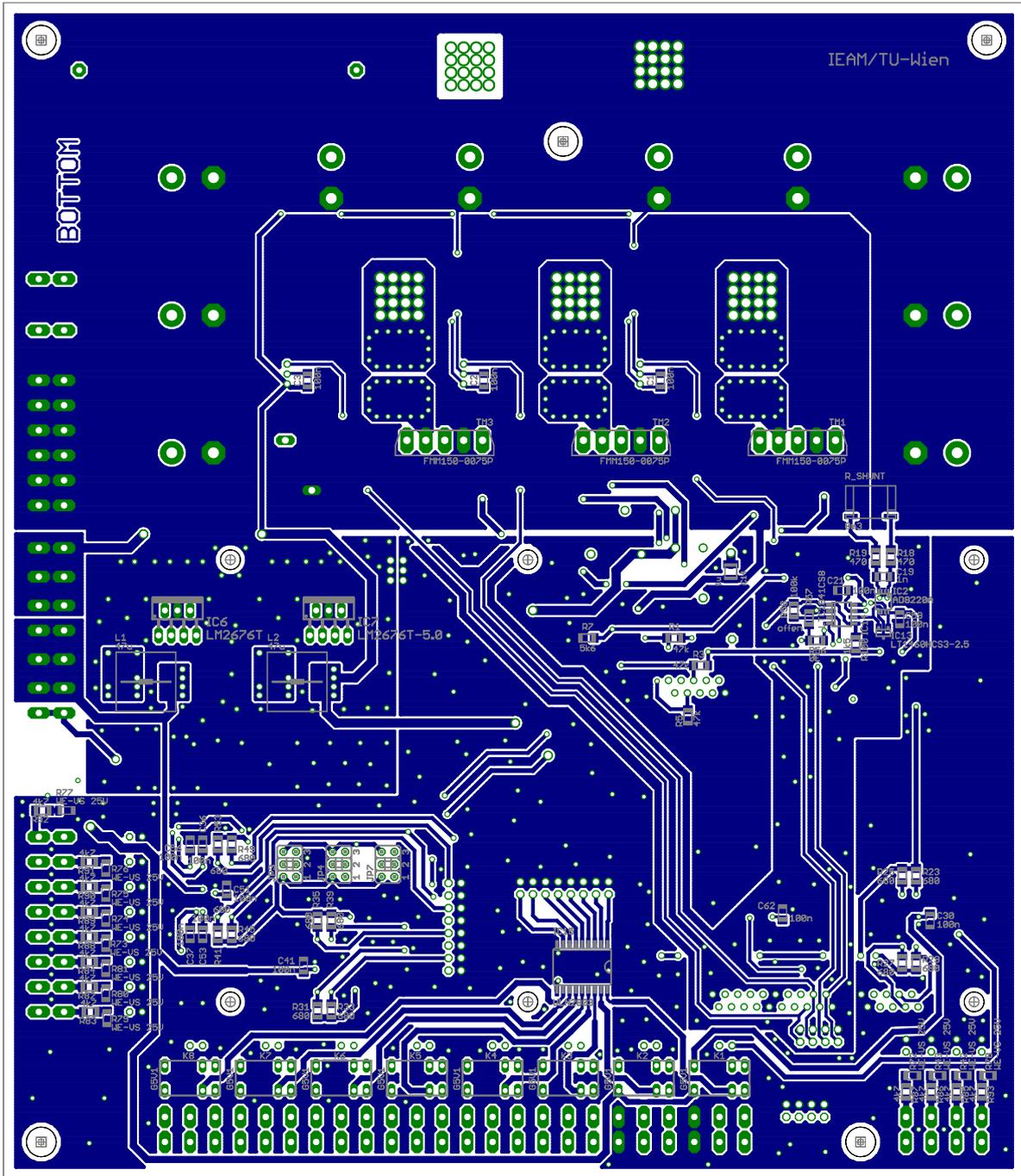
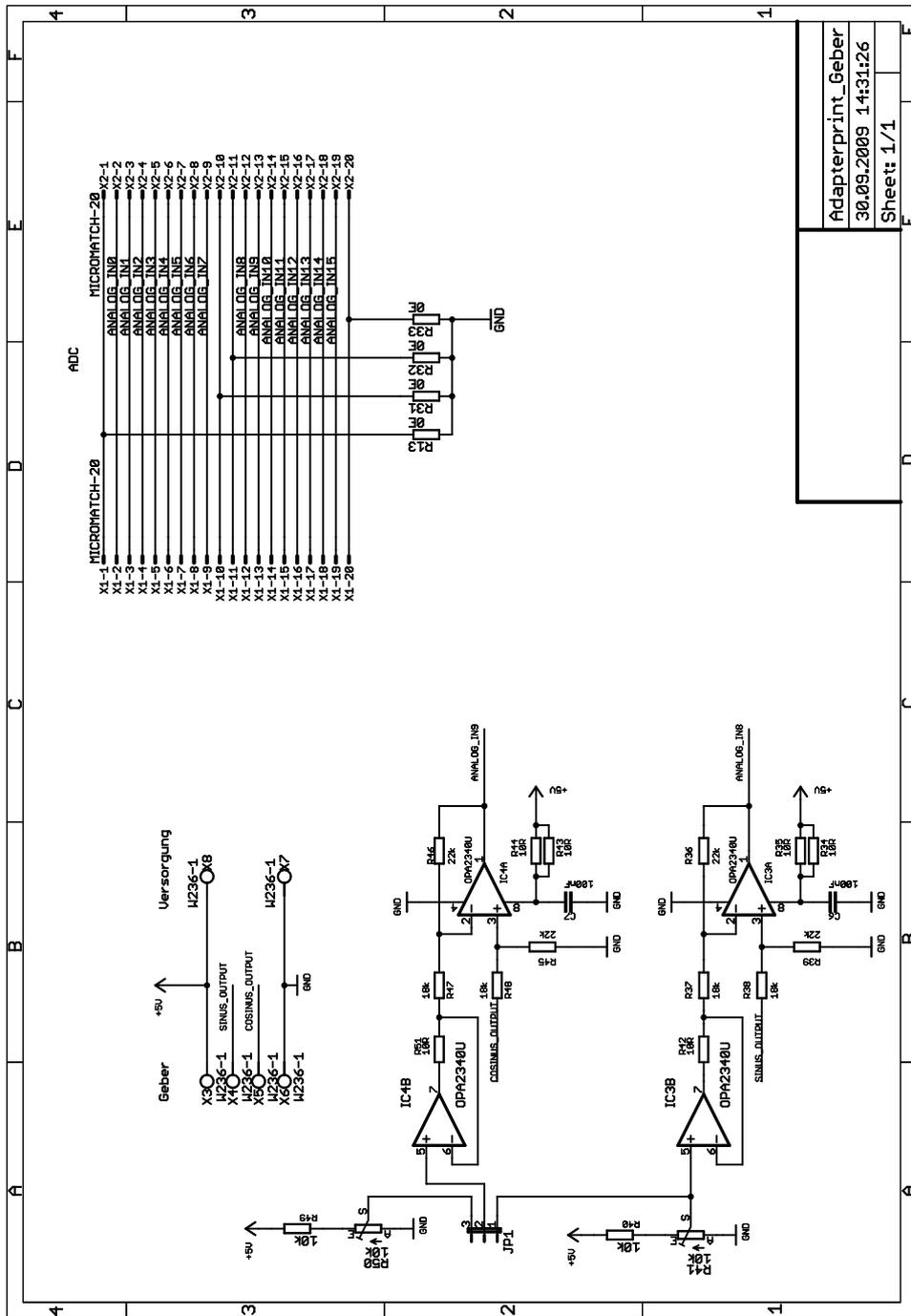


Abb. A.14: Platinenlayout Leistungsteil, Ansicht von unten (Bottom).

### A.3.3 Schaltung Geberadapter



Adapterprint\_Geber  
30.09.2009 14:31:26  
Sheet: 1/1

Abb. A.15: Schaltung der Adapterplatine für die Einbindung des Lagegebers in die Analogeingänge.

### A.3.4 Layout Geberadapter

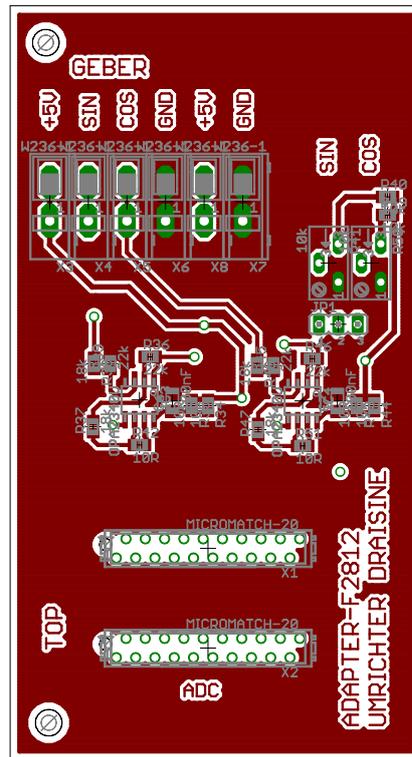


Abb. A.16: Platinenlayout Geberadapter, Ansicht von oben (Top).

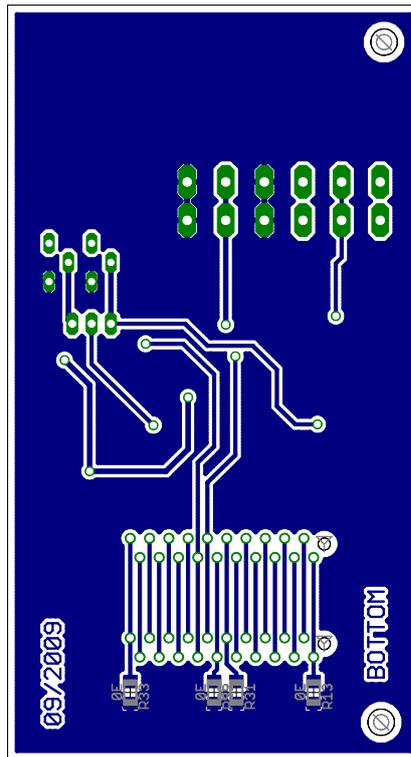


Abb. A.17: Platinenlayout Geberadapter, Ansicht von unten (Bottom).

# A.4 Antriebskonzept 2

## A.4.1 Schaltung Leistungsteil

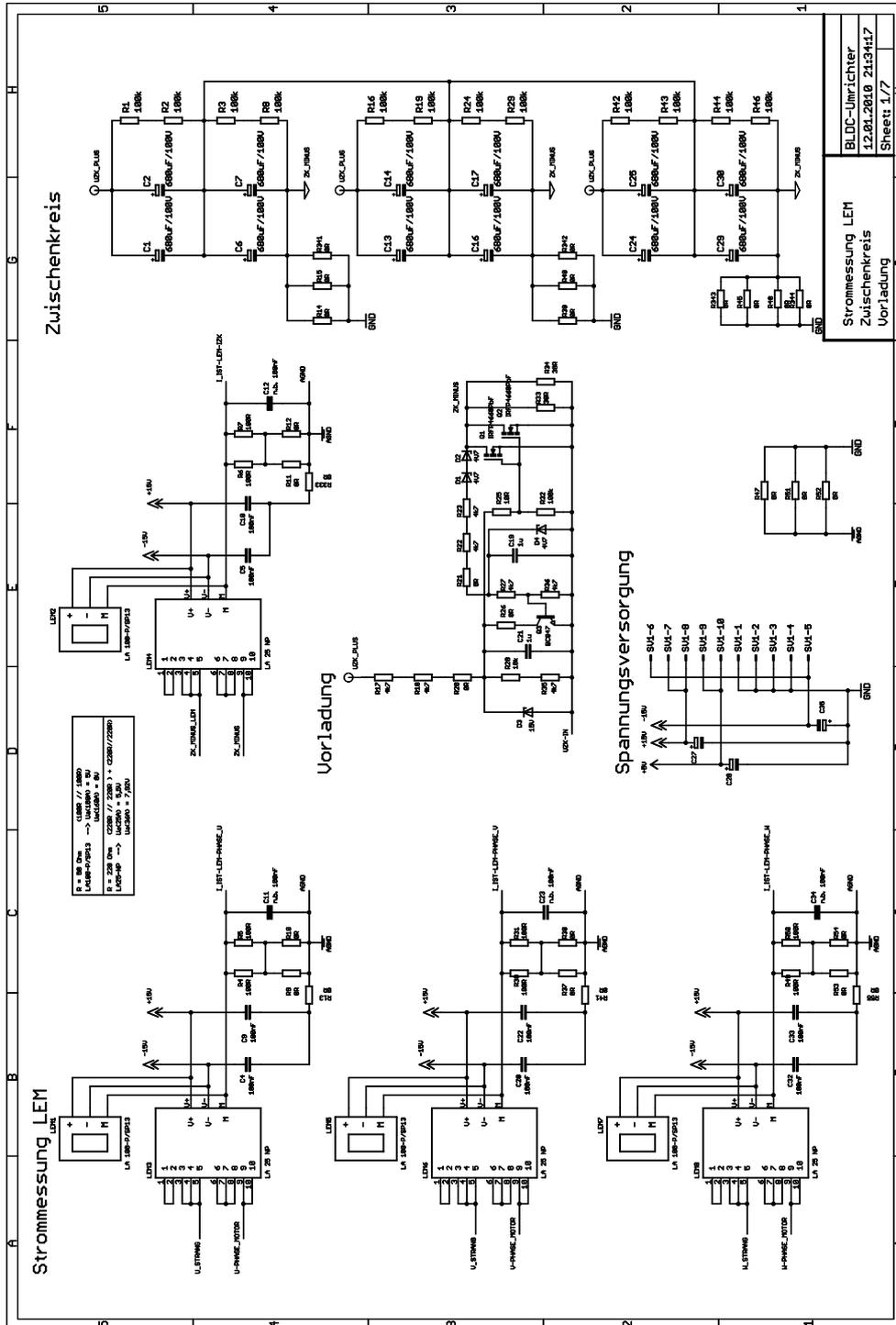


Abb. A.18: Schaltung Umrichter: Strommessung, Zwischenkreis, Vorladung (W. Staffler, Institut für elektrische Antriebe und Maschinen, TU-Wien, 2009).

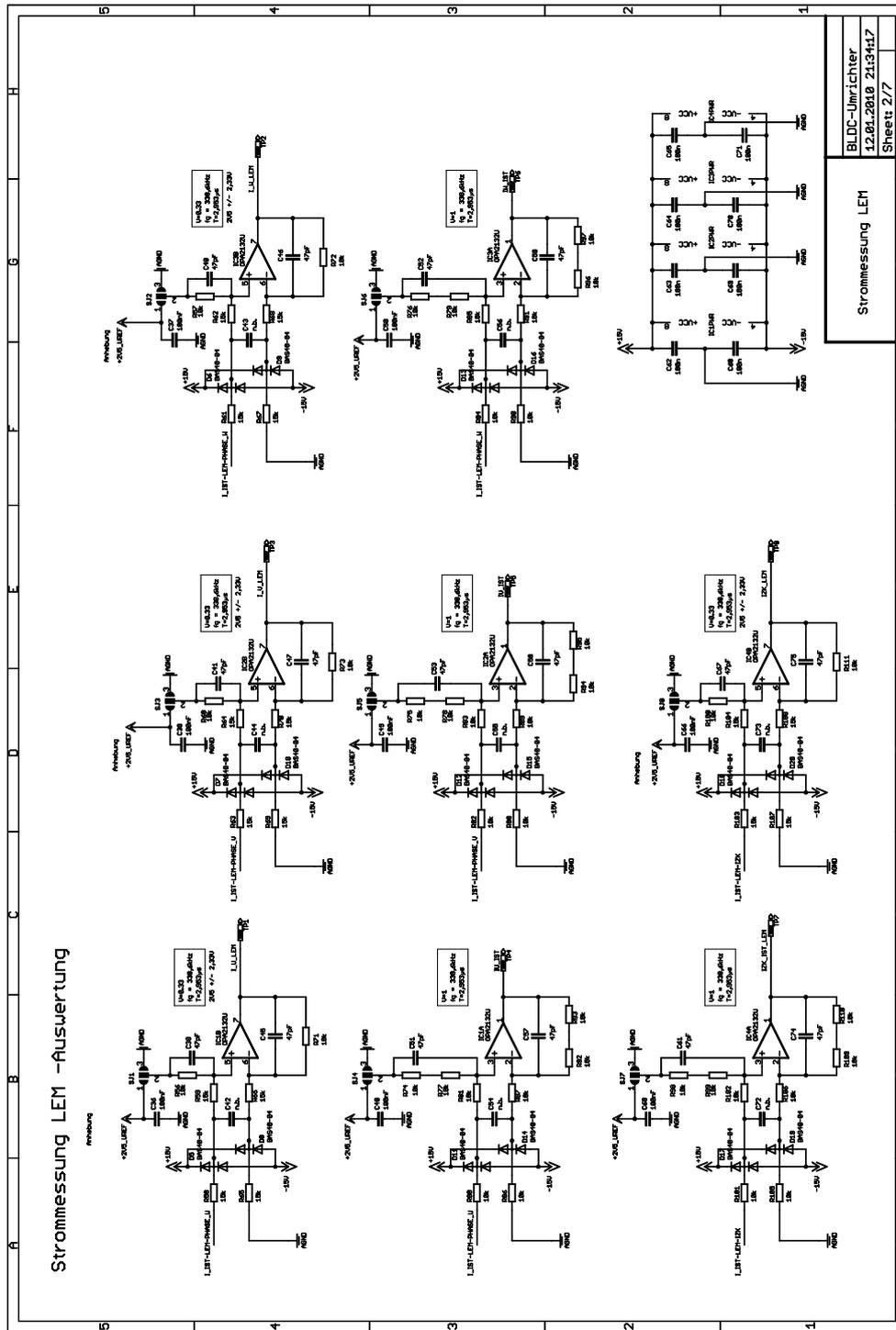


Abb. A.19: Schaltung Umrichter: Strommessung (W. Staffler, Institut für elektrische Antriebe und Maschinen, TU-Wien, 2009).

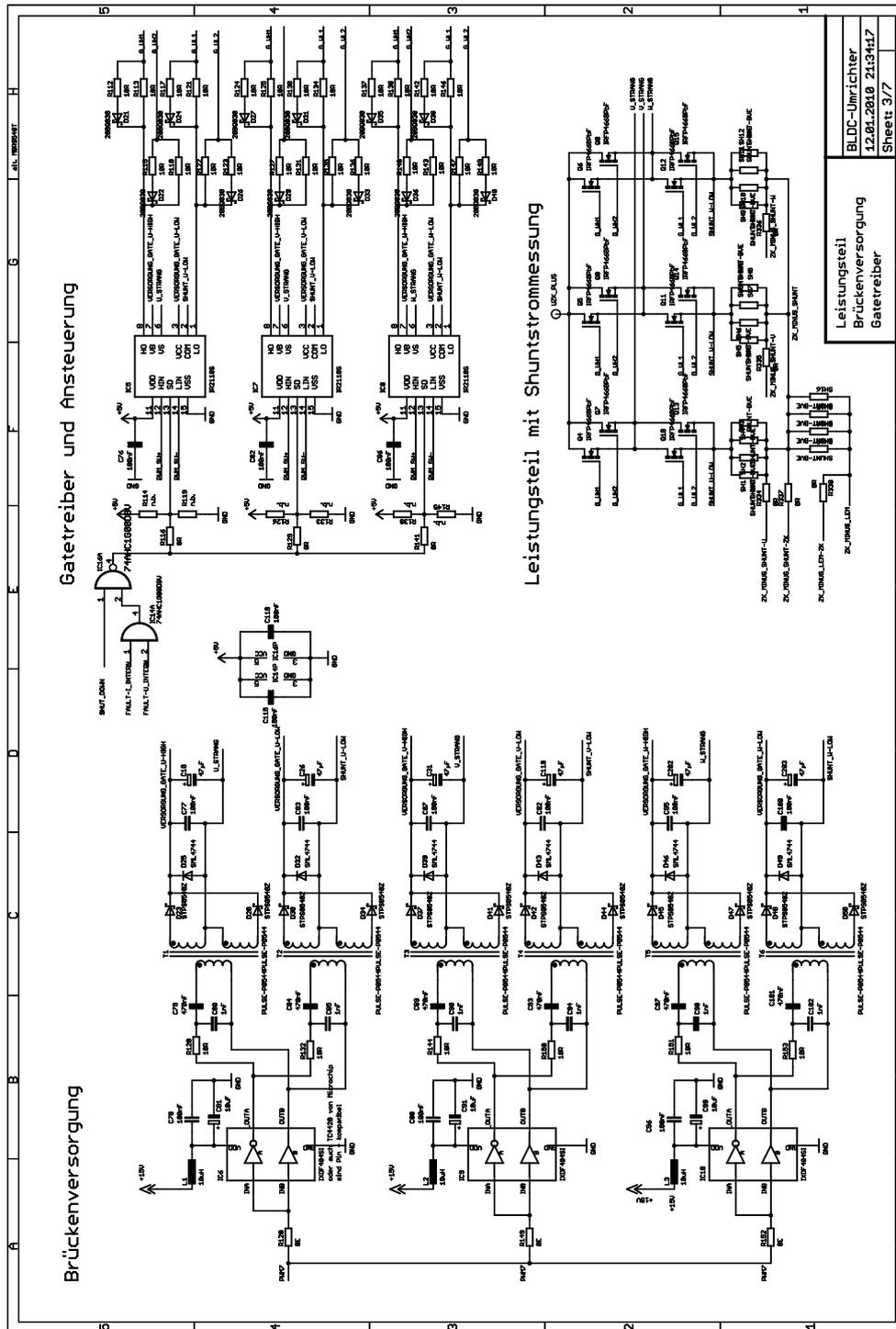
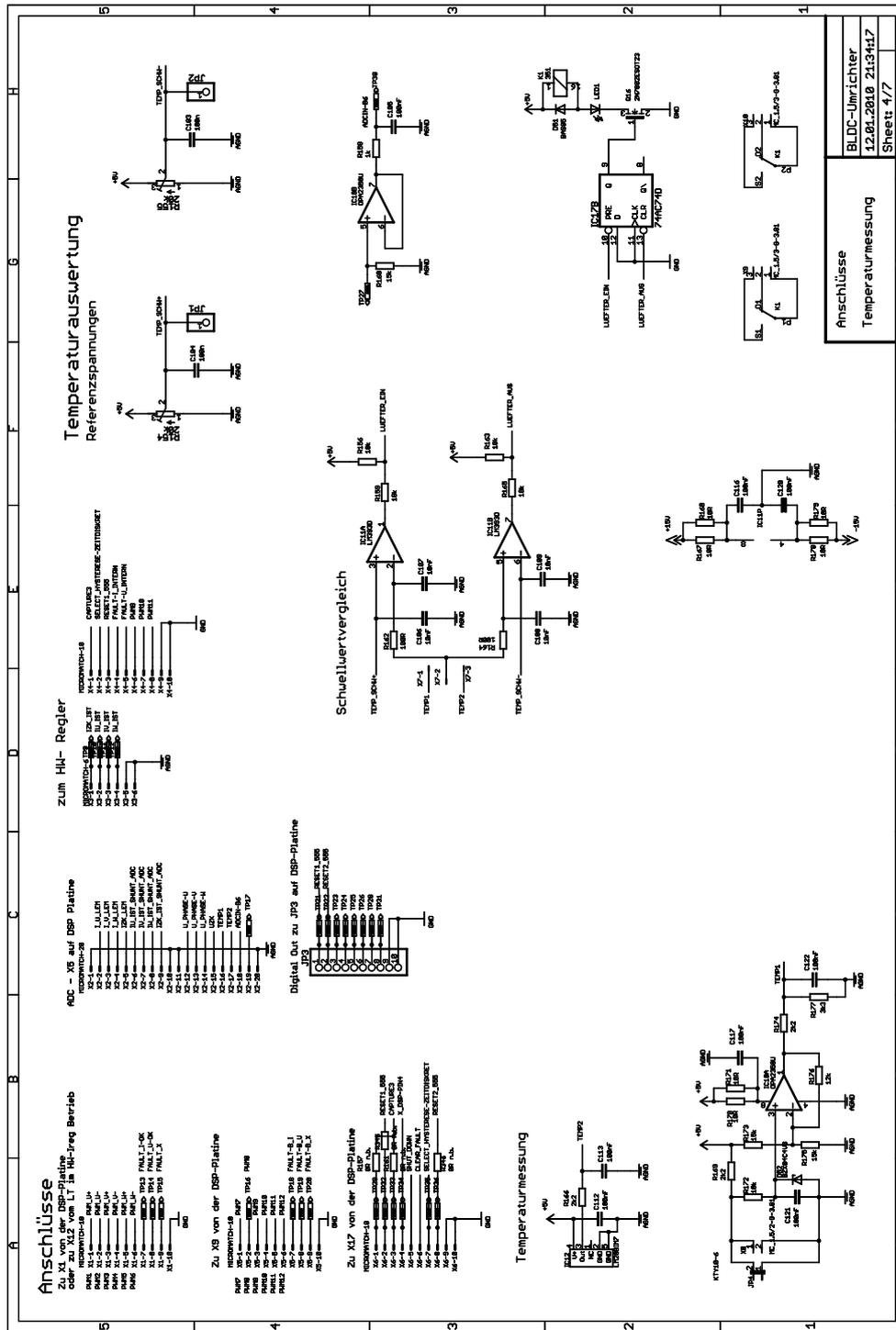


Abb. A.20: Schaltung Umrichter: Leistungsteil, Gatetreiber (W. Staffler, Institut für elektrische Antriebe und Maschinen, TU-Wien, 2009).



Anschlüsse  
Temperaturmessung

BLDC-Umrichter  
12.01.2010 2113417  
Sheet 4/7

Abb. A.21: Schaltung Umrichter: Anschlüsse (W. Staffler, Institut für elektrische Antriebe und Maschinen, TU-Wien, 2009).

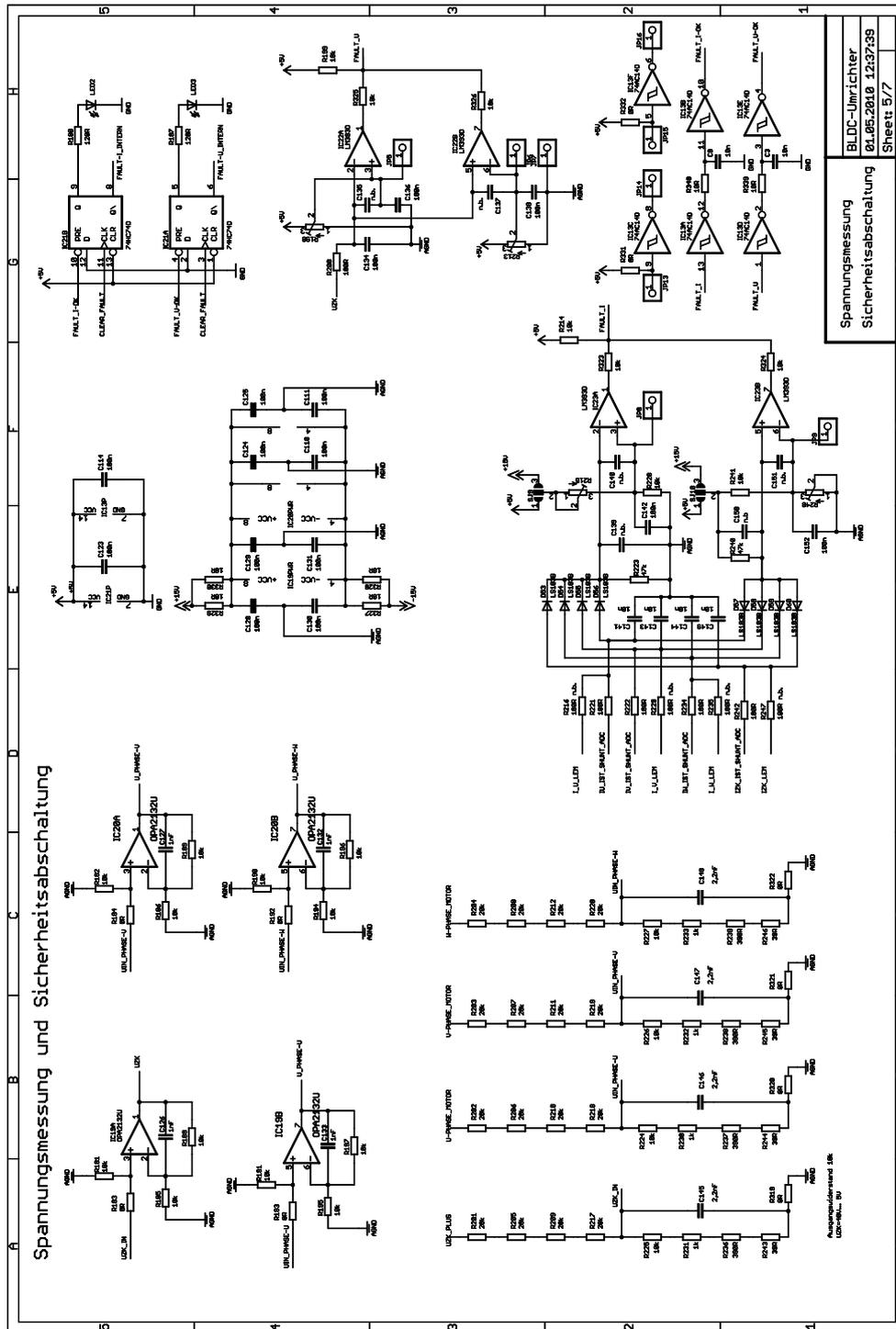


Abb. A.22: Schaltung Umrichter: Spannungsmessung, Sicherheitsabschaltung (W. Staffler, Institut für elektrische Antriebe und Maschinen, TU-Wien, 2009).

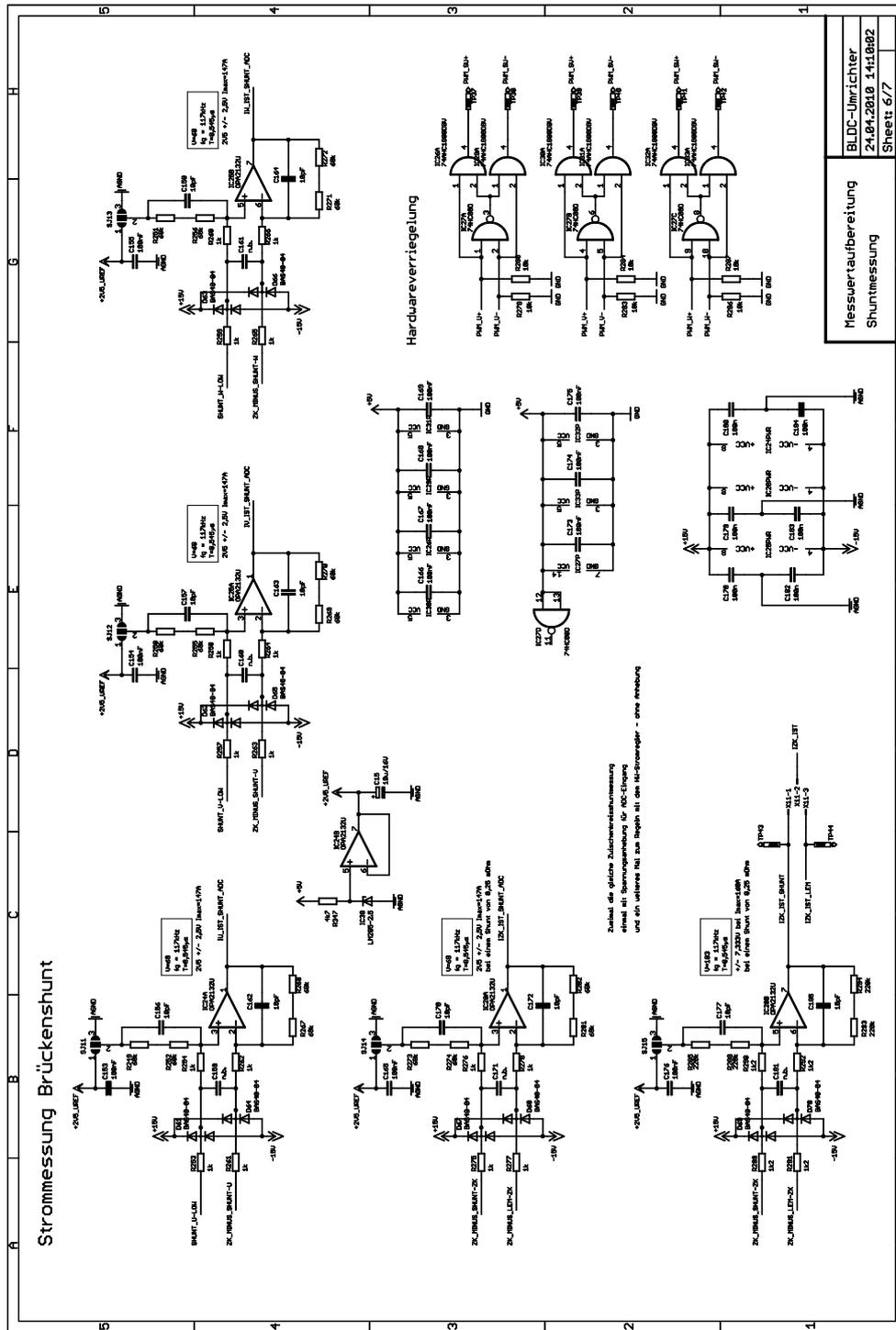


Abb. A.23: Schaltung Umrichter: Shuntstrommessung (W. Staffler, Institut für elektrische Antriebe und Maschinen, TU-Wien, 2009).



### A.4.2 Schaltung Steuerungsteil

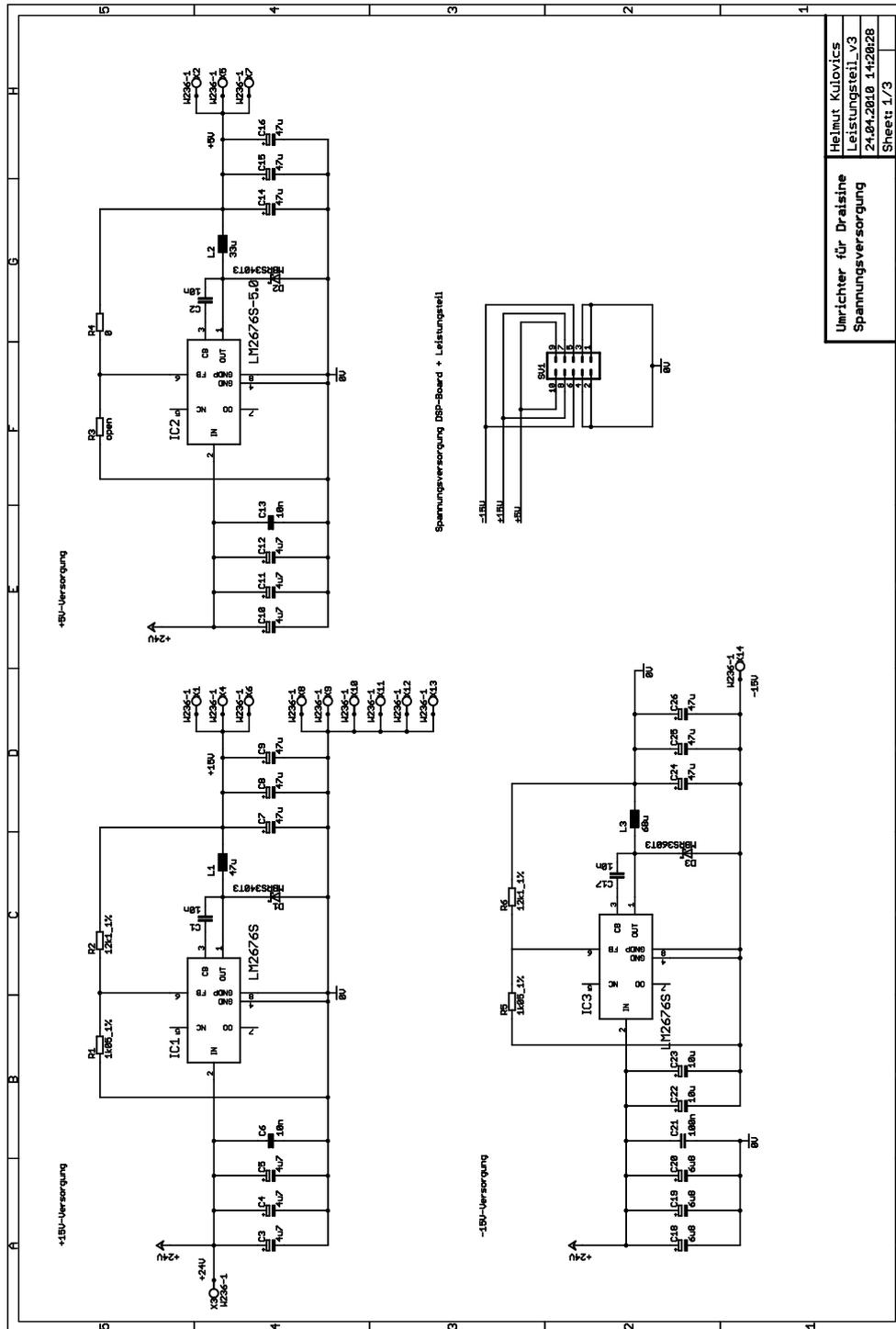
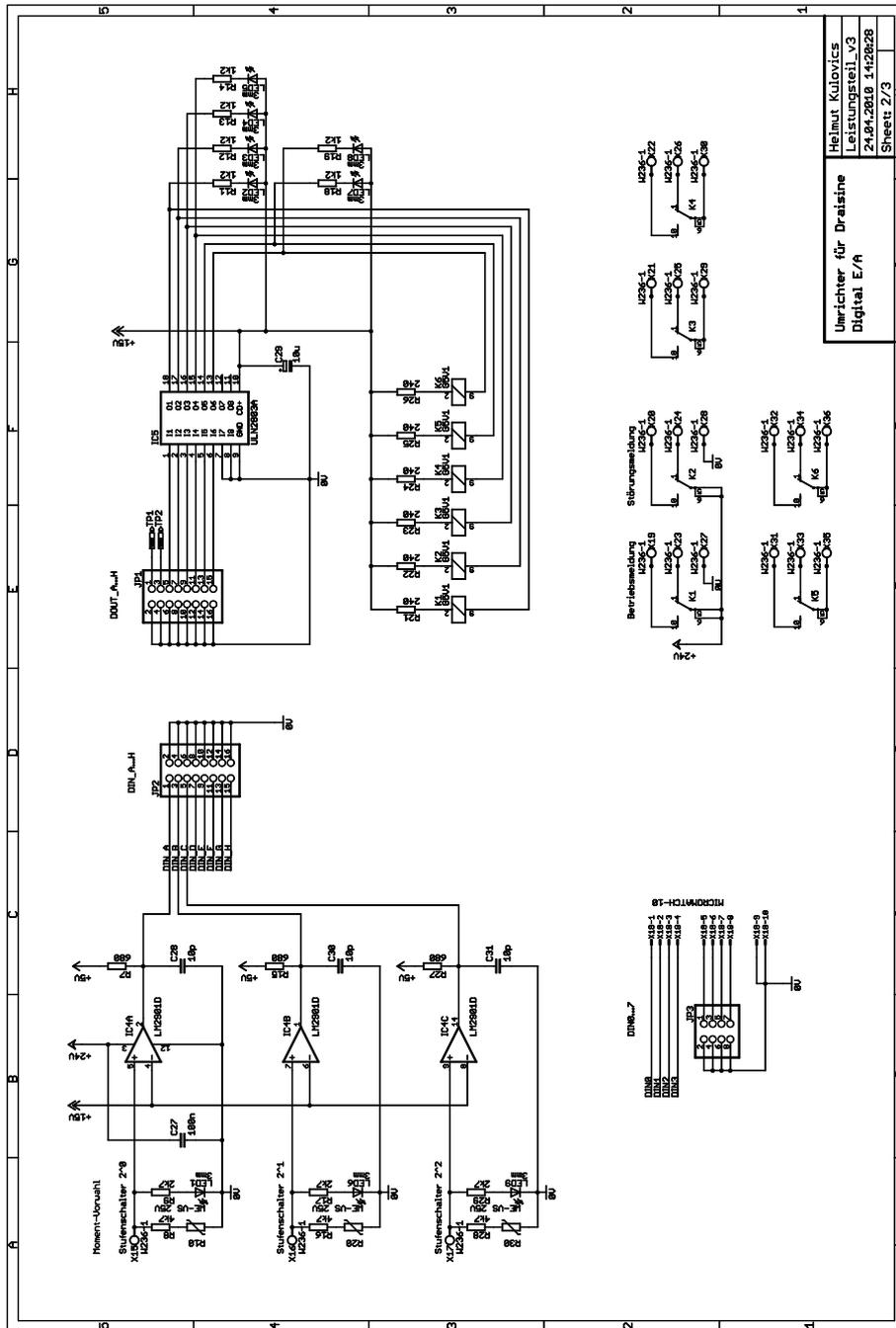
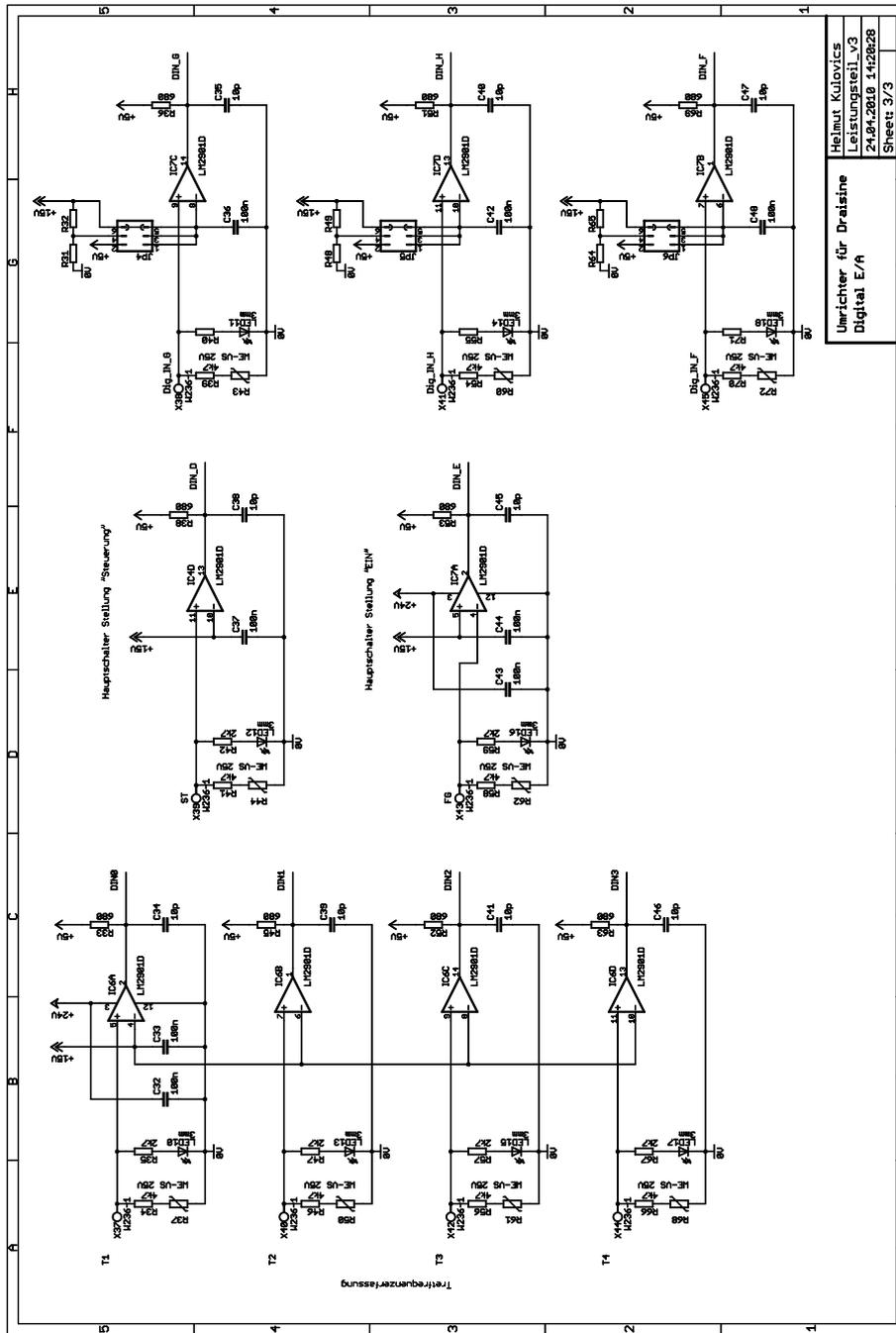


Abb. A.25: Schaltung Steuerungsteil (Spannungsversorgung).



Helmut Kubovics  
Leistungsteil\_V3  
24.04.2010 14:28:28  
Sheet 2/3

Abb. A.26: Schaltung Steuerungsteil (Digital E/A).



Unrichter für Drahtlose  
Digital E/A

Helmut Kubovics  
Leistungsst. V3  
24.04.2010 14:26:28  
Sheet 3/3

Abb. A.27: Schaltung Steuerungsteil (Digital E/A).

### A.4.3 Layout Steuerungsteil

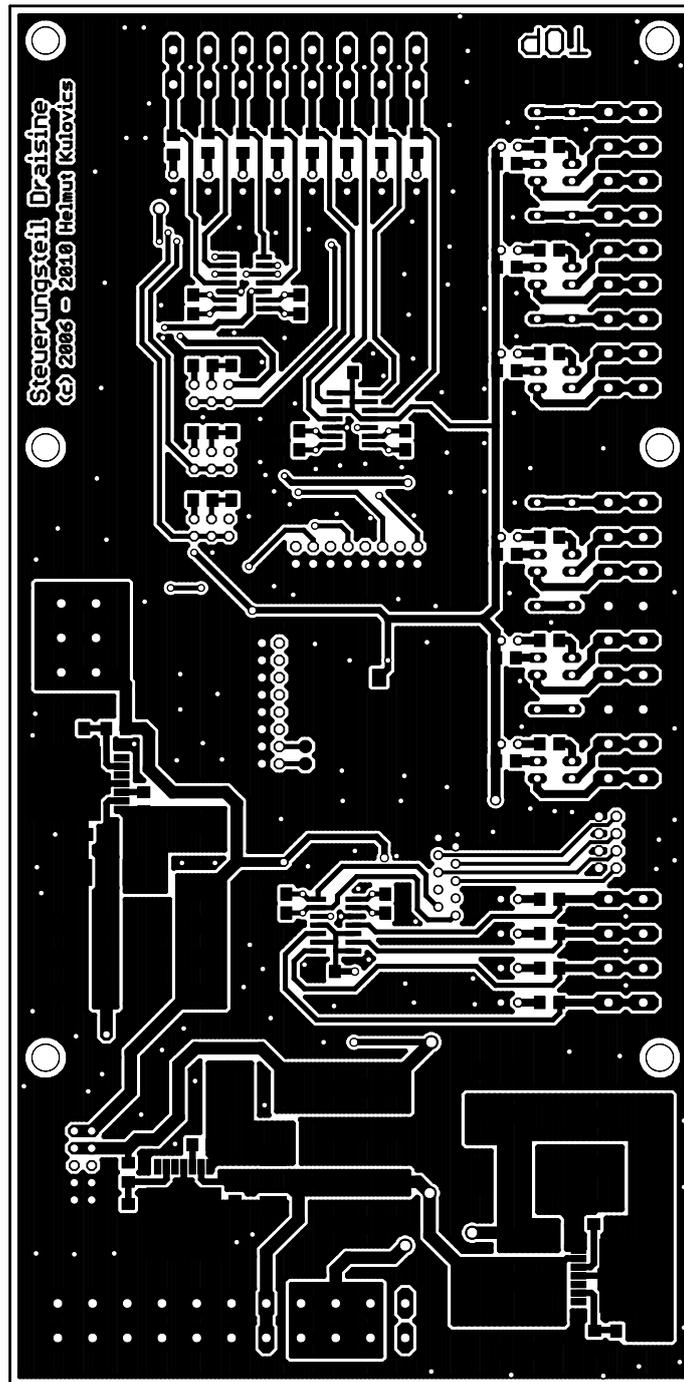


Abb. A.28: Layout Steuerungsteil (Oberseite).

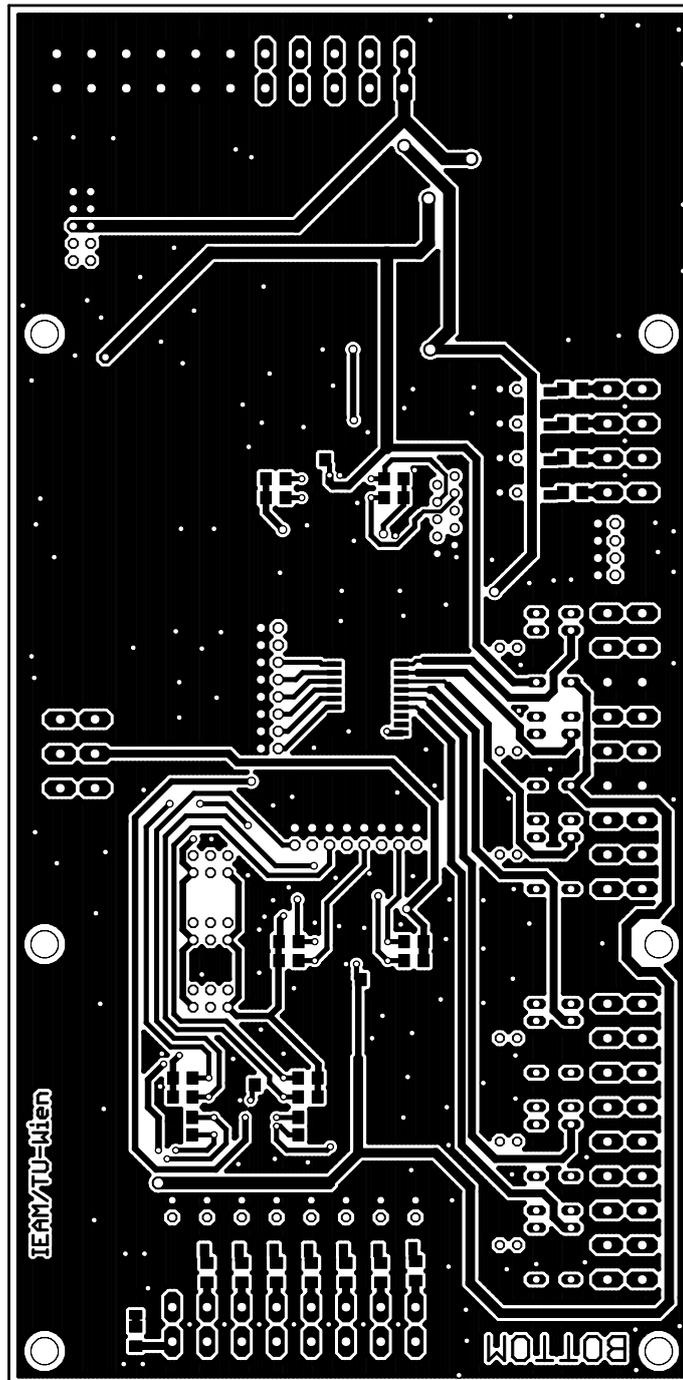


Abb. A.29: Layout Steuerungsteil (Unterseite).

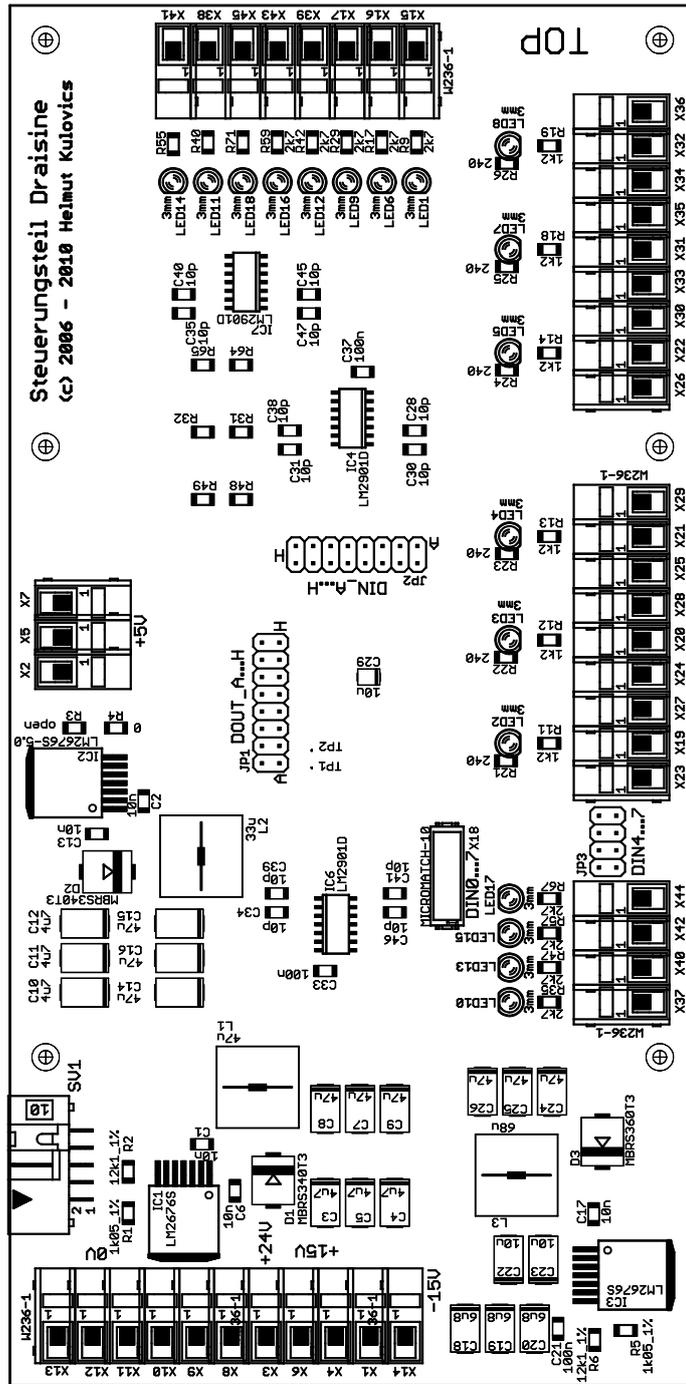


Abb. A.30: Bestückung Steuerungsteil (Oberseite).



# B Programmlisting

## B.1 Hauptprogramm

```
// *****
// Main C-File TMS320LF2812
// File:      main.c
// Verfasser: M.Hofer / W. Staffler
5 // Datum:   14.11.2006
// *****

#include "../Include/2812.h"
#include "../Include/main.h"
10 #include "../Include/hmath.h"

void main(void)
{
    OBJMODE;
15    DINT;

    // WD_clear();
    WD_disable();
    SYS_init();
20

    /* --- Copy all FLASH sections that need to run from RAM (use memcpy() from RTS library) ----- */
    /* --- Section secureRamFuncs contains user defined code that runs from CSM secured RAM ----- */
    memcpy( &RamfuncsRunStart,
25           &RamfuncsLoadStart,
           &RamfuncsLoadEnd - &RamfuncsLoadStart);

    FLASH_init();

    PieVectTable_init();
30    SCI_variablen_init();
    INT_init();

    T1_init();
    T2_init();
35    T3_init();
    T4_init();

    PWMA_init();
    PWMB_init();
40

    GPIOA_init();
    GPIOB_init();
    GPIOD_init();
    GPIOE_init();
```

## B Programmlisting

```
45  GPIOF_init();
    GPIOG_init();

    MEM_init();

50  EVA_init();
    EVB_init();

    SPI_DAC_init();
    SCIA_init();
55  ADC_init();
    clear_pdpinta();
    clear_pdpintb();

    PIECTRL |= bENPIE;      // Enable the PIE
60  PIEIER1=(bPDPINTAEN | bPDPINTBEN | bXINT2EN | bADCINTEN);      // Enable PDPINTA & PDPINTB
    PIEIER2=(bT1UFINTEN | bT1CINTEN);      // Enable T1UFINT für Kurz-Task
    PIEIER3=(bT2PINTEN);      // Enable T2PINT für Lang-Task
    PIEIER5=(bT4PINTEN);
    //PIEIER9=(bSCIRXINTAEN|bSCITXINTAEN); // Enable SCIRXA Interrupt
65

    IER = (bINT1 | bINT2 | bINT3 | bINT5 );//| bINT9); // Enable INT1 & INT2 & INT3

    EINT; // Enable Global interrupt INTM
    ERTM; // Enable Global realtime interrupt DBGM
70

    // WD_enable();

    // IDLE loop. Just sit and loop forever:

75  while(1)
    {
        COMM_RX();
        COMM_TX();
    }
80 }
```

## B.2 Kurzer Task

```
// *****
// Main C-File TMS320LF2812
// File: kurz.c
// Verfasser: M.Hofer / W. Staffler / H. Kulovics
5 // Datum: 26.05.2010
// *****

#include "../Include/main.h"
#include "../Include/int.h"
10 #include "../Include/2812.h"
#include "../Include/Hmath.h"
#include "../Include/IQmathLib.h"
#include "../Include/pwm.h"
#include "../Include/adc.h"
15 #include "../Include/control.h"
#include "../Include/ram.h"
#include "../Include/dac_softauge.h"
```

```

    signed int hilfk1;
20  signed int hilfk2;
    signed int hilfk3;
    signed int hilfk4;
    signed int hilfk5;
    signed int hilfk6;
25  signed int hilfk7;
    signed int hilfk8;

    long hilfklong;

30  int sin_adc;
    int cos_adc;

    int Stromraumzeiger = 0;
    int Sektor = 1;
35  int Drehrichtung = 0;

    int T1CompareValue = 0x05DD;
    int IZK_Soll = 0;
    int IZK_MessPlus = 0;
40  int IZK_MessMinus = 0;

    int sin_adc = 0;
    int cos_adc = 0;

45  /* --- Beobachter ----- */
    int kal1n = konst(0.6);    // konst(0.45);
    int kal2n = konst(0.08);  //konst(0.01);
    int gasternn = 0;
    int gadachn = 0;
50  int osterenn = 0;

    extern int azeit_kurz;

    /* --- Konstanten Definitionen */
55  extern int EinsDurchZwei;
    extern int ZweiDurchDrei;
    extern int EinsDurchSqrt3;
    extern int SqrtDreiDurchZwei;

60  extern int freigabe_pwm1;

    int argument, us_betrag;
    extern int usalpha, usbeta;

65  extern int geberwinkel;
    extern int geberoffset;
    extern int gamma;
    extern int init;
    extern int i1_offset, i2_offset, i3_offset;
70  int i1_ist, i2_ist, i3_ist;
    int i1_adc, i2_adc, i3_adc;
    int cosgamma, singamma;
    int ialpha, ibeta, id_ist, iq_ist;
    extern int Freigabe_SpgRaumzeiger;
75  extern int sensorlos;
    extern int gadachi;
    extern int omdachi;

```

## B Programmlisting

```
extern int azeit_kurz;
extern int omega;
80 extern int omega_ist;

/* --- Stromregler Variablen ----- */
extern int freigabe_pwm1;
long kp_ireg=konst(0.765); // Kp=Kp_krit*0.45=0.765 nach Ziegler-Nichols
85 long TN_ireg=510; // Tn=Tkrit*0.85=510us nach Ziegler-Nichols
int i_aus = 0;
long ki_abintegrieren=konst(0.4);
int I_IntegratorFrei = 1;
int umax=konst(0.866);
90 int frei_StromRegler = 0;

int ialpha, ibeta;
int delta_id, delta_iq;
int us_d, us_q;
95 int udp_h, uqp_h;
int idi_d, idi_q;
int udi_h, uqi_h;
int argument, us_betrag;
int usalpha, usbeta;
100 int idsoll_k=0;
int iqsoll_k=0;
int iq_ist_glatt;

105 /* --- Statistik schreiben ----- */
extern int Get_Statistic;
extern int Index_RAM;
extern int Max_IndexRAM;

110
int T_IqFilter = 1000.0; // 1.0ms
int T_gammaFilter = 200.0;

I Id_Regler=I_DEFAULT; //Definition Integrator Ausgangsvariable
115 I Iq_Regler=I_DEFAULT; //Definition Integrator Ausgangsvariable
T1 Iq_ist_Filter=T1_DEFAULT;
T1 geber_Filter=T1_DEFAULT;

int i_NormFaktor=konst(0.1875); // = 1/5.3333 berechnet
120 // I_Strang_Spitze=100 prim ==> 1.6667V ==> 5.3333 Hansl

int u_norm = konst(1.75); //Vpp bezogen auf UZK => 1,75

/* --- Datenblatt der Heinzmann-PSM (Daten in Klammer für Uzk=24V ----- */
125 // PN=4400W (2200W)
// INeff=93,72A
// UNeff=3x30,8V (15,4V)
// nN=1500min-1 (750min-1)
// fN=100Hz (50Hz)
130 /* ----- */

void kurz(void)
{
135     if (init == 0)
        {
```

## B Programmlisting

```
adc2f(8,9);
sin_adc=ADCRESULT0+0x8000;
cos_adc=ADCRESULT1+0x8000;
140 geberwinkel=atan(cos_adc,sin_adc);
geberwinkel=geberwinkel-geberoffset;
gamma = geberwinkel + geberwinkel + geberwinkel + geberwinkel;

/* --- Winkel- und Drehzahlbeobachter von Geber ----- */
145 omega = sumw(osternn,multf(multf(pidacht, (gamma-gasternn)),kal2n));
gadachn = sumw(gasternn,multf((gamma-gasternn),kal1n));
osternn = omega;
gasternn = sumw(gadachn, multf(achtdpi,multf(zeit_kurz,omega)));
omega_ist=-omega; //Ist-Drehzahl

150 /* ----- Strommessung ----- */

adc3f(0,1,2);
i1_adc=ADCRESULT0+0x8000-i1_offset;
155 i2_adc=ADCRESULT1+0x8000-i2_offset;
i3_adc=ADCRESULT2+0x8000-i3_offset;

i1_ist = multf(i1_adc,i_NormFaktor);
160 i2_ist = multf(i2_adc,i_NormFaktor);
i3_ist = multf(i3_adc,i_NormFaktor);

/* --- Transformation der Ist-Ströme 123 -> in das alpha, beta Koordinatensystem ----- */
165 ialpha = multf(ZweiDurchDrei,sum(i1_ist,-multf(EinsDurchZwei,sum(i2_ist, i3_ist))));
ibeta = multf(EinsDurchSqrt3,sum(i2_ist,-i3_ist));

cosgamma = cos(gadachn); //gadachn/gamma für mit/ohne Beobachter verwenden
singamma = sin(gadachn); //gadachn/gamma für mit/ohne Beobachter verwenden

170 /* --- Transformation ins d,q Koordinatensystem ----- */
id_ist = sum(multf(ialpha,cosgamma),multf(ibeta,singamma));
iq_ist = sum(multf(ibeta,cosgamma),- multf(ialpha,singamma));

175 Iq_ist_Filter.TimeFactor = t1_time(T_IqFilter,Tab_kurz); //t1_time( Tglatt[us], Tabtast[us])
iq_ist_glatt=t1(iq_ist,&Iq_ist_Filter);

/* --- Stromregler im d,q - Koordinatensystem ----- */
180 delta_id=sum(idsoll_k,-id_ist);
delta_iq=sum(iqsoll_k,-iq_ist);

/* --- p - Verstärkung ----- */
udp_h=p(delta_id,kp_ireg);
uqp_h=p(delta_iq,kp_ireg);

185 /* --- Stromregler Anti - Windup ----- */
if (i_aus == 0)
{ hilfk1=p(udi_h,ki_abintegrieren); // Anti-Wind-Up mit abintegrieren
  idi_d=-hilfk1;

190     hilfk1=p(uqi_h,ki_abintegrieren);
      idi_q=-hilfk1;
}
else // wenn nicht in Begrenzung i_aus==1
195 {
```

## B Programmlisting

```

    idi_d=delta_id;
    idi_q=delta_iq;
}

200 if (freigabe_pwm1 == 0)           // wenn keine Freigabe, dann wird abintegriert
    {
        idi_d=-udi_h;
        idi_q=-uqi_h;
    }

205 /* --- i-Anteil des Stromreglers ----- */

Id_Regler.TimeFactor = i_time(TN_ireg,Tab_kurz); //i_time( Tnach[us], Tabtast[us])
udi_h=i(idi_d,&Id_Regler); //Integrator
210 Iq_Regler.TimeFactor = i_time(TN_ireg,Tab_kurz); //i_time( Tnach[us], Tabtast[us])
uqi_h=i(idi_q,&Iq_Regler); //Integrator

if (I_IntegratorFrei == 0)
{
215     Id_Regler.Output = 0;
        Iq_Regler.Output = 0;
        udi_h = 0;
        uqi_h = 0;
}

220 us_d=sumw(udp_h,udi_h);           // p-, und i-Anteil werden zusammengeführt
us_q=sumw(uqp_h,uqi_h);

/* --- Rücktransformation vom d,q KOS ins alpha, beta ----- */
225 if (Freigabe_SpgRaumzeiger == 0)
    {
        usalpha=sumw(multf(us_d,cosgamma),- multf(us_q,singamma));
        usbeta=sumw(multf(us_q,cosgamma), multf(us_d,singamma));
    }

230 /* --- erst ausgeben, wenn die Freigabe aktiviert ist ----- */

if (freigabe_pwm1 != 0x1000 | init == 0x1000)
{
235     usalpha=0;
        usbeta=0;
}

argument=atan(usbeta,usalpha); // uwinkel
240 us_betrag=betrg(usalpha,usbeta); // uBetrag fuers Begrenzen

/* --- PWM Ausgeben ----- */
i_aus = 0x1000; // AWU fuer Stromregler
if (us_betrag > umax)
245 {
    i_aus = 0;
    hilf2=sin(argument); // Imaginaerteil
    hilf3=cos(argument); // Realteil
    usbeta=multf(umax,hilf2);
250     usalpha=multf(umax,hilf3);
}

pwma(usalpha,usbeta);

```

```

255     }

        WD_clear();
        softauge();
    }

```

## B.3 Langer Task

```

// *****
// Main C-File TMS320LF2812
// File: lang.c
// Verfasser: M.Hofer / W. Staffler / H. Kulovics
5 // Datum: 26.05.2010
// *****

//Feldorientierte Regelung

10
#include "../Include/main.h"
#include "../Include/int.h"
#include "../Include/2812.h"
#include "../Include/Hmath.h"
15 #include "../Include/IQmathLib.h"
#include "../Include/pwm.h"
#include "../Include/adc.h"
#include "../Include/control.h"
#include "../Include/dac_softauge.h"
20 #include "../Include/ram.h"

int hilf1 = 0;
int hilf2 = 0;
25 int hilf3 = 0;
int hilf4 = 0;
int hilf1_inf;
int hilf2_inf;

30 int digitalin_port;
int digitalout_port=0x00FF;
int digitalin;
int digitalout=0x00FF;
int geberwinkel;
35 int geberoffset=0x2D30;
int gamma = 0;

int freigabe_pwm1=0;
40 int freigabe_pwm2=0;
int clear_fault=0;
int Shutdown=0;

int freigabe_versorgung=0;
45 int einmal_ver=0;

int blink_count=0;
int blink_period=1250;

```

## B Programmlisting

```
50  /* --- Zeitglieder ----- */
    int time_600ns=wait_time(0.6);
    int time_1us=wait_time(1.0);
    int time_2us=wait_time(2.0);
55  int time_3us=wait_time(3.0);
    int time_4us=wait_time(4.0);
    int time_10us=wait_time(10.0);
    int time_delay = wait_time(2.0);
    int time_mess =0;
60  int adc_Zeit = 2;

    /* --- Konstanten Definitionen */
    int EinsDurchZwei = konst(0.5);
    int ZweiDurchDrei = konst(0.66667);
65  int EinsDurchSqrt3 = konst(0.57735);
    int SqrtDreiDurchZwei = konst(0.866);
    int Sqrt3 = konst(1.732);

    int init=0x1000;
70  int init_count=0;

    /* --- Beobachter ----- */
    int azeit_lang;
    int azeit_kurz;
75  int omegabez=konst(0.314159);      // p=4 bei n=750 und 2p=8 Tbez=1/omega=0,79577ms
                                        // (1/1000)*(omega=2*PI*Polpaar(p=4)* n_bezug(=750U/min))/60

    int Tbez= 3183.1; //3.1831ms
    int omega = 0;
80  int omega_ist =0;
    int gsterni = 0;
    int gadachi = 0;
    int osterni = 0;
    int omdachi = 0;
85  int diffi = 0;
    int kalli = konst(0.1);
    int kal2i = konst(0.01);
    int kal1e = konst(0.5);
    int kal2e = konst(0.1);
90  int setBeobachter = 0;
    int omdachi_glatt;
    extern int gam_emk;
    extern int gadachn;

95  /* --- Drehzahlregler ----- */
    int frei_n=0;
    int n_aus=1;
    int omsoll=0;
    int n_IntegratorFrei=1;
100  int ommax=konst(1.2);
    int iqmax=konst(0.06); //Begrenzung wegen Betrieb mit 10A-Netzteil
    long kp_nreg= 0x00006000;
    long TN_nreg= 0x00001000;
    int kn_abintegrieren=konst(0.5);
105  int no_grenz = 5;
    int nu_grenz = -5;
    int i_minpos = 200;
    int i_minneg = -200;
```

## B Programmlisting

```
    int n_diff, n_diffi;
110 int mi_ih,mi_ph;
    extern int idsoll_k;
    extern int iqsoll_k;
    extern int iq_ist;
    int idsoll=0;
115 int iqsoll=0;
    int Motor_Aus = 0;
    int n_max = konst(1.0);

120 /* --- Statistik schreiben ----- */
    int zgamma;
    int Fehler_INFORM;
    int Get_Statistic = 0;
    int Index_RAM = 0;
125 int Max_IndexRAM = 0x7FF0;

    /* --- Variablen fürs RAM lesen/schreiben ---*/
    int ramstart=0;
    int ramlesen=0;
130 int ramschreiben=0;
    unsigned int ramindex=0;
    int fehlercounter=0;
    int ramvariable=0;

135 /* --- Lagegeber und Spannungsraumzeiger ----- */
    int Freigabe_SpgRaumzeiger = 0;
    extern int cosgamma;
    extern int singamma;
    int u_Betrag=konst(0.0);
140 extern int usalpha;
    extern int usbeta;
    int gamma_Integrator=0;
    int I_Eingang=konst(1.0);
    int T_nachstell = 500.0;
145

    /* --- Analog_Eingänge ----- */
    int Uzk_adc;
    int i1_init;
    int i2_init;
150 int i3_init;

    int Izk_init;
    int Uzk_ist;
    int i1_glatt; // für Offset-Glättung
155 int i2_glatt; // für Offset-Glättung
    int i3_glatt; // für Offset-Glättung

    int i1_offset=0;
    int i2_offset=0;
160 int i3_offset=0;

    long T_FilterI = 30000; //30ms Filterzeit
    long T_nFilter = 8000;

165
    /* --- Normierung ----- */
    int uzk_NormFaktor = konst(0.2083); // UZK=40V ... 8HE, UZK=24V...4.8HE berechnet
```

## B Programmlisting

```

170 I   SpgRaumzeiger=I_DEFAULT;   //Definition Integrator Ausgangsvariable
I   Int_Winkel=I_DEFAULT;
I   n_Regler=I_DEFAULT;
T1  Strom_I1_offset=T1_DEFAULT; //Definition T1 - Filter Variable
T1  Strom_I2_offset=T1_DEFAULT; //Definition T1 - Filter Variable
175 T1  Strom_I3_offset=T1_DEFAULT; //Definition T1 - Filter Variable
T1  Strom_Izk_offset=T1_DEFAULT;
T1  IstDrehzahlFilter=T1_DEFAULT;

180 void lang(void)
{
    // TAB_Lang in LSB=400u.Ous -> in Hansl 0,4ms
    //azeit_lang = mult(mult(Tab_lang, konst(4.096)), omegabez); // => Tab_lang * konst(4.096)
    azeit_kurz = mult(mult(Tab_kurz, konst(4.096)), omegabez);

185
    /* ----- UzK einlesen ----- */
    adclf(11);
    UzK_adc=(ADCRESULT0 >> 1);

190    UzK_ist=multf(UzK_adc, uzk_NormFaktor);

    /* ----- Stromoffsets ermitteln ----- */

    if (init == 0x1000)
195    {
        adc3f(0,1,2);
        i1_init=ADCRESULT0+0x8000;
        i2_init=ADCRESULT1+0x8000;
        i3_init=ADCRESULT2+0x8000;

200
        /* --- T1 - Filter ----- */
        Strom_I1_offset.TimeFactor = t1_time(T_FilterI,Tab_lang); //t1_time( Tglatt[us], Tabtast[us])
        i1_glatt=t1(i1_init,&Strom_I1_offset); //T1 - Filter

205        Strom_I2_offset.TimeFactor = t1_time(T_FilterI,Tab_lang); //t1_time( Tglatt[us], Tabtast[us])
        i2_glatt=t1(i2_init,&Strom_I2_offset); //T1 - Filter

        Strom_I3_offset.TimeFactor = t1_time(T_FilterI,Tab_lang); //t1_time( Tglatt[us], Tabtast[us])
        i3_glatt=t1(i3_init,&Strom_I3_offset); //T1 - Filter

210
        /* --- Initialisierung Zähler ----- */
        init_count++;

        if (init_count >= T_LANGLTASK_1SEK)
215        {
            init_count=0;
            init=0;

            /* --- Stromoffsetwerte zuweisen ----- */
220            i1_offset=i1_glatt;
            i2_offset=i2_glatt;
            i3_offset=i3_glatt;
            //Izk_offset=Izk_glatt;

225        }
    }
}

```

## B Programmlisting

```
/* --- Spannungsraumzeiger ----- */
230 if (Freigabe_SpgRaumzeiger == 1)
    {
        /* --- Integrator mit Überlauf - ohne Begrenzung ----- */
        SpgRaumzeiger.TimeFactor = i_time(T_nachstell,Tab_lang); //i_time( Tnach[us], Tabtast[us])
        gamma_Integrator=iw(I_Eingang,&SpgRaumzeiger); //Integrator mit Überlauf
235
        usalpha = mult(u_Betrag,cos(gamma_Integrator));
        usbeta = mult(u_Betrag,sin(gamma_Integrator));
    }

240 /* Stromreglermodus auf Softwarestromregelung einstellen */
    GPFSET |= (b12 | b13);

245 if ((Shutdown == 0x1000) && !(fault & b12))
    {
        SET_DOUT4(); //GPIOA b12
    }

250 if ((Shutdown == 0) || (fault & b12))
    {
        CLEAR_DOUT4(); //GPIOA b12
    }

255 if ((freigabe_pwm1 == 0x1000) && !(fault & b12))
    {
        infa(pwmfrei);
        SET_LED0();
260
    }

    if ((freigabe_pwm1==0) || (fault & b12))
    {
265        infa(pwmoff);
        CLEAR_LED0();
    }

270 if ((freigabe_versorgung == 0x1000)// & !(fault & b12))
    {
        if (einmal_ver == 0)
        {
            infb(pwmfrei);
275            einmal_ver = 0x1000;
            SET_LED1();
        }
    }
    else
280 {
        einmal_ver = 0;
        infb(pwmoff);
        CLEAR_LED1();
    }

285
```

## B Programmlisting

```
/* --- Clear Fault PWM1 ----- */
if (clear_fault == 1)
{
    clear_fault_a();
290     clear_fault=0;
        freigabe_pwm1=0;
}

295 /* --- Blinken der LEDs ----- */
if ((blink_count++)>blink_period)
{
    /* --- LED7 blinkt immer ----- */
    TOGGLE_DOUT7();
300     blink_count = 0;
}

//Fehlerstatus anzeigen, auch, wenn kein PDPINTA aufgetreten ist - z.B. beim Hochfahren des DSP
if (!(COMCONA & b8) && !(fault & b12))
305 {
    SET_LED3();           // SET red LED
    fault|=b12;          // Set Fault-Bit for PDPINTA
}

310 dout(digitalout);

/* --- Drehzahlregelung ----- */
/* --- Drehzahlbegrenzung ----- */
if (omsoll > ommax)
315 {
    omsoll = ommax;
}

if (omsoll < -ommax)
320 {
    omsoll = -ommax;
}

if (Motor_Aus == 1)
325 {
    if (omsoll>0) omsoll--;
    if (omsoll<0) omsoll++;
    if (omsoll == 0) Motor_Aus = 0;
}

330 n_diff = sum(omsoll,-omega_ist);

/* --- Drehzahlregler I-Anteil -> abintegrieren bei Begrenzung ----- */
if (n_aus == 0)
335 {
    n_diffi = multf(-kn_abintegrieren,mi_ih);
}
else
{
340     n_diffi = n_diff;           // wenn nicht begrenzt
}

/* --- Drehzahlregler I-Anteil -> abintegrieren beim Abschalten ----- */
if (frei_n == 0)
```

## B Programmlisting

```
345     {
        if (mi_ih > nu_grenz)
        {
            n_diffi = nu_grenz;
        }
350
        if (mi_ih < nu_grenz)
        {
            n_diffi = no_grenz;
        }
355     }
    /* --- I-Anteil abintegrieren beim Stillstand ----- */
    if (omsoll == 0)
    {
        if (mi_ih > nu_grenz)
360         {
            n_diffi = i_minneg;
        }

        if (mi_ih < nu_grenz)
365         {
            n_diffi = i_minpos;
        }
    }

370     mi_ph = p(n_diff,kp_nreg);                // wird nicht begrenzt

    /* --- i-Anteil des Drehzahlreglers ----- */
    n_Regler.TimeFactor = i_time(TN_nreg,Tab_lang); //i_time( Tnach[us], Tabtast[us])
    mi_ih = i(n_diffi,&n_Regler);                //Integrator
375
    if (n_IntegratorFrei == 0)
    {
        n_Regler.Output = 0;
        mi_ih = 0;
380     }

    /* --- Uebergabe an iqsoll ----- */

385     switch (frei_n)
    {
        case(1):
            iqsoll = sum(mi_ph,mi_ih);
            break;
390
            case(2):    // Test Stromregler
                break;

            default:
395                iqsoll = 0;
                break;
    }

    /* --- Strombegrenzung ----- */
400     n_aus = 1;
    if (iqsoll > iqmax)
    {
        iqsoll = iqmax;
    }
}
```

```
        n_aus = 0;
405    }

        if (iqsoll < -iqmax)
        {
            iqsoll = -iqmax;
410        n_aus = 0;
        }

        DINT;
        idsoll_k = idsoll;
415    iqsoll_k = iqsoll;
        EINT;
    }
```

# Literaturverzeichnis

- [1] M. Schrödl: Elektrische Maschinen und Antriebe, Institut für elektrische Antriebe und Maschinen, Technische Universität Wien, 1998
- [2] M. Schrödl: Drehstromantriebe mit Mikrorechnern, Institut für elektrische Antriebe und Maschinen, Technische Universität Wien, 2000
- [3] A. Weinmann: Regelungen, Analyse und technischer Entwurf, Band 1: Systemtechnik linearisierter Regelungen auf Anwendungsnaher Grundlage, 3. Auflage 1994, Springer-Verlag Wien New York
- [4] A. Weinmann: Regelungen, Analyse und technischer Entwurf, Band 2: Multivariable, digitale und nichtlineare Regelungen; optimale und robuste Systeme, 3. Auflage 1995, Springer-Verlag Wien New York
- [5] N. Ostermann: Vorlesungsunterlagen Eisenbahnwesen, Institut für Eisenbahnwesen, Verkehrswirtschaft und Seilbahnen, Technische Universität Wien, 2006
- [6] H. D. Perassi: Feldorientierte Regelung der permanenterregten Synchronmaschine ohne Lagegeber für den gesamten Drehzahlbereich bis zum Stillstand, Technische Universität Ilmenau, 2007
- [7] M. Schrödl: Operation of the Permanent Magnet Synchronous Machine Without a Mechanical Sensor, Technische Universität Wien, 1990
- [8] M. Schrödl: Sensorless Control of AC Machines at Low Speed and Standstill Based on the "INFORM" Method, 31. IEEE-IAS Meeting, San Diego (USA). 1996, vol. 1, pp. 270-277
- [9] M. Schrödl, E. Robeischl: Sensorlose Drehzahl- und Lageregelung von Permanentmagnet-Synchronmaschinen auf Basis des INFORM-Verfahrens, e&i – Elektrotechnik und Informationstechnik Nr. 117, Jahrgang 2000, Heft 2, Springer Verlag Wien, S. 103-112
- [10] E. Robeischl, M. Schrödl: Optimized INFORM-measurement sequence for sensorless PM synchronous motor drives with respect to minimum current distortion, Vienna University of Technology, Institute of Electrical Drives and Machines, IEEE, 2002, pp. 92-98

- [11] U.-H. Rieder, M. Schrödl, A. Ebner: Sensorless Control of an External Rotor PMSM in the Whole Speed Range including Standstill using DC-link Measurements only, Institute of Electrical Drives and Machines, Vienna University of Technology, 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany, 2004, pp. 1280-1285
- [12] A. Wagner: Photovoltaik Engineering, Handbuch für Planung, Entwicklung und Anwendung, 2. bearbeitete Auflage 2006, Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York
- [13] Texas Instruments: TMS320F2810, TMS320F2811, TMS320F2812 TMS320C2810, TMS320C2811, TMS320C2812 Digital Signal Processors, Data Manual, Literature Number: SPRS174O April 2001 – Revised July 2007, Texas Instruments Incorporated, Dallas, Texas
- [14] M. Schrödl, M. Hofer, W. Staffler: Dokumentation und Anleitung der 28xx-Entwicklungsumgebung, Befehlsliste, Version 3, 03/2007, Institut für elektrische Antriebe und Maschinen, Technische Universität Wien
- [15] EPCOS: B41605, Large size Aluminum electrolytic capacitors, Data Sheet, 2004, EPCOS AG, München
- [16] Isabellenhütte: ISA-WELD BVR, Präzisions- und Leistungswiderstände aus Verbundmaterial, Datenblatt Stand 01/2008, Isabellenhütte Heusler GmbH & Co. KG, Dillenburg
- [17] Intersil: HIP4086, 80V, 0.5A Three Phase Driver, Data Sheet No. FN4220.6, July 2004, Intersil Corporation, Milpitas, California
- [18] Intersil: HIP4086 3-Phase Bridge Driver Configurations and Applications, Application Note No. AN9642.3, February 2003, Intersil Corporation, Milpitas, California
- [19] IXYS: Trench Power MOSFET Phaseleg Topology in ISOPLUS i4-PAC™, Data Sheet, 2006, IXYS Corporation, Milpitas, California
- [20] Analog Devices: AD8220, JFET Input Instrumentation Amplifier with Rail-to-Rail Output in MSOP Package, Revision 0, 2006, Analog Devices Inc., Norwood, Massachusetts
- [21] Allegro MicroSystems: ACS754x-150, Current Sensor, Data Sheet No. ACS754150-DS, Rev. 4, Allegro MicroSystems Inc., Worcester, Massachusetts
- [22] Texas Instruments: LM2901 QUAD DIFFERENTIAL COMPARATORS, Data Sheet No. SLCS006O, October 1979 – Revised May 2009, Texas Instruments Incorporated, Dallas, Texas
- [23] National Semiconductor: LM2676 SIMPLE SWITCHER® High Efficiency 3A Step-Down Voltage Regulator, Data Sheet No. 100914, 2008, National Semiconductor Corporation, Santa Clara, California

- [24] Linear Technology: LTC1054 Switched-Capacitor Voltage Converter with Regulator, Data Sheet No. 1054lfe, 01/2004 – Rev. E, Linear Technology Corporation, Milpitas, California