



DIPLOMARBEIT

Sensorlose Regelung eines Switched-Reluctance-Motors in Sonderbauform

ausgeführt zur Erlangung des akademischen Grades
eines Diplom-Ingenieurs (Dipl.-Ing.) unter der Leitung von

o.Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Manfred Schrödl
Univ.Ass. Dipl.-Ing. Mario Nikowitz, BSc

am

Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe (E370)
der Technischen Universität Wien

durch

Schauer Andreas, BSc
Matr.Nr. 1128085
Johannagasse 4A/4/10, 1050 Wien

23.05.2018

Danksagung

An dieser Stelle möchte ich mich bei o.Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Manfred Schrödl bedanken, welcher mir die Diplomarbeit ermöglicht hat und mir ein Arbeitsumfeld zur Verfügung gestellt hat in dem ein angenehmes Arbeiten möglich war. Ein ganz besonderer Dank gilt meinem Betreuer der Diplomarbeit Univ.Ass. Dipl.-Ing. Mario Nikowitz BSc, welcher mir mit fachlicher und persönlicher Kompetenz zur Seite stand und auch in stressigen Zeiten immer ein offenes Ohr für mich hatte. Ein großes Dankeschön an meinen Sitznachbar und langjährigen Studienkollegen Dip.-Ing. Dominik Wimmer BSc. Die gemeinsamen Diskussionen im Laufe der Jahre, und im Besonderen während der Diplomarbeit, haben immer dazu geführt mein Wissen weiter zu vertiefen und dabei geholfen schwierige Probleme zu lösen.

Der größte Dank gilt meiner Frau Katharina. Ohne dich hätte ich das Studium nicht begonnen. Obwohl wir in der Zeit des Studiums eine Familie gegründet haben, hast du mir immer ermöglicht die benötigte Zeit zu investieren.

Ein besonderer Dank gilt meinen Eltern, welche mir die benötigten Fähigkeiten mit auf den Weg gegeben haben, um ein Studium erfolgreich abzuschließen. Vor allem ein großer Dank an meine Mutter für das Korrekturlesen meiner Diplomarbeit.

Kurzfassung

Am Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe der Technischen Universität Wien wird an innovativen neuen Motorkonzepten geforscht. Eines dieser neuen Konzepte ist ein Switched-Reluctance Motor in der Form eines Planetengetriebes. Der mechanische Aufbau dazu wurde im Zuge der Fachvertiefung 370.039 ANTRIEBSTECHNIK VERTIEFUNG IM SS2017 entwickelt. Der mechanische Aufbau besteht aus einem Stator, den Planeten und der Sonne. Dabei werden die Planeten angetrieben und das Drehmoment auf die Sonne übertragen. Der Stator ist mit Spulen bestückt, um mithilfe der Reluktanzkraft die Planeten anzutreiben. Die Ansteuerung erfolgt mithilfe eines eigens entwickelten Umrichters. Die Entwicklung und Inbetriebnahme stellt den ersten Teil der Diplomarbeit dar. Der zweite Teil beschäftigt sich mit der sensorlosen Regelung des Motors. Sensorlos bedeutet in diesem Zusammenhang nicht, dass vollständig auf Sensoren verzichtet wird, sondern, dass die Positionserfassung der Sonne und der Planeten nicht mithilfe von Drehgebern bewerkstelligt wird. Die Positionsbestimmung erfolgt durch eine Messung der positionsabhängigen Induktivität durch Strommessungen in den Spulen. Der dritte Teil der Diplomarbeit beinhaltet die Drehzahlregelung des Motors. Diese erfolgt mithilfe von PID-Reglern, welche kein externes Lastmoment berücksichtigen und nur für geringe Drehzahlen ausgelegt sind.

Abstract

At the Institute of Energy Systems and Electric Drives of the Vienna University of Technology research is being carried out on innovative new engine concepts. One of these new concepts is a switched-reluctance motor in the form of a planetary gear. The mechanical structure was developed in the course of the specialized recess 370.039 ANTRIEBSTECHNIK VERTIEFUNG IM SS2017. The mechanical structure consists of a stator, the planets and the sun. The planets are driven and the torque is transmitted to the sun. The stator is equipped with coils to drive the planets using the reluctance force. The control takes place with the help of a specially developed inverter. The development and commissioning of the inverter is the first part of the diploma thesis. The second part deals with the sensorless control of the motor. Sensorless in this context does not mean that sensors are completely omitted, but that the position detection of the sun and the planets is not accomplished by means of encoders. The position is determined by measuring the position-dependent inductance by current measurements in the coils. The third part of the diploma thesis includes the speed control of the engine. This is done by means of PID controllers, which do not take into account external load torque and are designed only for low speeds.

INHALTSVERZEICHNIS

1	Einleitung	1
1.1	Aufgabenstellung	2
2	Grundlagen	4
2.1	Grundsätzliche Funktionsweise des Reluktanzmotors	4
2.1.1	Bestimmung der Reluktanzen im Luftspalt	6
2.1.2	Reluktanzmodell	7
2.1.3	Berechnung der Kraft auf den Planeten	8
2.2	Vergleich unterschiedlicher Schaltungs-Topologien	12
2.2.1	Buck-Konverter mit kurzgeschlossenem Ausgang	12
2.2.2	Zwischenkreis mit zwei Netzgeräten	12
2.2.3	Vollbrücke	13
2.2.4	Resultat der Gegenüberstellung	14
3	Elektrisches System	16
3.1	Erläuterung des Gesamtkonzeptes	16
3.2	Spannungsversorgung	18
3.3	Leistungselektronik	20
3.3.1	Zwischenkreis Kondensatoren	21
3.3.2	Schieberegister	22
3.3.3	Strommessung	23
3.3.4	Vollbrücke	24
3.3.4.1	Schalter	26
3.3.4.2	MOSFET-Treiber	26
3.3.4.3	Gate-Schaltung	27
3.3.4.4	Ansteuerung	27

3.3.4.5	Messergebnisse	28
3.4	Motherboard	29
3.4.1	Spannungsregler	30
3.4.1.1	5V Steuerspannung	30
3.4.1.2	3.3V Steuerspannung	30
3.4.1.3	1.5V Referenzspannung	31
3.4.2	Mikrocontroller	32
3.4.3	Sicherheitsabschaltung	33
3.4.4	Kommunikationsschnittstellen	34
3.4.4.1	Ansteuerung der Schieberegister	35
3.4.4.2	Quadrature Encoder Pulse (QEP)	36
3.4.5	TCP/IP	36
3.5	Externe Positionserfassung	37
4	Sensorlose Positionsbestimmung	39
4.1	Grundlagen	39
4.2	Identifikation der positionsabhängigen Induktivität	41
4.2.1	Grundlegendes Verfahren anhand einer Spule	41
4.2.2	Identifikation am Motor	47
4.2.3	Verifizierung der Identifikation	48
4.3	Beobachter	49
4.3.1	Vollständiger Luenberger Beobachter	51
4.4	Übersicht und Messergebnisse	52
4.4.1	Übersicht	52
4.4.2	Messergebnisse	53
4.5	Finden der Start-Position	54
4.5.1	Schritt 1: Messung der Induktivität pro Spule und berechnen der Position	54
4.5.2	Schritt 2: Finden möglicher Kandidaten	55
4.5.3	Schritt 3: Nachbarsumme	56
4.5.4	Schritt 4: Plausibilitätsprüfung	56
5	Regelung	62
5.1	Übersicht	62
5.2	Stromregler	62
5.2.1	Modell	62
5.2.2	Frequenzkennlinienverfahren für Abtastsysteme	64

5.2.3	Implementierung im Mikrocontroller	67
5.2.4	Messergebnisse	68
5.3	Drehzahlregler	69
5.3.1	PIDT1-Regler	69
5.3.2	Implementierung im Mikrocontroller	70
5.3.3	Messergebnisse	73
6	Zusammenfassung und Ausblick	76
6.1	Ausblick	77
7	Anhang	79
7.1	Mechanischer Aufbau	79
7.2	Schaltplan Motherboard	81
7.3	Schaltplan Leistungselektronik Platine	89

ABKÜRZUNGEN

ADC	<u>A</u> nalog <u>D</u> igital <u>C</u> onverter
FEM	<u>F</u> inite- <u>E</u> lemente- <u>M</u> ethode
IIR	<u>I</u> nfinite <u>I</u> mpulse <u>R</u> esponse
INFORM	<u>I</u> ndirekte <u>F</u> lusserfassung durch <u>O</u> nline <u>R</u> eaktanz- <u>M</u> essung
LSQ	<u>L</u> east <u>S</u> quares
MOSFET	<u>M</u> etal <u>O</u> xide <u>S</u> emiconductor <u>F</u> ield <u>E</u> ffect <u>T</u> ransistor
OPV	<u>O</u> perations <u>V</u> erstärker
PWM	<u>P</u> uls <u>W</u> idth <u>M</u> odulation
QEP	<u>Q</u> uadrature <u>E</u> ncoder <u>P</u> ulse
SNR	<u>S</u> ignale to <u>N</u> oise <u>R</u> atio
SPI	<u>S</u> erial <u>P</u> eripheral <u>I</u> nterface

1 EINLEITUNG

Im mobilen Leben spielen elektrische Antriebe eine wichtige Rolle. Um einen Motor drehen zu lassen, wird ein Drehmoment benötigt. Die Erzeugung des Drehmomentes kann dabei über unterschiedliche physikalische Prinzipien erfolgen. Der Großteil der Motoren, welche in der Industrie eingesetzt werden, beruhen dabei auf der Lorentzkraft [1]. Diese erzeugt ein Drehmoment durch die Wechselwirkung zwischen einem magnetischen Feld und einem Stromfluss. Gegenstand dieser Diplomarbeit ist ein Motor, welcher auf dem Prinzip der Reluktanzkraft [1] beruht. Die Reluktanzkraft entsteht immer dann, wenn ein magnetischer Fluss durch Materialien mit unterschiedlichen magnetischen Eigenschaften geführt wird. In vielen Fällen handelt es sich dabei um den Übergang zwischen Eisen (große magnetische Leitfähigkeit) und Luft (geringe magnetische Leitfähigkeit). Motoren basierend auf der Reluktanzkraft sind historisch gesehen die ältesten [2]. Aufgrund von Sättigungserscheinungen im Eisen weisen sie starke Nichtlinearitäten auf. Die daraus folgende schwierige mathematische Beschreibung führt dazu, dass die Regelung der Motoren etwas schwieriger ist. Motoren dieser Art werden häufig als switched-reluctance-motor bezeichnet. Die Bezeichnung switched-reluctance bezieht sich auf die Kommutierung des Stromes von einer Spule auf die nächste durch die Leistungselektronik [2]. Wie aus dem Titel der Diplomarbeit hervorgeht handelt es sich hierbei um eine switched-reluctance Maschine in Sonderbauform. Dabei ist der Motor nicht klassisch mit Stator und Rotor aufgebaut, sondern in der Form eines Planetengetriebes [3]. Der Begriff sensorlose Regelung bzw. Motor, bezeichnet das Ersetzen des Position-Gebers des Rotors (üblicherweise ein Inkrementalgeber, welcher am Rotor befestigt wird) durch Strom- und Spannungsmessungen im Umrichter. Abhängig von der Type des Motors und des Arbeitspunktes gibt es verschiedene Verfahren um aus diesen Messungen auf eine Rotorposition schließen zu können. Das in dieser Arbeit verwendete Verfahren beruht auf dem INFORM Verfahren [4].

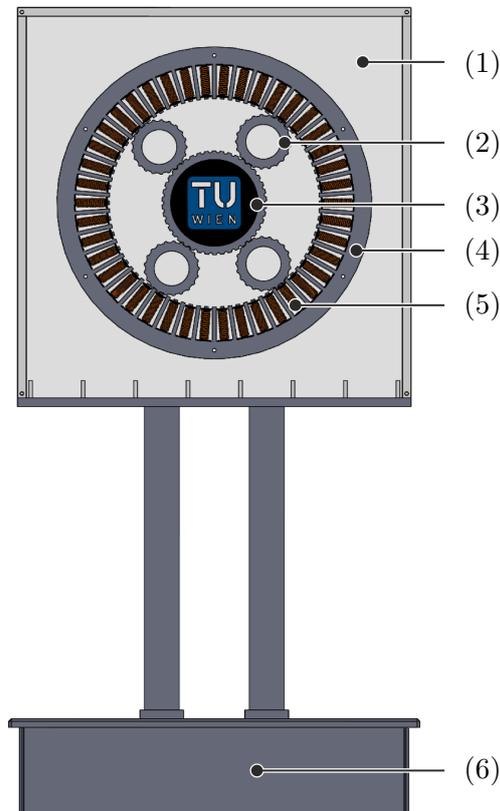


Abbildung 1.1: Mechanischer Gesamtaufbau des Motors mit Motorgehäuse (1), Planeten (2), Sonne (3), Stator (4), Spulen (5) und Elektronikgehäuse (6)

1.1 Aufgabenstellung

Ziel dieser Arbeit ist es, einen Motor in Sonderbauform zu entwickeln, welcher als Demonstrator für einen Messestand vorgesehen ist. Dieser soll für einen Betrieb bei geringen Drehzahlen (bis zu $20U/\text{min}$) und ohne Positions- oder Drehzahlsensoren (sensorlos) ausgelegt werden. Der Betrieb erfolgt ausschließlich im Leerlauf, ein externes Lastmoment muss nicht berücksichtigt werden. Neben dem eigentlichen Motor wird ein optisch ansprechender mechanischer Aufbau und eine entsprechende Leistungselektronik inklusive sensorloser Ansteuerung benötigt.

Der mechanische Aufbau (siehe Abbildung 1.1) bestehend aus Gehäuse ((1), (6)), Planeten (2), Sonne (3), Stator (4) und Spulen (5) wurde im Zuge der Fachvertiefung 370.039 ANTRIEBSTECHNIK VERTIEFUNG SS2017 erstellt und ist nicht Teil dieser Diplomarbeit.

Für diese Diplomarbeit wird der Aufbau als Basis genommen und der Fokus liegt auf einer sensorlosen Drehzahlregelung (ohne externes Lastmoment). Um das Ziel zu erreichen sind folgende

Arbeitsschritte nötig:

- Entwurf, Aufbau und Inbetriebnahme einer sensorbasierten Positionserfassung der Sonne
- Dimensionierung, Entwurf, Aufbau und Inbetriebnahme eines Umrichters zur Ansteuerung der Spulen
- Entwurf und Inbetriebnahme einer Stromregelung
- Entwurf und Inbetriebnahme einer Drehzahlregelung
- Entwurf und Inbetriebnahme einer sensorlosen Positionserfassung der Planeten

2 GRUNDLAGEN

2.1 Grundsätzliche Funktionsweise des Reluktanzmotors

Eine mathematische Beschreibung des Motors erweist sich aufgrund der komplexen Geometrie als schwierig. Um einen Überblick über die Funktionsweise zu geben, wird ein stark vereinfachtes Reluktanzmodell des Motors erarbeitet. Eine Übersicht über das Modell ist in Abbildung 2.1 dargestellt.

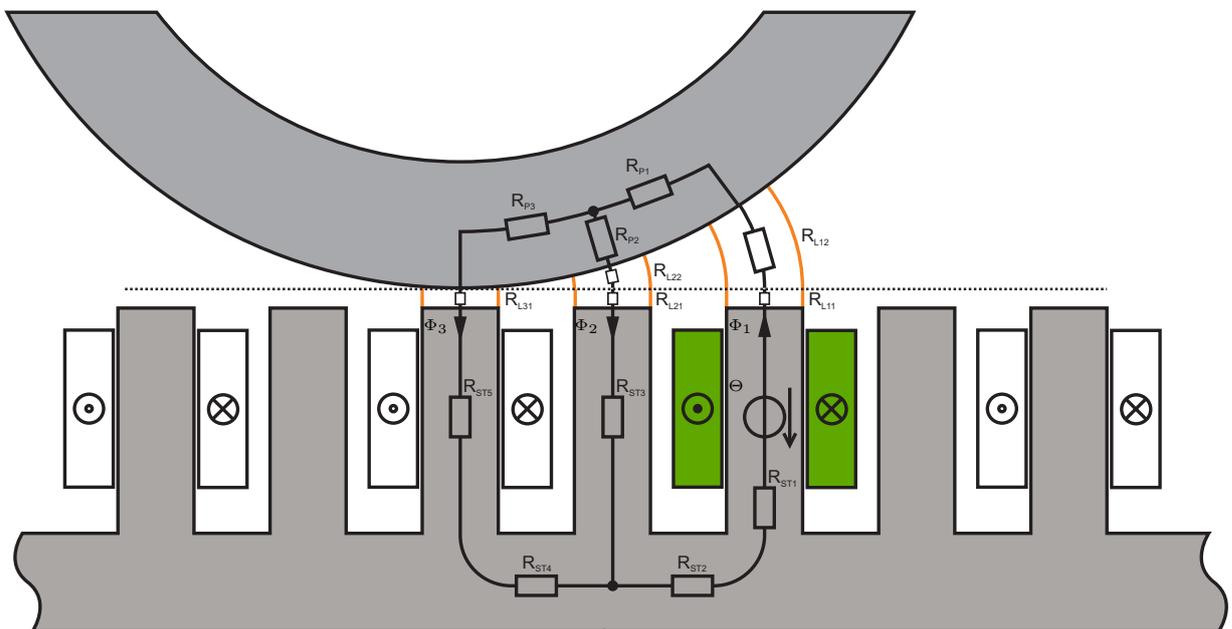


Abbildung 2.1: Übersicht über das Reluktanzmodell des Motors.

In der grünen Spule wird ein Strom I eingepreßt. Dadurch entsteht eine magnetische Spannung $\Theta = IN$, wobei N der Windungszahl der Spule entspricht. Der magnetische Fluss Φ_1 tritt aus dem Statorzahn aus und in den Planeten wieder ein. Aus dem Planeten wird der magnetische Kreis

über zwei Statorzähne Φ_2 und Φ_3 (Parallelschaltung) zum Stator zurückgeführt. In einer vorausgehenden FEM-Simulation (Finite-Elemente-Methode) hat sich gezeigt, dass die signifikanten Anteile der Flussführung ausschließlich in den modellierten Reluktanzen stattfinden (siehe Abbildung 2.2).

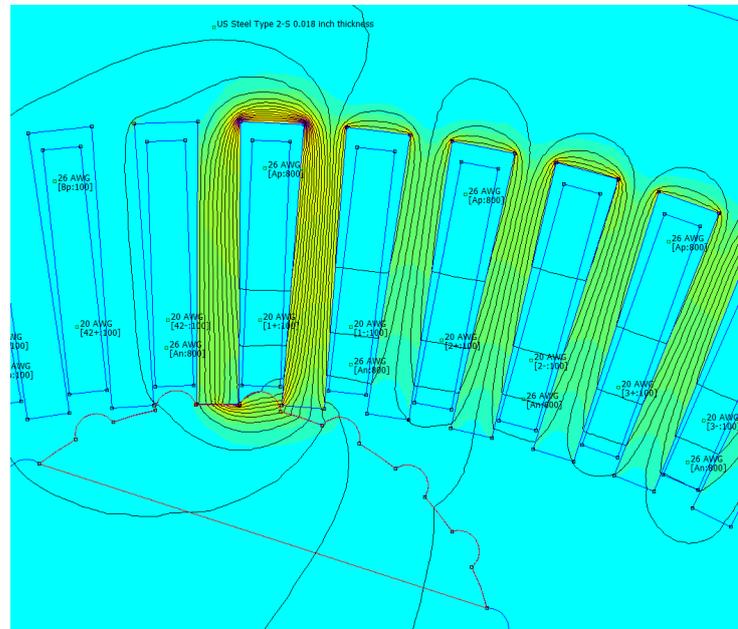


Abbildung 2.2: FEM-Simulation des Motors.

Dabei werden folgende Annahmen getroffen:

- Der Stator wird in der Ebene betrachtet ($d_{stator} \gg d_{planet}$)
- Die Zähne an den Planeten werden nicht berücksichtigt.
- Es wird angenommen, dass der gesamte Fluss in den in orange dargestellten Flussröhren geführt wird, wodurch keine Streuung berücksichtigt wird.
- Sowohl für den Stator, als auch für die Planeten wird eine Permeabilität von $\mu_R \rightarrow \infty$ angenommen. Damit verschwinden die Reaktanzen in Stator und Planet (R_{Px}, R_{STx}) $\rightarrow 0$.
- Der Planet „schwebt“ über dem Stator mit einem konstanten Luftspalt.
- Das Modell wird im Stillstand und nur für eine explizite Position des Planeten erstellt.

Im folgenden werden die Reluktanzen im Luftspalt berechnet.

2.1.1 Bestimmung der Reluktanzen im Luftspalt

Als Reluktanz wird der Quotient aus der magnetischen Spannung Θ und dem magnetischen Fluss Φ in der Form

$$R = \frac{\Theta}{\Phi} \quad (2.1)$$

definiert [5]. Für das Modell werden die Reluktanzen für zwei unterschiedliche Flussröhren benötigt. Diese sind in Abbildung 2.3 dargestellt. Bei der linken Flussröhre handelt es sich um einen Qua-

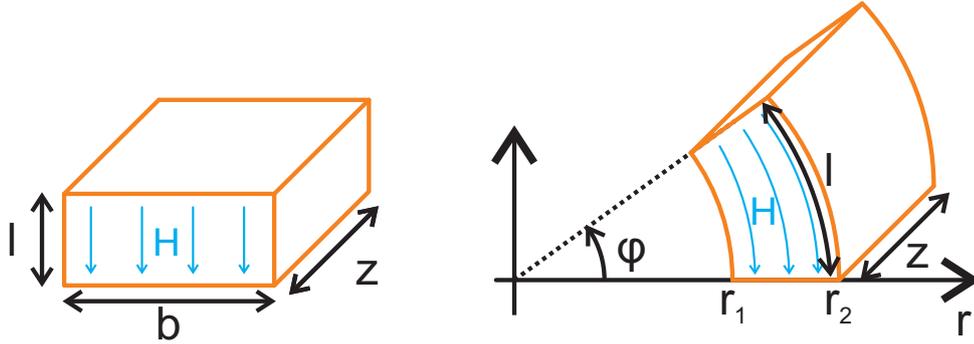


Abbildung 2.3: Beschreibung der Flussröhren für das Reluktanzmodell.

der, wie er für die Reluktanzen durch den Luftspalt R_{Lx1} benötigt wird. Wird an den Stirnflächen eine magnetische Spannung Θ angelegt, so entsteht im Inneren eine magnetische Feldstärke

$$H = \frac{\Theta}{l}. \quad (2.2)$$

Über den Zusammenhang $B = \mu_0 H$ kann die magnetische Flussdichte

$$B = \frac{\mu_0 \Theta}{l} \quad (2.3)$$

bestimmt werde. Bei μ_0 handelt es sich dabei um die Permeabilität des leeren Raumes. Der magnetische Fluss Φ berechnet sich mit

$$\Phi = \int_A B dA = \frac{\mu_0 \Theta b z}{l}. \quad (2.4)$$

Wird das Ergebnis von (2.4) in (2.1) eingesetzt, erhält man die Reluktanz

$$R_{Lx1} = \frac{l}{\mu_0 b z}. \quad (2.5)$$

Bei der rechten Flussröhre in Abbildung 2.3 handelt es sich um ein Hohlzylindersegment. Mit dieser Geometrie werden die Reluktanzen R_{L12} und R_{L22} modelliert. Wird an den Stirnflächen eine magnetische Spannung Θ angelegt, so entsteht im Inneren eine magnetische Feldstärke

$$H(r) = \frac{\Theta}{r \varphi}, \quad (2.6)$$

welche eine Abhängigkeit von der Position x und dem Endwinkel φ aufweist. Damit ergibt sich die magnetische Flussdichte zu

$$B(r) = \frac{\mu_0 \Theta}{r \varphi} \quad (2.7)$$

und der magnetische Fluss berechnet sich zu

$$\Phi = \int_A B dA = z \int_{r_1}^{r_2} B(r) dr = \frac{\mu_0 z \Theta}{\varphi} \int_{r_1}^{r_2} \frac{1}{r} dr = \frac{\mu_0 z \Theta}{\varphi} \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right) \quad (2.8)$$

Wird das Ergebnis von (2.8) in (2.1) eingesetzt, erhält man die Reluktanz

$$R_{Lx2} = \frac{\varphi}{\mu_0 z \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)}. \quad (2.9)$$

Im Folgenden kann mit den hier berechneten Werten das Reluktanzmodell erstellt werden.

2.1.2 Reluktanzmodell

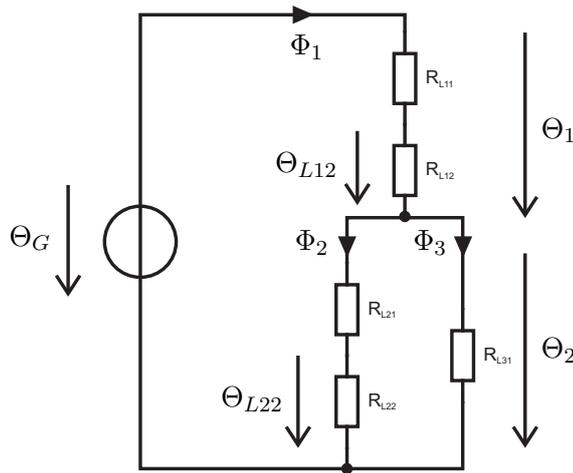


Abbildung 2.4: Reluktanzmodell des Motors.

Das Reluktanzmodell ist in Abbildung 2.4 dargestellt. Ziel ist es die Teilflüsse Φ_1 , Φ_2 , und Φ_3 in den Statorzähnen zu berechnen. Aus der Maschengleichung

$$\Theta_G = \Theta_1 + \Theta_2, \quad (2.10)$$

der Knotengleichung

$$\Phi_1 = \Phi_2 + \Phi_3 \quad (2.11)$$

und den Bauteilgleichungen

$$\Theta_1 = \Phi_1 (R_{L12} + R_{L11}) \quad (2.12a)$$

$$\Theta_2 = \Phi_2 (R_{L22} + R_{L21}) = \Phi_3 R_{L31} \quad (2.12b)$$

ergeben sich die Teilflüsse zu

$$\Phi_1 = \Theta_G \frac{R_{L22} + 2R_{L3}}{R_{L12}R_{L22} + 2R_{L12}R_{L3} + 2R_{L22}R_{L3} + 3R_{L3}^2} \quad (2.13a)$$

$$\Phi_2 = \Theta_G \frac{R_{L3}}{R_{L12}R_{L22} + 2R_{L12}R_{L3} + 2R_{L22}R_{L3} + 3R_{L3}^2}, \quad (2.13b)$$

$$\Phi_3 = \Theta_G \frac{R_{L22} + R_{L3}}{R_{L12}R_{L22} + 2R_{L12}R_{L3} + 2R_{L22}R_{L3} + 3R_{L3}^2} \quad (2.13c)$$

wobei die Substitution $R_{L11} = R_{L21} = R_{L31} = R_{L3}$ durchgeführt wird. Die Gesamtdurchflutung $\Theta_G = IN$ wird über den Spulenstrom I und die Windungszahl N bestimmt. Durch Einsetzen der Ergebnisse (2.13) in (2.12) erhält man die magnetischen Teilspannungen

$$\Theta_1 = \Theta_G \frac{(R_{L22} + 2R_{L3})(R_{L12} + R_{L3})}{R_{L12}R_{L22} + 2R_{L12}R_{L3} + 2R_{L22}R_{L3} + 3R_{L3}^2} \quad (2.14a)$$

$$\Theta_2 = \Theta_G \frac{(R_{L22} + R_{L3})R_{L3}}{R_{L12}R_{L22} + 2R_{L12}R_{L3} + 2R_{L22}R_{L3} + 3R_{L3}^2}. \quad (2.14b)$$

Für die Berechnung der Kraft werden die magnetischen Teilspannungen an den Hohlzylinder Segmenten benötigt. Diese berechnen sich über die Spannungsteiler-Regel zu

$$\Theta_{L12} = \Theta_1 \frac{R_{L12}}{R_{L11} + R_{L12}} \quad (2.15a)$$

$$\Theta_{L22} = \Theta_2 \frac{R_{L22}}{R_{L21} + R_{L22}}. \quad (2.15b)$$

Mit diesen Teilergebnissen kann folgend die Kraft auf den Planeten berechnet werden.

2.1.3 Berechnung der Kraft auf den Planeten

Die Kraft in einem dominant magnetischen Feldsystem [6] berechnet sich zu

$$\mathbf{F} = \int_{\partial V} \frac{1}{\mu_0} \left(\mathbf{n} \cdot \mathbf{B} \mathbf{B} - \frac{1}{2} B^2 \mathbf{n} \right) dA, \quad (2.16)$$

mit dem Normalvektor \mathbf{n} und dem Vektor der magnetischen Flussdichte \mathbf{B} . Der Integrationsweg ∂V ist in Abbildung 2.5 dargestellt. Für die Berechnung wird die Krümmung des Planeten vernachlässigt und mit einer geraden Linie angenähert, welche der Tangente in der Mitte der Flussröhre entspricht. Des Weiteren gilt die Annahme von Abschnitt 2.1.1, dass die Feldlinien normal auf die Stirnflächen stehen (siehe auch Abbildung 2.3). Damit reduziert sich das Integral von (2.16) auf

$$\mathbf{F} = \int_{\partial V} \frac{1}{2\mu_0} B^2 dA \mathbf{e}_F, \quad (2.17)$$

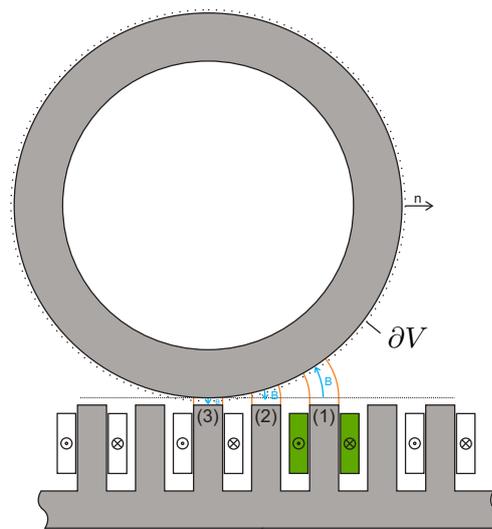


Abbildung 2.5: Berechnung der Kraft auf den Planeten.

mit dem Betrag der magnetischen Flussdichte B und dem Richtungsvektor der Kraft \mathbf{e}_F . Dieses Integral kann in drei Teile geteilt werden. Jeder Teil beinhaltet eine Flussröhre (siehe Abbildung 2.5), außerhalb der Flussröhren ist die magnetische Flussdichte $B = 0 \text{ T}$. Dabei wird angenommen, dass für jeden Abschnitt der Kraftangriffspunkt in der Mitte der Flussröhre ist, und dass der Richtungsvektor der Kraft \mathbf{e}_F radial nach außen auf dem Planeten steht. Dieser Sachverhalt ist in Abbildung 2.6 dargestellt.

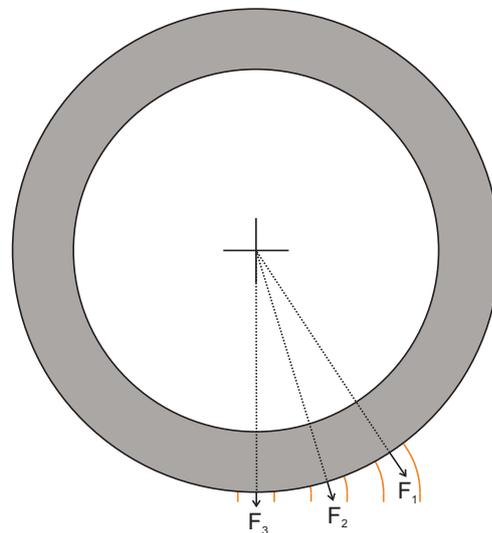


Abbildung 2.6: Kraftangriffspunkte auf den Planeten.

Für die Berechnung der Kraft wird in (2.3) und (2.7) das Ergebnis von (2.14) und (2.15) eingesetzt und anschließend das Integral (2.17) ausgewertet. Damit berechnen sich der Betrag der Kraft in

der quaderförmigen Flussröhre zu

$$|F_3| = \frac{\mu_0 \Theta_2^2 b z}{2 l_3^2}, \quad (2.18)$$

wobei es sich bei l_3 um die Länge des angenommenen Luftspalts handelt. Die Kraft in den Hohlzylindersegmenten berechnet sich zu

$$|F_1| = \frac{1}{2 \mu_0} z \int_{r_{1,1}}^{r_{1,2}} \frac{\mu_0^2 \Theta_{L12}^2}{\varphi_1^2 x^2} dx = \frac{\mu_0 \Theta_{L12}^2 z}{2 \varphi_1^2} \frac{r_{1,2} - r_{1,1}}{r_{1,1} r_{1,2}} \quad (2.19a)$$

$$|F_2| = \frac{1}{2 \mu_0} z \int_{r_{2,1}}^{r_{2,2}} \frac{\mu_0^2 \Theta_{L22}^2}{\varphi_2^2 x^2} dx = \frac{\mu_0 \Theta_{L22}^2 z}{2 \varphi_2^2} \frac{r_{2,2} - r_{2,1}}{r_{2,1} r_{2,2}}. \quad (2.19b)$$

Abschließend muss noch die Richtung der Kraftvektoren

$$\mathbf{e}_{F,i} = \begin{bmatrix} e_x \\ e_y \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

für die drei Teilkräfte i bestimmt werden. Die Lösung für $\mathbf{e}_{F,3} = -e_y$ ist direkt aus der Abbildung 2.6 abzulesen. Die Skizze für die Berechnung der Richtung der Teilkräfte $\mathbf{e}_{F,1}$ und $\mathbf{e}_{F,2}$ ist in Abbildung 2.7 dargestellt. Zunächst werden die Kreisgleichung für den Planeten und den Hilfskreis aufgestellt. Diese lauten

$$0 = x^2 + (y - r_P)^2 - r_P^2 \quad (2.21a)$$

$$0 = (x - r_1)^2 + y^2 - r_1^2, \quad (2.21b)$$

mit dem Radius des Planeten r_P und dem Radius des Hilfskreises $r_1 = \frac{d_1}{2}$. Die Kreise schneiden sich an zwei Punkten. Dabei ist ein Schnittpunkt bei $(0,0)$ und der zweite Schnittpunkte S berechnet sich zu

$$x_S = 2 \frac{r_1 r_P^2}{r_1^2 r_P^2} \quad (2.22a)$$

$$y_S = 2 \frac{r_1^2 r_P}{r_1^2 r_P^2}. \quad (2.22b)$$

Der Schnittpunkt ist die erste Komponente $\bar{e}_y = -y_S$ der Kraftrichtung. Mithilfe der trigonometrischen Beziehung $\sin(\varphi) = \frac{y_S}{r_1}$ berechnet sich der Winkel φ zu

$$\varphi = \arcsin\left(\frac{y_S}{r_1}\right). \quad (2.23)$$

Damit berechnet sich die Komponente \bar{e}_x zu

$$\bar{e}_x = -\tan(\varphi) y_S = -\tan\left(\arcsin\left(\frac{y_S}{r_1}\right)\right) y_S = -\frac{y_S^2}{r_1 \sqrt{1 - \frac{y_S^2}{r_1^2}}}. \quad (2.24)$$

Der gesamte Richtungsvektor, welcher noch nicht als Einheitsvektor normiert ist, ergibt sich zu

$$\bar{\mathbf{e}}_{F,i} = \begin{bmatrix} \bar{e}_x \\ \bar{e}_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -yS \\ -\frac{y_S^2}{r_1 \sqrt{1 - \frac{y_S^2}{r_1^2}}} \end{bmatrix}. \quad (2.25)$$

Um den Richtungsvektor als Einheitsvektor zu erhalten, muss dieser noch durch den Betrag des Vektors $\|\bar{\mathbf{e}}_{F,i}\| = \sqrt{\bar{e}_x^2 + \bar{e}_y^2}$ dividiert werden.

$$\mathbf{e} = \frac{\bar{\mathbf{e}}}{\|\bar{\mathbf{e}}\|} \quad (2.26)$$

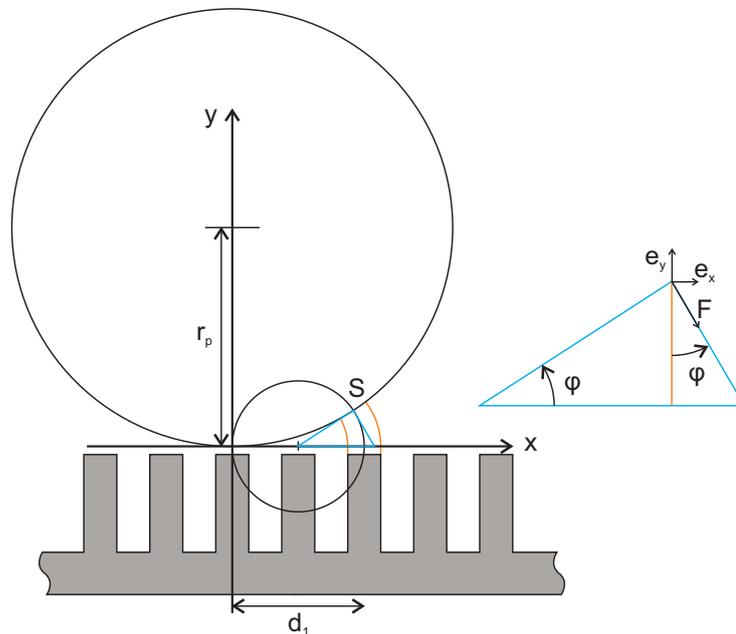


Abbildung 2.7: Skizze zur Berechnung der Richtung der Kraftvektoren.

Die gesamte Kraft auf den Planeten ergibt sich damit zu

$$\mathbf{F} = \mathbf{F}_1 + \mathbf{F}_2 + \mathbf{F}_3. \quad (2.27)$$

Dabei ist zu beachten, dass wie in Abbildung 2.6 dargestellt, die Teilkräfte radial am Planeten anliegen, und damit kein Drehmoment im eigentlichen Sinne auf den Planeten wirkt. Es entsteht eine Komponente in Richtung e_y , welche den Planeten zum Stator zieht und eine Komponente e_x , welche zu einer Translation des Planeten in Kraftrichtung führt. Die Drehbewegung erfolgt durch das Abrollen des Planeten am Stator.

2.2 Vergleich unterschiedlicher Schaltungs-Topologien

Die Ansteuerung der Spulen erfolgt aufgrund der hohen Ströme mittels Leistungselektronik. Diese kann mithilfe von unterschiedlichen Schaltungs-Topologien realisiert werden, welche jeweils Vor- und Nachteile aufweisen. In diesem Kapitel werden drei mögliche Topologien aufgezeigt.

2.2.1 Buck-Konverter mit kurzgeschlossenem Ausgang

Bei der ersten Topologie handelt es sich um einen Buck-Konverter mit kurzgeschlossenem Ausgang [7], welche in Abbildung 2.8 dargestellt ist. Wird der Schalter S geschlossen ergibt sich, mit der Bauteilgleichung der Spule $U_L(t) = L \frac{di(t)}{dt}$, die Maschengleichung zu

$$U_Q(t) = U_L(t) + U_{RL}(t) = L \frac{di(t)}{dt} + R_L i(t) \approx L \frac{di(t)}{dt}. \quad (2.28)$$

Für geringe Ströme i kann in erster Näherung der Term $R_L i(t)$ vernachlässigt werden. Daraus resultiert, dass der Strom in der Spule linear ansteigt. Wird folgend der Schalter S geöffnet, bleibt im ersten Moment der Strom durch die Spule konstant und kommutiert auf die Diode D . Unter Vernachlässigung der Flussspannung der Diode erhält man für diesen Fall die Differenzialgleichung

$$L \frac{di(t)}{dt} + R_L i(t) = 0 \quad (2.29)$$

mit der Lösung im Zeitbereich von

$$i(t) = I_0 \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right). \quad (2.30)$$

I_0 stellt den Strom in der Spule zum Umschaltzeitpunkt dar, wobei $\tau = \frac{L}{R_L}$ die Zeitkonstante ist. Das bedeutet, dass der Ausschaltvorgang in der Spule keinen linearen Stromverlauf aufweist, sondern einen exponentiellen, welcher von der Induktivität L und dem Innenwiderstand R_L abhängt. Es ist der große Nachteil dieser Schaltung, dass bei geöffnetem Schalter S kein linearer Stromverlauf auftritt, und damit die Identifikation der positionsabhängigen Induktivität (siehe Kapitel 4), aufgrund von unterschiedlichen Funktionen bei steigendem und fallendem Strom, deutlich erschwert wird. Zu den Vorteilen zählen ein geringer Bauteil Aufwand, einfache Ansteuerung der Halbleiterschalter (nur Low-Side Schalter) und eine einfache Spulenstrommessung.

2.2.2 Zwischenkreis mit zwei Netzgeräten

Um die Nachteile der ersten Topologie zu umgehen, ohne den Bauteil Aufwand deutlich zu erhöhen, ist es möglich, auf die Spule eine positive und negative Zwischenkreisspannung aufzuschalten. Diese Schaltung ist in Abbildung 2.9 dargestellt. Dabei wird mit zwei Netzgeräten (Q_1 und Q_2) eine

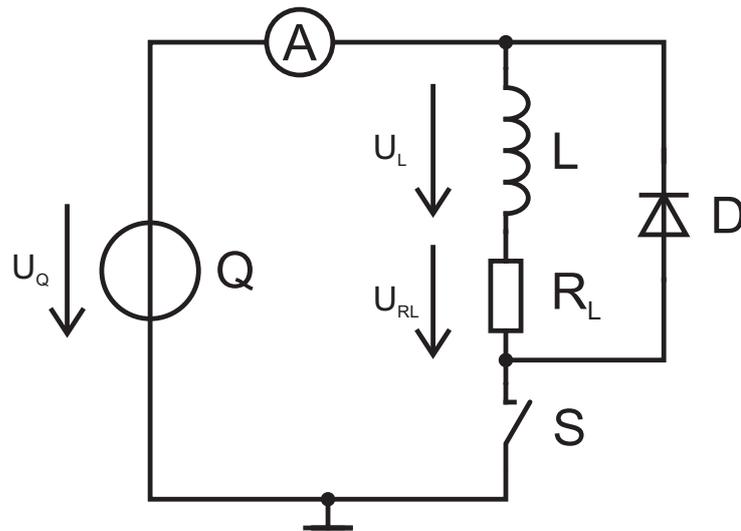


Abbildung 2.8: Schaltungs-Topologie: Buck-Konverter mit kurzgeschlossenem Ausgang.

positive bzw. negative Spannung auf die Spule aufgeschaltet. Die Schalter S_1 und S_2 werden komplementär angesteuert. Damit ergibt sich der Vorteil, dass sowohl bei steigendem, als auch bei fallendem Strom in der Spule ein linearer Verlauf auftritt, und so die Spulenstrommessung einfach zu realisieren ist. Obwohl sich der Bauteil Aufwand im Vergleich zur vorherigen Schaltung verdoppelt, ist das in diesem Fall nicht als Nachteil zu interpretieren, weil die Vorteile durch den linearen Spulenstrom deutlich überwiegen. Der erste wesentliche Nachteil ist, dass die Ansteuerung der Halbleiterschalter durch die unterschiedlichen und undefinierten Bezugspotentiale sehr aufwändig ist. Der zweite Nachteil besteht darin, dass die Spannungsquelle Q_2 einen positiven, als auch negativen Quellenstrom liefern muss. Um das zu erläutern, wird zunächst S_1 geschlossen. Dadurch beginnt in der Spule ein positiver I_L zu fließen. Wird nun S_1 geöffnet und S_2 geschlossen, bleibt zunächst der Spulenstrom I_L konstant und das führt dazu, dass ein Strom $I_{Q2} = -I_L$ in die Spannungsquelle Q_2 fließt. Aufgrund der Tatsache, dass der Großteil der Netzgeräte am Markt keinen Strom senken kann, ist das ein Ausschlusskriterium.

2.2.3 Vollbrücke

Der Schaltplan einer Vollbrücke [8] ist in Abbildung 2.10 dargestellt. Diese Topologie hat den Vorteil, dass auf die Spule die positive und negative Zwischenkreisspannung aufgeschaltet, aber nur eine Spannungsquelle benötigt wird. Dabei bilden S_1 und S_4 sowie S_2 und S_3 ein Schalterpaar, welches immer gemeinsam geschaltet wird. Die zwei Schalterpaare werden zueinander komplementär angesteuert. Der große Vorteil ist, dass diese Topologie dem Stand der Technik entspricht und somit die Ansteuerung durch standardisierte Bauelemente sehr einfach ausfällt.

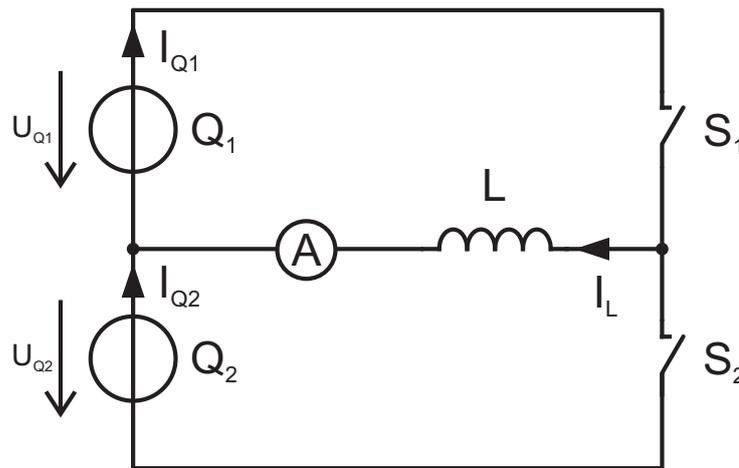


Abbildung 2.9: Schaltungs-Topologie: Zwischenkreis mit zwei Netzgeräten.

Die Nachteile sind einerseits, dass sehr viele Halbleiter-Schalter benötigt werden und andererseits die Spulenstrommessung im Zwischenkreis erfolgt. Das führt dazu, dass die Messauflösung geringer ausfällt, weil an diesem Punkt sowohl ein positiver, als auch negativer Strom auftritt (siehe Abschnitt 3.3.3).

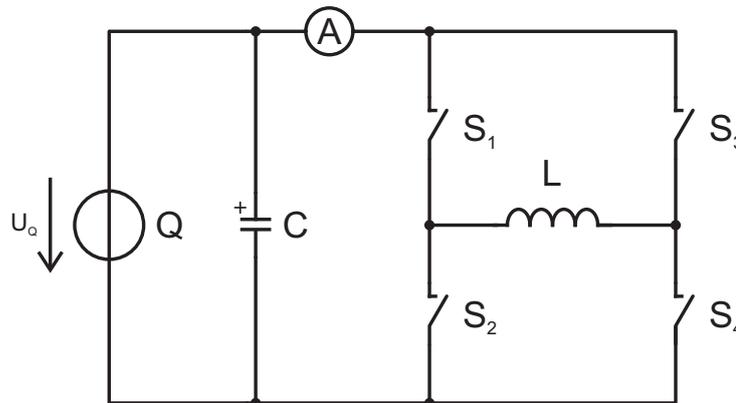


Abbildung 2.10: Schaltungs-Topologie: Vollbrücke.

2.2.4 Resultat der Gegenüberstellung

Für die Ansteuerung der Spulen wird eine Vollbrücke eingesetzt. Diese hat den Vorteil, dass auf die Spule die positive und negative Zwischenkreisspannung aufgeschaltet wird. Damit wird der Strom in der Spule mit höchstmöglicher Geschwindigkeit erhöht und verringert, was für das INFORM-Verfahren eine Vorteil bringt. Ein entscheidender Punkt für die Vollbrücke ist die einfache Realisierbarkeit der Ansteuerung. Dafür wird der höhere Bauteil Aufwand und die geringere Messauflösung bei der Spulenstrommessung in Kauf genommen.

Als Halbleiter-Schalter werden MOSFET's eingesetzt. Der MOSFET ist ein Majoritätsbauteil[7], was bedeutet, dass die Stromführung nur über Elektronen bzw. Löcher und nicht über Elektronen Lochpaare erfolgt. Das bringt den Vorteil, dass ein MOSFET hohe Schaltgeschwindigkeiten erreicht, aber dafür für hohe Spannungen einen hohen Einschaltwiderstand besitzt. Aufgrund der geringen Zwischenkreisspannung von 24 V ist der Einschaltwiderstand kein Problem. Ein weiterer Vorteil ist die beinahe leistungslose Ansteuerung aufgrund der Spannungssteuerung des MOSFET's.

3 ELEKTRISCHES SYSTEM

3.1 Erläuterung des Gesamtkonzeptes

Das Ziel des elektrischen Systems ist der Drehzahlregelter Betrieb des Motors. Die Regelung erfolgt mithilfe eines Mikrocontrollers, welcher die Sensordaten mit den ADC's einliest und die Ansteuerung der 42 Spulen, mithilfe der Leistungselektronik, durchführt. Das Konzept soll einerseits eine möglichst flexible Ansteuerung der Spulen ermöglichen und andererseits mit einem vertretbaren Bauteilaufwand realisiert werden. Ein möglichst flexibles Konzept hätte die Form, dass jede Spule eine eigene Leistungselektronik und einen eigenen Stromsensor hat. Dies würde aber bedeuten, dass der Mikrocontroller 42 unabhängige PWM-Ausgänge und 42 unabhängige ADC Eingänge für die Stromsensoren haben müsste. Dies ist aber nicht nötig, weil z.B. immer zwei Planeten, aus elektrischer Sicht, an der selben Position stehen. Damit können diese sowohl für die Regelung, als auch für Leistungselektronik parallel geschaltet werden. Der verwendete Mikrocontroller *TMS320F28335* besitzt 12 unabhängige PWM-Module. Das bedeutet, dass zu jedem Zeitpunkt 12 Spulen mit einer unterschiedlichen Einschaltdauer betrieben werden könnten. Die Verschaltung von jedem PWM-Ausgang auf jede Spule ist sehr aufwändig, daher wird eine Einschränkung in der Flexibilität in Kauf genommen. Aufgrund der Faktorisieren der Anzahl der Spulen in $2 \times 3 \times 7 = 42$ und den zur Verfügung stehenden PWM-Modul bietet es sich an, die Spulen in $2 \times 3 = 6$ Gruppen zu unterteilen. Jede dieser Gruppen kann mit einer unabhängigen PWM angesteuert werden und beinhaltet 7 Spulen. Innerhalb der Gruppe kann jede der 7 Spulen entweder ausgeschaltet, oder mit der selben Einschaltdauer, eingeschaltet werden. Des Weiteren muss die Nebenbedingung erfüllt sein, dass maximal zwei Spulen in jeder Gruppe gleichzeitig eingeschaltet werden dürfen. Diese Nebenbedingung ergibt sich aus der Dimensionierung der Kondensatoren im Zwischenkreis (siehe Abschnitt 3.3.1). Der Anschluss der Spulen an die Leistungselektronik ist in Abbildung 3.1 dargestellt. Die Spulen werden so angeschlossen, dass jeweils benachbarte Spulen mit unterschiedlichen Einschalt Dauern betrieben werden können. Das bedeutet, dass die

Spule 1 an der Leistungselektronik Gruppe A am Kanal 1 angeschlossen wird. Die Spule 2 wird an Gruppe B am Kanal 1 angeschlossen. Das wird fortgeführt bis Spule 6, danach wird Spule 7 an Gruppe A am Kanal 2 angeschlossen. Dieses System wird bis zur Spule 42 mit Gruppe F am Kanal 7 fortgeführt. Durch eine geschickte Platzierung der Planeten, kann nun erreicht werden, dass für jeden Planeten eine unabhängige Ansteuerung möglich ist. Die gewählte Platzierung aus elektrischer Sicht ist in Abbildung 3.1 dargestellt. Das erste Planetenpaar startet bei der Gruppe E und das zweite Planetenpaar zwischen der Gruppe B und C.

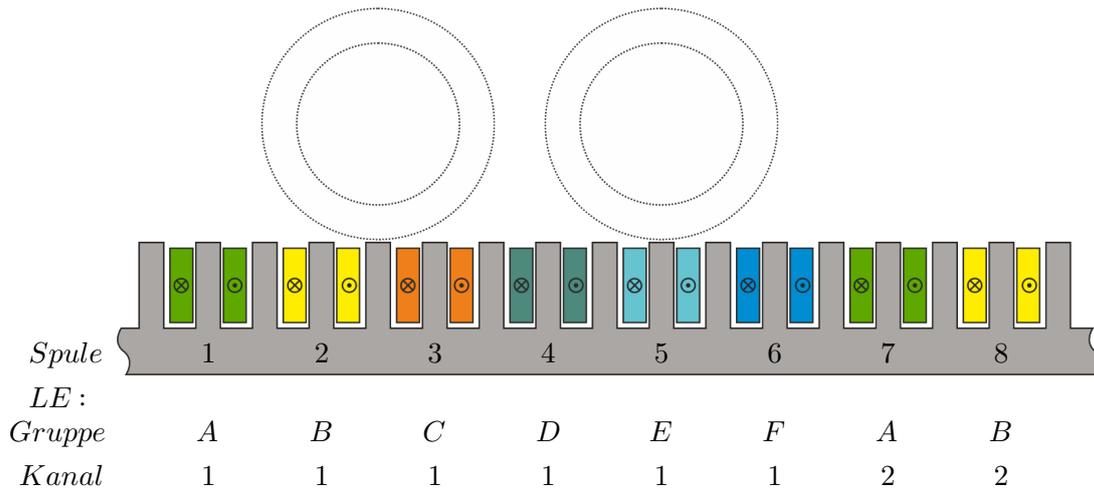


Abbildung 3.1: Zuordnung der Leistungselektronik zu den Spulen

Da die Spulen innerhalb einer Gruppe mit jeweils der selben Einschaltdauer betrieben werden, ist es somit auch ausreichend, den Strom in den Spulen für die gesamte Gruppe zu messen. Daraus ergibt sich, dass die Hardware für jede Gruppe identisch ist, und es bietet sich an, anstatt einer großen Platine mit allen Bauteilen, mehrere kleine Platinen zu fertigen, und diese miteinander zu verbinden. Die Aufteilung der Funktionen auf die unterschiedlichen Leiterplatten ist in Abbildung 3.2 dargestellt.

Das Motherboard (siehe Abbildung 3.3) beinhaltet den Mikrocontroller, die Spannungsregler für die unterschiedlichen Versorgungsspannungen sowie die Referenzspannungen, Impedanzwandler für die Strommessung, die Sicherheitsabschaltung bei Überstrom und die Kommunikationsschnittstellen. Die Kommunikationsschnittstellen beinhalten das JTAG Interface (programmieren des Mikrocontrollers), die QEP (Quadrature Encoder Pulse) Schnittstelle (auslesen der externen Positionserfassung) und eine TCP/IP Schnittstelle (auslesen der Mikrocontroller Daten mit MATLAB). Des Weiteren sind am Motherboard Steckverbinder vorgesehen um eine Verbindung zu den Leistungselektronik Leiterplatten herzustellen.

Die Leistungselektronik Platine (siehe Abbildung 3.4) beinhaltet für jede der 7 Spulen eine sepa-

rate Vollbrücke inklusive der dazu benötigten Ansteuerung mit MOSFET-Treibern. Die Auswahl der aktiven Spulen wird mit einem Schieberegister realisiert. Für die Vollbrücken ist ein gemeinsamer Zwischenkreis und die Spulen-Strommessung ausgeführt. Eine Übersicht über diesen Sachverhalt ist in Abbildung 3.7 dargestellt.

Das Motherboard mit eingebauter Leistungselektronik Platinen ist in Abbildung 3.5 dargestellt.

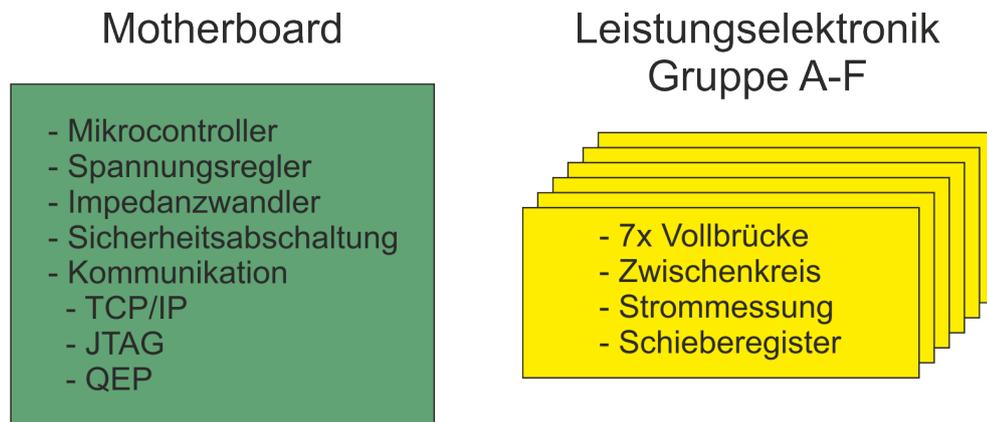


Abbildung 3.2: Aufteilung der Funktionen auf Leiterplatten.

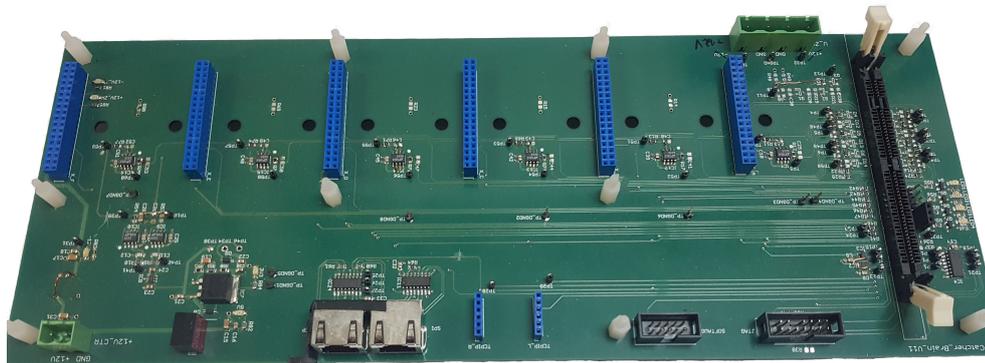


Abbildung 3.3: Foto des Motherboards.

Folgend werden die einzelnen Funktionen, sowie die Realisierung, im Detail beschrieben.

3.2 Spannungsversorgung

In Abbildung 3.6 ist eine Übersicht über die verwendeten Spannungsniveaus dargestellt.

Für die Steuerspannungsversorgung (230 V AC auf 12 V DC) wird das Netzgerät LOGO!POWER von der Firma SIEMENS eingesetzt. Das Netzgerät hat einen Eingangsspannungsbereich von 100–240 V und eine einstellbare Ausgangsspannung von 10,5–16,1 V. Die maximale Ausgangsleistung

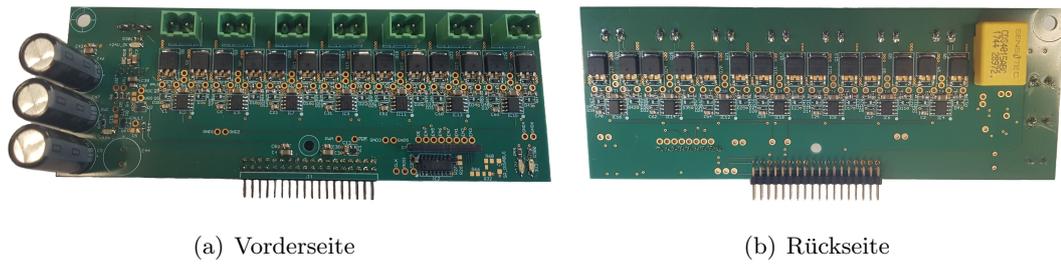


Abbildung 3.4: Foto der Leistungselektronik Leiterplatte.



Abbildung 3.5: Zusammenbau des Motherboards und der Leistungselektronik Platine.

im Dauerbetrieb beträgt 28,5 W. Daraus ergibt sich, mit einer Ausgangsspannung von 12 V, ein maximaler Dauerstrom von 2,3 A. Für diese Anwendung liegt die typische Belastung des Netzgerätes bei ca. 750 mA.

Aus der 12 V Steuerspannung werden am Motherboard die unterschiedlichen Spannungslevel generiert. Eine Übersicht über die Verwendung der Spannungslevel ist in Tabelle 3.1 ersichtlich. Details zu den jeweiligen Spannungsreglern und Verbrauchern werden in den folgenden Abschnitten beschrieben.

12 V	5V	3,3 V	1,5 V
MOSFET-Treiber	Mikrocontroller Stromsensor	Logik Differenzielle Übertr. OPV	Ref-Spg. Stromsensor

Tabelle 3.1: Verwendung der unterschiedlichen Spannungslevel.

Für die Zwischenkreisspannungsversorgung (230 V AC auf 24 V DC) wird das Netzgerät TXL 230-24S von der Firma TRACOPOWER eingesetzt. Es hat einen Eingangsspannungsbereich von 100 – 240 V und eine fixe Ausgangsspannung von 24 V. Aus der maximalen Ausgangsleistung von 230 W ergibt sich ein maximaler Dauerstrom von 9,6 A. Die typische Stromaufnahme beträgt ca. 4 A.

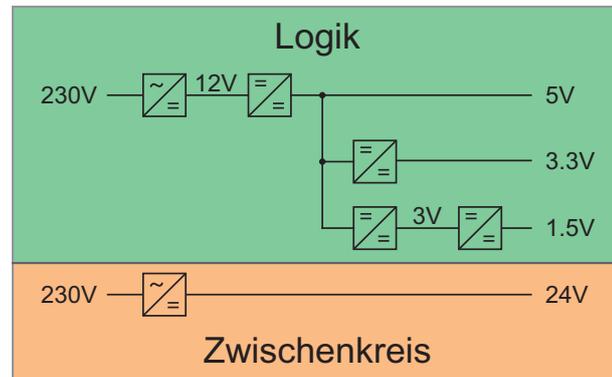


Abbildung 3.6: Übersicht über die Spannungsversorgungen.

3.3 Leistungselektronik

Eine Übersicht über die Leistungselektronik-Platine ist in Abbildung 3.7 dargestellt. Sie besteht im Wesentlichen aus einer separaten Vollbrücke für jede Spule. Pro Leistungselektronik Platine sind jeweils 7 Vollbrücken ausgeführt. Jede Vollbrücke besitzt eine separate Ansteuerung mithilfe von MOSFET-Treiber Bausteinen. Diese benötigen als Eingang ein PWM-Signal, welches vom Mikrocontroller vorgegeben wird. Dabei ist zu beachten, dass jede der 7 Vollbrücken das selbe PWM-Signal vom Mikrocontroller verwendet (Parallelschaltung). Die Auswahl, welche der Spulen ein- bzw. ausgeschaltet wird, erfolgt über das ENABLE-Signal der MOSFET-Treiber. Um Signalleitung zwischen dem Mikrocontroller und der Leistungselektronik einzusparen, werden die ENABLE-Signale von einem Schieberegister ausgegeben (siehe Abschnitt 3.4.4.1). Die Verbindung zwischen Mikrocontroller und Schieberegister erfolgt über SPI (serial peripheral interface). Des Weiteren besteht die Möglichkeit alle Ausgänge des Schieberegisters über die Signalleitung Output-Enable (OE) auszuschalten. Mit dieser Funktion ist es einerseits möglich alle Spulen durch die Software auszuschalten, und andererseits kann eine Sicherheitsabschaltung realisiert werden (siehe Sicherheitsabschaltung in Abschnitt 3.4). Die Vollbrücken haben einen gemeinsamen Zwischenkreis, welcher aus drei Elektrolytkondensatoren besteht. Die gemeinsame Strommessung für alle Spulen erfolgt zwischen den Vollbrücken und dem Zwischenkreis. Das Messsignal der Strommessung wird im Mikrocontroller mithilfe der ADC eingelesen. Im Folgenden werden die

Schaltungen im Detail beschrieben.

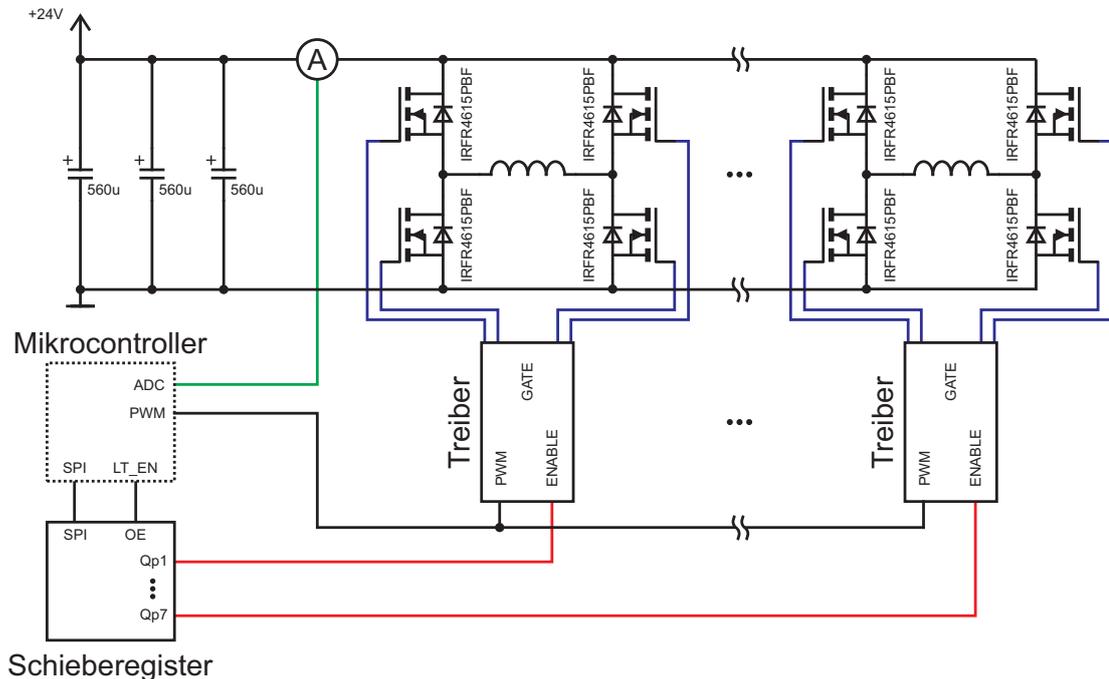


Abbildung 3.7: Übersicht über die Leistungselektronik-Platine.

3.3.1 Zwischenkreis Kondensatoren

Die Zwischenkreiskondensatoren haben die Aufgabe den Ripplestrom, welcher durch das Schalten der Leistungselektronik entsteht, zur Verfügung zu stellen. Die Stromaufteilung bei einem idealen Zwischenkreiskondensator mit unendlich hoher Kapazität ist in Abbildung 3.8 (a) dargestellt. Durch die Schaltungstopologie mit einer Vollbrücke und einer induktiven Last besteht der Strom aus einem DC- und AC-Anteil $i_{DC} + i_{AC}$. Mit einem idealen Zwischenkreiskondensator, mit unendlich hoher Kapazität, würde der gesamte AC-Anteil dieses Stromes von dem Kondensator zur Verfügung gestellt werden. Die Zwischenkreisspannungsversorgung müsste nur den DC-Anteil liefern. Bei einem realen Kondensator, mit endlicher Kapazität, muss dieser so dimensioniert sein, dass der Spannungsabfall am Kondensator aufgrund des Ripplestromes einen gewünschten Wert nicht übersteigt. Der zu erwartende Ripplestrom hat in erster Näherung einen Dreiecksverlauf und ist in Abbildung 3.8 (b) dargestellt. Dies ist gegeben, solange die Induktivität im linearen Bereich betrieben wird (es darf keine Sättigung auftreten). Die Spannungsänderung ΔU am Kondensator berechnet sich aus der Beziehung

$$\Delta U = \frac{\Delta Q}{C}, \quad (3.1)$$

mit der Kapazität des Zwischenkreiskondensators C und der Ladungsänderung ΔQ . Die zu speichernde Ladung aufgrund des Ripplestromes entspricht der Fläche unter dem Dreieck in Abbil-

dung 3.8 (b). Sie berechnet sich zu

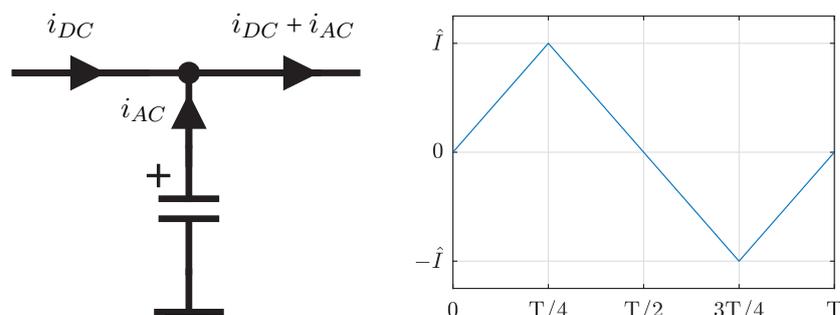
$$\Delta Q = 2 \int_0^{\frac{T}{4}} \frac{4\hat{I}}{T} t \, dt = \frac{\hat{I}T}{4} = 31,25 \, \mu\text{F}, \quad (3.2)$$

mit der Periodendauer $T = \frac{1}{f} = \frac{1}{16\text{kHz}}$ und dem Spitzenwert des Ripplestromes $\hat{I} = 2 \text{ A}$. Dabei entspricht die Periodendauer der Schaltfrequenz des Umrichters und der Spitzenwert wurde mit Messungen am ersten Aufbau identifiziert. Der Spannungsabfall wird als relativer Abfall der Zwischenkreisspannung vorgegeben. Bei einer Zwischenkreisspannung von $U_{ZK} = 24 \text{ V}$ und einem maximalen Einbruch der Zwischenkreisspannung von $0,1\%$ ergibt sich eine Spannungsdifferenz von $\Delta U = \frac{24\text{V} \cdot 0,1}{100} = 24 \text{ mV}$. Damit ergibt sich aus (3.1) die erforderliche Kapazität zu

$$C \geq \frac{\Delta Q}{\Delta U} = 1,3 \text{ mF}. \quad (3.3)$$

Wie in Abbildung 3.7 dargestellt werden drei Elektrolytkondensatoren mit jeweils $560 \, \mu\text{F}$ eingesetzt. Durch die Parallelschaltung ergibt sich damit eine Zwischenkreiskapazität von $1,68 \text{ mF}$. Des Weiteren gilt es zu beachten, dass der maximal erlaubte Ripplestrom der Elektrolytkondensatoren nicht überschritten wird. Der eingesetzte Elektrolytkondensator EEUFR1J561L der Firma PANASONIC hat laut Datenblatt einen maximal erlaubten Ripplestrom von $2,528 \text{ A}$ effektiv. Der Effektivwert des Ripplestromes berechnet sich zu

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) \, dt} = \sqrt{\frac{1}{T} 4 \int_0^{\frac{T}{4}} \left(\frac{4\hat{I}t}{T}\right)^2 \, dt} = \frac{\hat{I}}{\sqrt{3}} = 1,15 \text{ A}. \quad (3.4)$$



(a) Stromaufteilung im Zwischenkreis. (b) Stromrippleverlauf im Zwischenkreis.

Abbildung 3.8: Stromaufteilung und Stromrippleverlauf im Zwischenkreis.

3.3.2 Schieberegister

Das Schieberegister hat die Aufgabe mithilfe der ENABLE-Signale der MOSFET-Treiber die einzelnen Vollbrücken ein- bzw. auszuschalten. Als Schieberegister wird 74HC4094 der Firma

NXP SEMICONDUCTORS eingesetzt. Die grundsätzliche Verschaltung ist in Abbildung 3.7 dargestellt. Die Ansteuerung der Schieberegister mittels SPI ist in Abschnitt 3.4.4.1 beschrieben. Die Ausgänge der Schieberegister haben drei Zustände. Wenn das OE-Signal high ist, ist der Ausgang entsprechend dem Zustand im Speicher entweder low oder high. Wird bei dem OE-Signal low angelegt, so ist der Zustand des Ausganges undefiniert mit einer hohen Ausgangsimpedanz (unabhängig vom Speicherinhalt). Um mit dem OE-Signal eine Sicherheitsabschaltung realisieren zu können, werden die Ausgänge mit Pull-Down Widerständen auf einen definierten Zustand gebracht. Der Schaltplan dazu ist in Abbildung 3.9 dargestellt. Somit sind alle MOSFET-Treiber ausgeschaltet, wenn das SR_OE-Signal auf low gesetzt wird. Um beim Starten des Systems das SR_OE-Signal auf einem definierten Zustand zu haben, wird auch dieser Eingang mit einem Pull-Down Widerstand versehen.

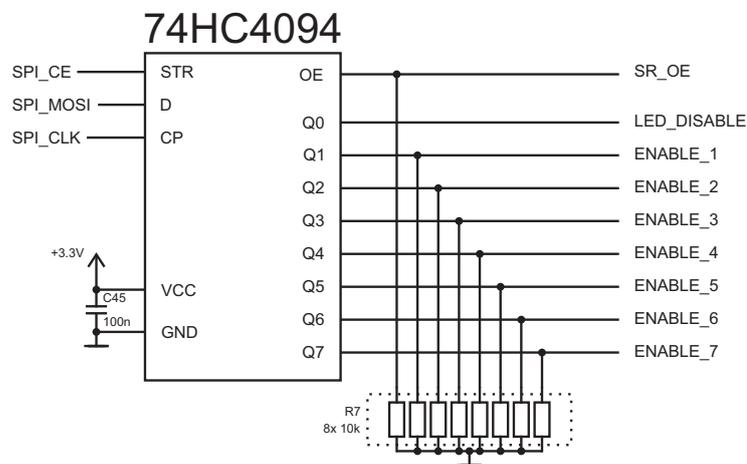


Abbildung 3.9: Schaltplan der Schieberegister.

3.3.3 Strommessung

Die Strommessung erfolgt, wie in Abbildung 3.7 dargestellt, zwischen den Zwischenkreiskondensatoren und den Vollbrücken. Das hat den Vorteil, dass mit einem Stromsensor der gemeinsame Strom in allen Spulen (pro Leistungselektronik Platine) gemessen werden kann. Der Nachteil dieser Methode ist, dass bei einem ausschließlich positiven Strom in den Spulen, der Strom an diesem Punkt sowohl positiv, als auch negativ ist (siehe Abschnitt 2.2). Dieser Sachverhalt ist in Abbildung 3.10 dargestellt. Dadurch muss, obwohl in der Spule nur ein positiver Strom auftritt, der Stromsensor den maximal auftretenden Strom sowohl positiv, als auch negativ messen können. Im Zusammenhang mit dem ADC des Mikrocontrollers entspricht das einer Reduzierung der Messauflösung auf die Hälfte im Vergleich zu einer Strommessung direkt bei den Spulen. Die Messung erfolgt high-side, damit durch den Spannungsabfall im Stromsensor das Bezugspotential

zwischen dem Zwischenkreis und den Vollbrücken nicht verschoben wird.

Als Stromsensor wird der CDS4015 der Firma SENSITEC eingesetzt. Es handelt sich dabei um einen Magneto-resistiven Stromsensor. Er zeichnet sich durch eine galvanische Trennung, eine hohe Messbandbreite von 400 kHz und eine inkludierte Signalaufbereitung für das Messsignal aus. Die Beschaltung wurde dem Datenblatt entnommen und ist in Abbildung 3.11 dargestellt. Der Strommessbereich wird mit dem Widerstand $R4$ eingestellt. Der Zusammenhang lautet

$$V_{ADC} = V_{REF_IN} + I_{GI} 1,03 \frac{R_i R4}{R_i + R4}, \quad (3.5)$$

mit dem Eingangsstrom I , der Referenzspannung $V_{REF_IN} = 1,5 \text{ V}$, dem Stromverstärkungsfaktor $G_I = \frac{2 \text{ mA}}{15 \text{ A}}$, dem Sensor internen Widerstand $R_i = 10,5 \text{ k}\Omega$ und dem Messwiderstand $R4 = 590 \Omega$. Mit einer maximalen erlaubten Spannung am ADC von $V_{ADC} = 3 \text{ V}$ erhält man damit einen Messbereich für den Stromsensor von $\pm 19,55 \text{ A}$. Die Stromauflösung I_{res} ergibt sich aus der Auflösung des ADC von 12-Bit und berechnet sich zu

$$I_{res} = \frac{2 \cdot 19,55 \text{ A}}{2^{12}} = 9,55 \text{ mA}. \quad (3.6)$$

Der Schwellwert des Stromes, bei welchem der Überstromausgang OVC anspricht, wird mit dem Spannungsteiler bestehend aus $R5$ und $R6$ eingestellt. Die Spannung V_{SET} berechnet sich zu

$$V_{SET} = V_{REF_OUT} \frac{R6}{R5 + R6} = 0,617 \text{ V}, \quad (3.7)$$

wobei gilt $V_{REF_OUT} = V_{REF_IN} = 1,5 \text{ V}$. Damit berechnet sich der Stromschwellwert I_{OC} zu

$$I_{OC} = \frac{V_{REF_OUT} - V_{SET}}{G_I R4} = 11,23 \text{ A}. \quad (3.8)$$

Mit dem Kondensator $C10$ wird die Überstrom-Verzögerungs-Zeit t_d eingestellt. Diese ergibt sich zu

$$t_d = 0,5 \mu\text{s} + \frac{C10}{50 \text{ pF}} \mu\text{s} = 20,5 \mu\text{s}. \quad (3.9)$$

3.3.4 Vollbrücke

Für die Ansteuerung der Spulen wird eine Vollbrücke verwendet (siehe Abschnitt 2.2). Bei einer Vollbrücke handelt es sich um einen 4-Quadranten Steller. Für diese Anwendung ist aber nur ein Betrieb im 1. und 4. Quadrant notwendig (Strom nur in eine Richtung und Spannung sowohl positiv, als auch negativ), weil die Kraft proportional mit dem Strom zum Quadrat ($F \propto I^2$) eingeht und somit unabhängig vom Vorzeichen ist. Der Stromanstieg in der Spule ist mit

$$\frac{di(t)}{dt} = \frac{u(t)}{L} \quad (3.10)$$

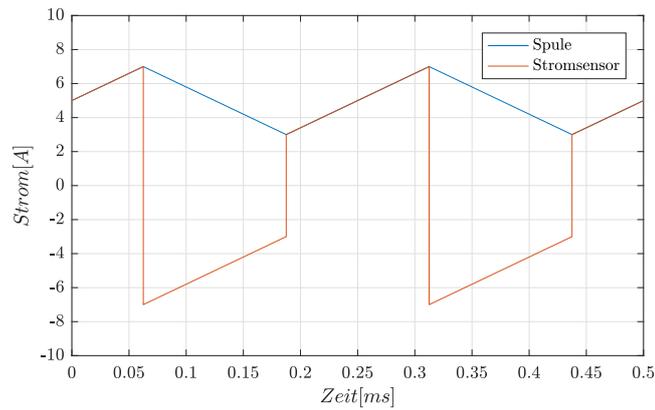


Abbildung 3.10: Stromverlauf in der Spule und im Stromsensor.

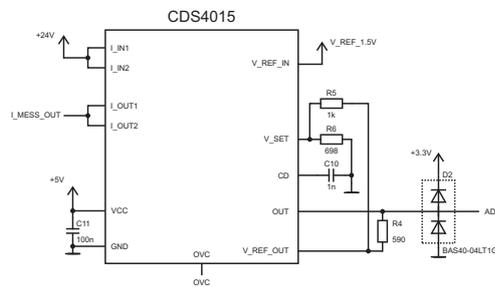


Abbildung 3.11: Schaltplan der Strommessung.

gegeben. Hier zeichnet sich die Vollbrücke dadurch aus, dass sowohl der positive, als auch der negative Stromanstieg mit der maximalen Zwischenkreisspannung erfolgt und damit die höchst mögliche Steigung aufweist.

Die Ansteuerung der Vollbrücke erfolgt mit zwei Halbbrücken-Treibern. Um die zwei Halbbrücken zu einer Vollbrücke zu verschalten, werden diese Komplementär angesteuert.

Im folgenden werden die einzelnen Schaltungen beschrieben.

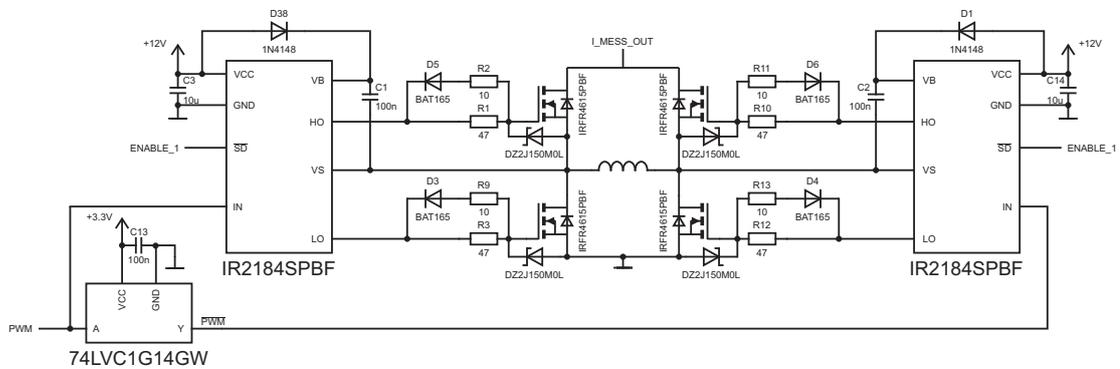


Abbildung 3.12: Schaltplan der Vollbrücke.

3.3.4.1 Schalter

Als Schalter für die Vollbrücke werden MOSFET [7] (metal-oxide-semiconductor field-effect transistor) eingesetzt. Diese haben eine hohe Schaltgeschwindigkeit, weil sie als Majoritätsbauteil keine Speichereffekte durch bipolare Ladungsträger besitzen. Die Schaltgeschwindigkeit wird lediglich durch das Umladen von Kapazitäten beschränkt. Die Ansteuerung im stationären Fall erfolgt leistungslos. Des Weiteren besitzen MOSFETS für kleine Drain-Source Spannungen (kleiner 500 V) einen geringen Drain-Source Widerstand im leitfähigen Zustand. Ein Vorteil besteht darin, dass die Inversdiode im MOSFET als Freilaufdiode wirkt, und kein zusätzliches Bauteil benötigt wird.

Der eingesetzte MOSFET ist IRFR4615PBF von der Firma INFINEON. Die wichtigsten Kennwerte aus dem Datenblatt sind in Tabelle 3.2 zusammengefasst.

Channel-Type	N
Continuous Drain Current	33 A
D-S Breakdown Voltage	150 V
Static D-S On-Resistance	34 m Ω
maximal G-S voltage	± 20 V

Tabelle 3.2: Technische Daten des MOSFET's IRFR4615PBF.

3.3.4.2 MOSFET-Treiber

Ein MOSFET-Treiber ist eine integrierte Schaltung, welche die Aufgabe hat eine MOSFET anzusteuern. Für diese Schaltung wird der MOSFET-Treiber IR2184SPBF von der Firma INFINEON eingesetzt. Es handelt sich dabei um einen Halbbrücken-Treiber. Diese zeichnen sich dadurch aus, dass sie mithilfe einer internen Totzeit verhindern, dass der MOSFET im oberen Brückenweig gleichzeitig mit dem MOSFET im unteren Brückenweig geschaltet wird. Ein gleichzeitiges Schalten würde zu einem Brückenkurzschluss führen, wodurch hohe Verlustleistungen entstehen, und im schlechtesten Fall eine Zerstörung des MOSFET auftritt.

Für die Ansteuerung des High-Side MOSFET's ist es notwendig eine Spannung an das Gate anzulegen, welche höher ist als die 12 V Versorgungsspannung des MOSFET-Treibers. Dies erfolgt mithilfe einer Charge-Pump [8], welche aus der Diode *D38* und dem Kondensator *C1* besteht.

Der Treiber hat einen invertierten Shut-Down \overline{SD} Eingang. Wird bei dem \overline{SD} Eingang logisch low angelegt, so werden alle MOSFET in der Brücke sperrend. Die wichtigsten Kennwerte aus

dem Datenblatt sind in Tabelle 3.3 zusammengefasst.

Dead-Time	500 ns
Output Source Current	1,4 A
Output Sink Current	1,8 A

Tabelle 3.3: Technische Daten des MOSFET-Treibers IR2184SPBF.

3.3.4.3 Gate-Schaltung

Der Schaltvorgang der Vollbrücke kann zu einer Überhöhung der Gate-Source Spannung durch das Aufladen der Gate-Source Kapazität führen. Um das zu vermeiden wird die Zenerdiode zur Spannungsbegrenzung eingesetzt. Das dynamische Modell des MOSFET's ist in Abbildung 3.13 dargestellt, und der Stromfluss durch eine Kapazität ist durch den Zusammenhang

$$i_C = C \frac{du(t)}{dt} \quad (3.11)$$

gegeben. Das bedeutet, dass durch eine schnelle Änderung der Spannung zwischen Drain-Source (wie sie bei jedem Schaltvorgang entsteht) zu einem Stromfluss in C_{GD} und C_{GS} führt. Um eine Erhöhung der Spannung über die maximal zulässige zu verhindern, wird die Zenerdiode DZ2J150M0L der Firma PANASONIC eingesetzt. Diese hat eine Zenerspannung von 15 V und begrenzt damit die Spannung unter den kritischen Wert von 20 V.

Der Widerstand $R1$ (siehe Abbildung 3.12) begrenzt den Ladestrom der Gate-Source Kapazität beim Einschalten (Aufladen der Gate-Source Kapazität). Zu dem Widerstand $R1$ wird parallel die Diode $D5$ in Serie mit dem Widerstand $R1$ eingesetzt um den Ausschaltvorgang (Entladen der Gate-Source Kapazität) schneller zu gestalten. Damit ergibt sich für das Einschalten ein maximaler Strom von $i_{GS,max} = \frac{12V}{47\Omega} = 255 \text{ mA}$ und für das Ausschalten ein maximaler Strom von $i_{GS,max} = \frac{12V}{8,25\Omega} = 1,46 \text{ A}$.

3.3.4.4 Ansteuerung

Für die Ansteuerung der beiden Halbbrücken ist es notwendig das PWM-Signal von einer Halbbrücke zu invertieren. Dies erfolgt mit dem Schmitt-Trigger-Inverter 74LVC1G14GW der Firma NEXPERIA. Durch das Einsetzen eines Inverters entsteht zwischen dem PWM und dem \overline{PWM} Signal eine Phasenverschiebung, welche nicht gewünscht ist. Mit einer maximalen Zeitverzögerung des gewählten Bausteines von 3 ns und einer PWM-Periode von 62,5 μs ist diese aber zu vernachlässigen.

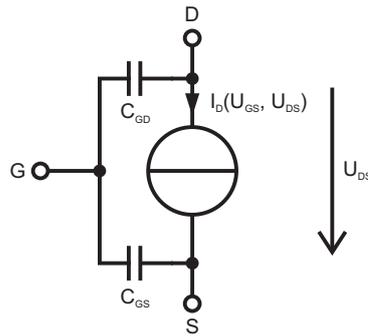


Abbildung 3.13: Dynamische Modell des MOSFETS [9].

3.3.4.5 Messergebnisse

Um das Schaltverhalten zu verifizieren wurden Messungen durchgeführt. Zu diesem Zweck wird zuerst die Vollbrücke für einige Zyklen mit 100 % Einschaltdauer angesteuert. In diesen Zyklen steigt der Strom in der Spule stetig an, es ist aber zu beachten, dass wenn die Induktivität in Sättigung geht, der Strom deutlich schneller ansteigt. Um eine Zerstörung der MOSFET's, durch einen zu hohen Strom zu vermeiden, ist es wichtig, dass man die Anzahl der Zyklen nur langsam erhöht. Nach diesen Zyklen wird für einen Zyklus eine Einschaltdauer von 0 % und anschließend ein Zyklus mit einer Einschaltdauer von 100 % aufgeschaltet. In diesen zwei Zyklen kann das Ein- bzw. Ausschaltverhalten bei unterschiedlichen Strömen in der Spule gemessen werden. Die Messaufzeichnung erfolgt mit einem Oszilloskop. Gemessen werden die Drain-Source und die Gate-Source Spannung des High-Side MOSFET's. Die Messung des Spulenstromes erfolgt mit einer Strommesszange.

Die Messergebnisse sind in Abbildung 3.14 und 3.15 dargestellt. Das Ausschaltverhalten ist sowohl bei 13 A, als auch bei 21 A wie gewünscht. Beim Einschalten tritt aufgrund der hohen Schaltgeschwindigkeit ein schwingendes Verhalten bei der Drain-Source Spannung auf. Dieses Schwingen könnte durch ein langsameres Schalten (vergrößern der Gate-Widerstände) reduziert werden. Die Amplitude des Schwingens ist kleiner als die erlaubte Sperrspannung des MOSFET's und genügt somit den Anforderungen. Das Schwingen an der Gate-Source Spannung und in der Strommessung sollte grundsätzlich nicht auftreten. Es wird davon ausgegangen, dass es sich um einen Messfehler handelt (Einkopplung am Tastkopf). Es ist zu beachten, dass aufgrund der Charge-Pump im MOSFET-Treiber (siehe Abschnitt 3.3.4.2) die Gate-Source Spannung im High-Side MOSFET höher ist als die Versorgungsspannung des MOSFET-Treibers von 12 V und der Zwischenkreis-spannung von 24 V.

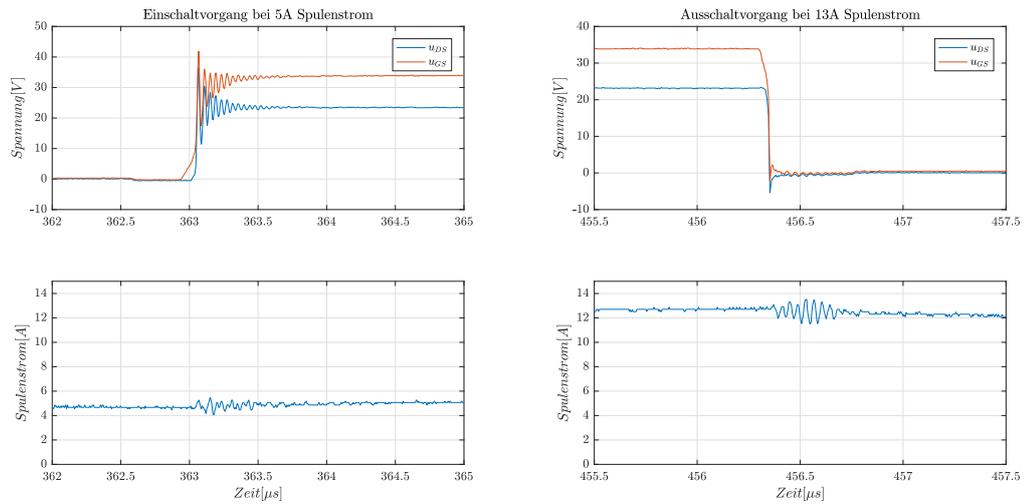


Abbildung 3.14: Schaltverhalten des MOSFET's bei 5/13A Spulenstrom.

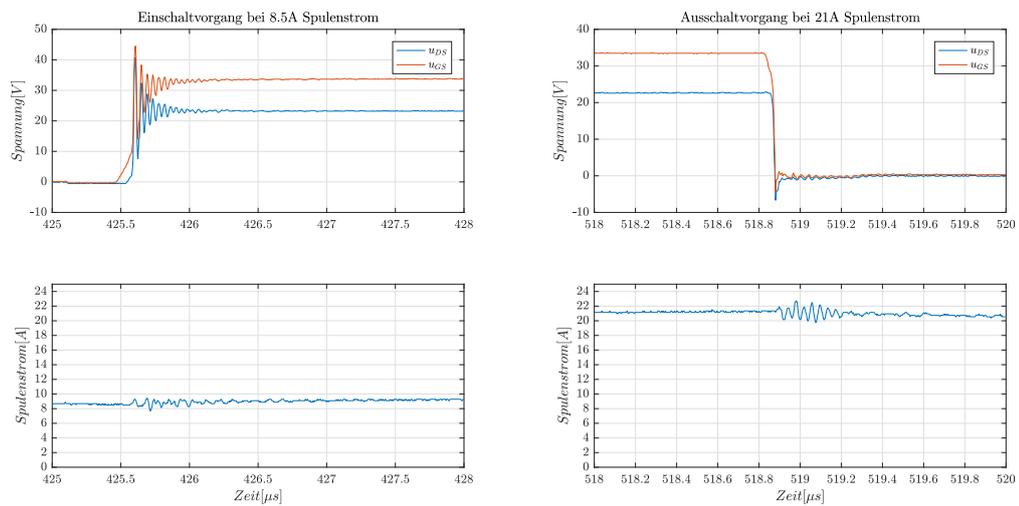


Abbildung 3.15: Schaltverhalten des MOSFET's bei 8/21A Spulenstrom.

3.4 Motherboard

Das Motherboard hat zwei zentral Aufgaben. Einerseits beinhaltet es die Spannungsregler um sämtliche benötigten Steuer- und Referenzspannungen zur Verfügung zu stellen. Andererseits stellt es die Verbindung zwischen allen benötigten Komponenten her, im Speziellen die Verbindung zwischen dem Mikrocontroller und den Leistungselektronik Platinen. Es beinhaltet aber auch die Schnittstellen zur externen Positionserfassung (Inkrementalgeber) sowie der TCP/IP Schnittstelle. Des Weiteren ist die Sicherheitsabschaltung am Motherboard ausgeführt.

3.4.1 Spannungsregler

Die Spannungsregler haben die Aufgabe aus der 12 V Steuerspannungsversorgung die Versorgungsspannung für den Mikrocontroller und Stromsensor (5 V), sowie der Logik- und Steuerungsschaltungen (3,3 V) zu generieren. Des Weiteren wird für die Signalaufbereitung des Stromsensors eine Referenzspannung von 1,5 V benötigt. Eine Übersicht über die verwendeten Spannungslevel ist in Abschnitt 3.2 in Abbildung 3.6 dargestellt. Folgend werden die Spannungsregler im Detail beschrieben.

3.4.1.1 5V Steuerspannung

Aus der 12 V Steuerspannungsversorgung wird die 5 V Steuerspannung generiert. Aufgrund der hohen Spannungsdifferenz von 7 V ist es sinnvoll einen Schaltregler einzusetzen. Diese zeichnen sich im Vergleich zu Längsreglern durch einen hohen Wirkungsgrad aus. Der Nachteil von Schaltreglern besteht darin, dass am Ausgang die Schaltfrequenz des Schaltreglers sichtbar ist. Es wird der Schaltregler TSR 1-2450 von der Firma TRACOPOWER eingesetzt. Dieser besitzt einen Eingangsbereich von 6,5 – 36 V und eine Ausgangsspannung von 5 V, wobei der Wirkungsgrad in einem Bereich von 84 – 94 % ist. Der Schaltplan ist in Abbildung 3.16 dargestellt. Die Kondensatoren dienen der Stabilisierung der Eingangs- und Ausgangsspannung.

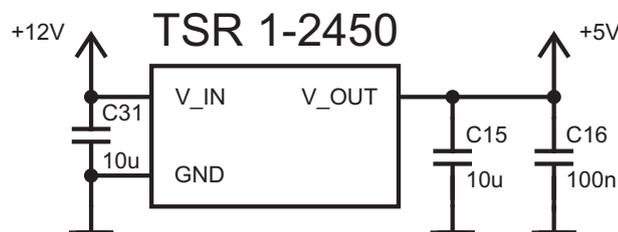


Abbildung 3.16: Schaltplan des 5 V Spannungsreglers.

3.4.1.2 3.3V Steuerspannung

Aus der 5 V Spannung wird folgend das 3,3 V Spannungslevel erzeugt. Dieses wird für die digitalen Bauelemente und als Versorgung für die Operationsverstärker (OPV) benötigt. Um hochfrequente Anteile in der Versorgung der Operationsverstärker zu vermeiden, werden die 3,3 V mit einem Längsspannungsregler generiert. Die Beschaltung wurde dem Datenblatt entnommen und ist in Abbildung 3.17 dargestellt. Als Längsspannungsregler wird der LM317D2T der Firma STMICROELECTRONICS eingesetzt. Die Ausgangsspannung wird mit den Widerständen R50, R51 und

R52 über den Zusammenhang

$$Output = V_{Ref} \left(1 + \frac{R51 + R52}{R50} \right) \quad (3.12)$$

eingestellt. Dabei handelt es sich bei $V_{Ref} = 1,25 \text{ V}$ um eine intern zur Verfügung gestellte Referenzspannung. Die Verlustleistung P_V bei einem Längsspannungsregler berechnet sich aus der Differenzspannung zwischen Eingang und Ausgang $V_{diff} = 5 \text{ V} - 3,3 \text{ V}$ und dem Ausgangsstrom I mithilfe der Beziehung

$$P_V = V_{diff} I. \quad (3.13)$$

Der maximal erlaubte Strom ergibt sich aus der thermischen Berechnung

$$P_{max} = \frac{\Delta T}{R_{thJA}} = 1,52 \text{ W}, \quad (3.14)$$

mit dem thermischen Widerstand $R_{thJA} = 62,5 \frac{\text{°C}}{\text{W}}$ zwischen Sperrschicht und Umgebung, der maximalen Verlustleistung P_{max} und der Temperaturdifferenz $\Delta T = T_J - T_A$ zwischen der maximal erlaubten Sperrschichttemperatur $T_J = 125 \text{ °C}$ und der zu erwartenden Umgebungstemperatur $T_A = 30 \text{ °C}$. Mit (3.13) ergibt sich damit ein maximal erlaubter Strom von

$$I_{max} = \frac{P_{max}}{V_{diff}} = 894 \text{ mA}. \quad (3.15)$$

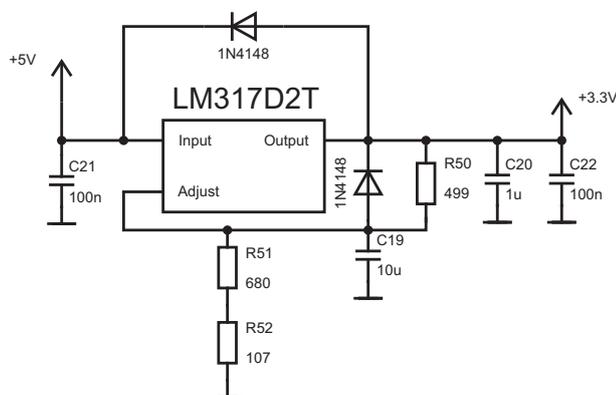


Abbildung 3.17: Schaltplan des 3,3V Spannungsreglers.

3.4.1.3 1.5V Referenzspannung

Die 1,5V Referenzspannung wird für die Signalaufbereitung der Messsignale der Stromsensoren benötigt. Im ersten Entwurf der Schaltung waren mehrere Referenzspannungen nötig, welche in der finalen Version aber nicht mehr benötigt werden. Daher ist die Generierung der 1,5V Referenzspannung komplizierter gestaltet als nötig wäre.

Der Schaltplan ist in Abbildung 3.18 dargestellt. Die Referenzspannung wird in mehreren Stufen erzeugt. In der ersten Stufe wird aus der 5 V Steuerspannung eine 3 V Referenzspannung mit der Spannungsreferenz LT1790BCS6 der Firma LINEAR TECHNOLOGY erzeugt. Eine Spannungsreferenz hat die Eigenschaft, dass die Ausgangsspannung konstant (kein drift) ist und mit einer geringen Toleranz (0,1 %) eingestellt wird. Spannungsreferenzen dürfen aber nur mit einem geringen Strom belastet werden ($< 4 \text{ mA}$). Die Beschaltung wurde dem Datenblatt entnommen. In der zweiten Stufe wird die gewünschte Referenzspannung von 1,5 V mithilfe eines Spannungsteilers erzeugt. Damit der Spannungsteiler die gewünschte Spannung am Mittelpunkt hat, darf dieser nicht belastet werden. Um das zu erreichen, wird in der dritten Stufe ein Impedanzwandler eingesetzt. Ein Impedanzwandler zeichnet sich dadurch aus, dass er einerseits eine hohe Eingangs-Impedanz (damit wird der Spannungsteiler nicht belastet) hat und andererseits eine geringe Ausgangs-Impedanz (damit kann ein hoher Strom entnommen werden, ohne dass die Spannung einbricht) aufweist [8]. Der Impedanzwandler wird mit dem Operationsverstärker LT6222CS8 der Firma LINEAR TECHNOLOGY realisiert. In der 4. Stufe wird der Ausgang des Impedanzwandlers zusätzlich mit einem Tiefpassfilter stabilisiert um eine möglichst konstante Referenzspannung zu erreichen.

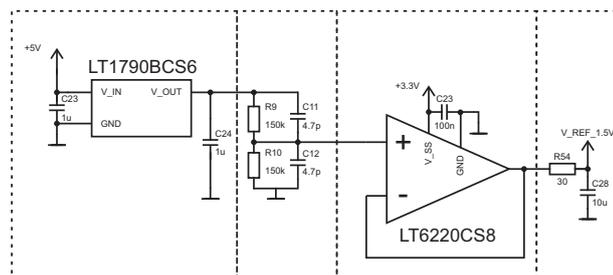


Abbildung 3.18: Schaltplan des 1,5 V Referenzspannung.

3.4.2 Mikrocontroller

Als Mikrocontroller wird der TMS320F28335 von TEXAS INSTRUMENTS eingesetzt. Dieser 32-Bit CPU ist in Harvard Architektur ausgeführt und besitzt eine FPU (Floating Point Unit). Der Prozessor wird mit einer Taktfrequenz von 150 MHz betrieben. Die Peripherie beinhaltet unter anderem diverse Kommunikationsschnittstellen, bis zu 12 unabhängige PWM-Ausgänge und Analog-Digital-Konverter (ADC). Die ADC's haben eine Auflösung von 12-Bit. Ein herausragendes Merkmal dieses Mikrocontroller ist die geringe Konvertierungszeit der ADC'S von 80 ns.

3.4.3 Sicherheitsabschaltung

Die Sicherheitsabschaltung hat die Funktion bei einem Überstrom in einer der Spulen den Umrichter in einen sicheren Zustand zu bringen. Ein sicherer Zustand kann erreicht werden, indem bei allen Treibern der ENABLE-Eingang ausgeschaltet wird. Dieser sichere Zustand soll erhalten bleiben bis ein manueller Reset durchgeführt wird.

Der Schaltplan der Sicherheitsabschaltung ist in Abbildung 3.19 dargestellt. Ausgangspunkt für die Überstromerkennung ist der Overcurrent-Ausgang (OVC) des Stromsensors (für Details zum Stromsensor siehe Abschnitt 3.3.3). Dieser ist laut Datenblatt als offener Kollektor mit einem internen Pull-Up Widerstand ausgeführt. Der OVC-Ausgang ist logisch high, wenn der Strom unter der eingestellten Schwelle ist, und logisch low, wenn ein Überstrom auftritt. Es ist zu beachten, dass der Stromsensor eine 5 V Versorgungsspannung hat und auch der OVC-Ausgang einen Signalpegel von 5 V aufweist. Der Mikrocontroller und alle andere Logikschaltungen verwendet allerdings einen 3,3 V Signalpegel. Damit ist es notwendig einen Pegelwandler einzusetzen. Dieser besteht aus dem NPN-Transistor BC847BLT3G der Firma ON SEMICONDUCTOR und einem Pull-Up Widerstand. Aufgrund des internen Pull-Up Widerstandes im Stromsensor dürfen nicht mehr als drei OVC-Ausgänge parallel geschaltet werden. Um das zu erreichen sind die Transistoren auf der Leistungselektronik Platine ausgeführt, und der für alle 6 Leistungselektronik Platinen gemeinsame Pull-Up Widerstand $R31$ ist am Motherboard ausgeführt. Des Weiteren wirkt der Pegelwandler in dieser Schaltung als Invertierer. Damit ist das FAULT-Signal logisch high, wenn ein Überstrom auftritt. Dieses Signal ist aber nur so lange logisch high, wie auch tatsächlich ein Überstrom in einer Spule ist. Um ein sofortiges Wiedereinschalten zu verhindern, muss bei einem einmaligen Auftreten eines Überstromes der Zustand gespeichert werden. Dafür wird ein RS-Flipflop eingesetzt. Ein RS-Flipflop, auch als bistabile Kippstufe bezeichnet, hat die Eigenschaft, dass, wenn ein Impuls am S -Eingang anliegt, der Ausgang Q logisch high wird. Dieser bleibt logisch high bis ein Impuls am R -Eingang anliegt [8]. Das RS-Flipflop ist mit dem NOR-Gatter SN74LVC2G02DCUR der Firma TEXAS INSTRUMENTS aufgebaut. Die Verschaltung ist in Abbildung 3.20 dargestellt. Durch die Verwendung des invertierten Ausganges \overline{Q} wird erreicht, dass, wenn ein Fehler auftritt, der Ausgang LT_RELEASE logisch low wird. Dieser Zustand bleibt so lange erhalten, bis der Mikrocontroller mit dem FAULT_RESET-Signal den Ausgang \overline{Q} wieder auf high setzt. Die Freigabe für den Umrichter soll nur dann erfolgen, wenn einerseits die Sicherheitsschaltung nicht angesprochen hat, und andererseits der Mikrocontroller eine Freigabe erteilt hat. Zu diesem Zweck wird das LT_RELEASE-Signal und das LT_ENABLE-Signal mit dem UND-Gatter SN74AHC1G08DBVT der Firma TEXAS INSTRUMENTS verknüpft. Das Ausgangssignal SR_OE wird zu den Schieberegistern der Leistungselektronik Platinen geführt.

Bisher wurde die gewünschte Funktion der Sicherheitsabschaltung beschrieben. Durch das Parallelschalten der Leistungselektronik kommt es zu einem Effekt, welcher nicht berücksichtigt wurde. Der Normalzustand ist, dass kein Fehler auftritt, und damit das FAULT-Signal logisch low ist. Dies bedeutet aber, dass der Transistor im Pegelwandler leitend ist. Werden nun mehrere Leistungselektronik Platinen parallel geschaltet, und in einer Leiterplatte tritt ein Überstrom auf, so wird der eine Transistor sperrend. Die Transistoren in den anderen Leiterplatten bleiben aber leitend, und damit ändert sich der Zustand des FAULT-Signals nicht. Nur wenn ein Überstrom in allen Leiterplatten (zur selben Zeit) auftritt, würde die Sicherheitsabschaltung ansprechen. Dies ist aber nie der Fall, weil immer nur vier der sechs Leiterplatten gleichzeitig in Betrieb sind, und damit zwei Leiterplatten keinen Strom führen. Somit ist die Sicherheitsabschaltung in dieser Form nicht wirksam. Das Problem könnte gelöst werden, indem jede Leiterplatte einen eigenen Pull-Up Widerstand erhält, und die Signale der sechs Leiterplatten mit einem ODER-Gatter verknüpft werden.

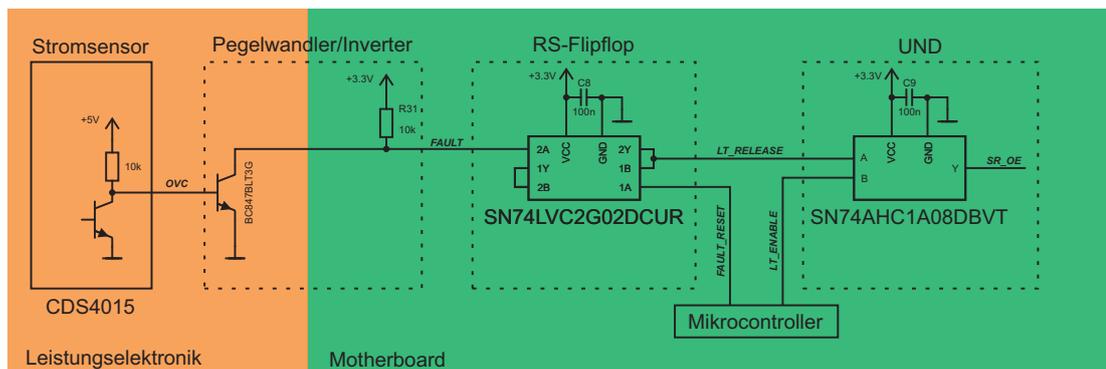


Abbildung 3.19: Schaltplan der Sicherheitsabschaltung.

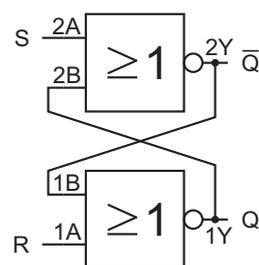


Abbildung 3.20: RS-Flipflop mit NOR-Gattern.

3.4.4 Kommunikationsschnittstellen

Für diese Arbeit werden mehrere Kommunikationsschnittstellen eingesetzt. Einerseits erfolgt die Auswahl der aktiven Spulen mit dem SPI-Protokoll, welches in Verbindung mit Schieberegistern

zu einer Einsparung in Steuerleitungen führt. Andererseits muss die externe Positionserfassung mit der QEP-Schnittstelle eingelesen werden. Um den Entwicklungsprozess zu unterstützen wird eine TCP/IP Verbindung zwischen dem Mikrocontroller und dem Computer hergestellt. Dies ermöglicht das Aufzeichnen von Daten in MATLAB. Im Folgenden sind die Kommunikationsschnittstellen im Detail beschrieben.

3.4.4.1 Ansteuerung der Schieberegister

Die Schieberegister werden eingesetzt um die einzelnen Spulen ein- bzw. auszuschalten. Die Verschaltung der Schieberegister ist in Abbildung 3.21 dargestellt. Dazu werden die ENABLE-Signale der MOSFET-Treiber mit den Ausgängen des Schieberegisters verbunden. Das Schieberegister 74HC4094 der Firma NXP SEMICONDUCTORS besteht aus drei wesentlichen Komponenten. Die unterste Schicht ist ein Schieberegister, welches die anliegenden Daten D nach rechts schiebt, wenn am Takteingang CP eine steigende Flanke erkannt wird. Das Datenwort im Schieberegister wird parallel in den Speicher übernommen, wenn der Strobe-Eingang Str high ist. Der Ausgang Q des Schieberegisters hat drei Zustände. Wenn der Output-Enable (OE) den Zustand high hat, wird das Signal im Speicher bei dem jeweiligen Ausgang ausgegeben. Wenn OE low ist, haben die Ausgänge eine hohe Impedanz. Diese Funktion wird verwendet um eine Sicherheitsabschaltung zu realisieren (siehe Abschnitt 3.4.3). Das eben beschriebene Signalverhalten ist kompatibel mit dem SPI-Interface¹. Der Strobe-Eingang hat die selbe Funktion wie das Chip-Enable-Signal CE . Der Daten-Eingang D entspricht Master-Out-Slave-In $MOSI$, und das Taktsignal CP entspricht dem Clock-Signal CLK von SPI.

Der Mikrocontroller besitzt ein SPI-Interface und zwei McBSP-Interfaces², welche als SPI konfiguriert werden können. Da das SPI-Interface für die TCP/IP-Schnittstelle eingesetzt wird, stehen für das Schieberegister zwei McBSP-Interfaces zur Verfügung. Um das Datenwort kürzer zu gestalten, erfolgt eine Aufteilung der Leistungselektronik Gruppe A bis Gruppe C auf das erste McBSP-Interface und die Gruppe D bis Gruppe F auf das zweite McBSP-Interface. In Abbildung 3.21 sind nur die Gruppe A bis Gruppe C dargestellt, die äquivalente Verschaltung gilt aber auch für das zweite McBSP-Interface. Die Schieberegister können in Serie geschaltet werden, damit ergibt sich für die Ansteuerung ein $8\text{Bit} \times 3 = 24\text{Bit}$ langes Datenwort. Zu beachten ist, dass bei jedem Schieberegister nur 7 der 8-Bit für die ENABLE-Signale Verwendung finden, und der Ausgang Q_0 nur als Ansteuerung für eine Leuchtdiode dient.

¹Reference Guide TMS320x2833x SPI, www.ti.com, Mai 2018

²Reference Guide TMS320x2833x McBSP, www.ti.com, Mai 2018

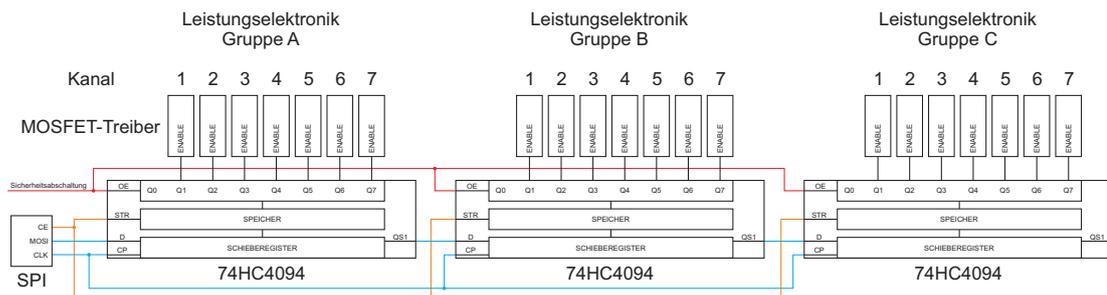


Abbildung 3.21: Schaltplan des Schieberegisters.

3.4.4.2 Quadrature Encoder Pulse (QEP)

Das Quadrature Encoder Pulse Interface (QEP³) ermöglicht es Inkrementalgeber auszuwerten. Inkrementalgeber unterteilen eine volle Umdrehung in diskrete Schritte. Der Ausgang wechselt zwischen high und low immer dann, wenn sich der Inkrementalgeber um einen Schritt weitergedreht hat. Um die Drehrichtung unterscheiden zu können, wird ein zweites Signal verwendet, welches zum ersten um 90° phasenverschoben ist. Diese zwei Signale werden als *A* und *B* bezeichnet. Inkrementalgeber haben grundsätzlich nur eine relative Positionsangabe. Um eine absolute Position zu erhalten, besitzen Inkrementalgeber ein Indexsignal *I*. Dieses ist an einer festen Position und tritt pro Umdrehung genau einmal auf. Damit die Datenübertragung zwischen der externen Positionserfassung und dem Motherboard weniger anfällig gegenüber Störungen ist, werden die Signale *A*, *B* und *I* differenziell übertragen. Details dazu sind in Abschnitt 3.5 beschrieben.

3.4.5 TCP/IP

Die TCP/IP-Schnittstelle hat die Aufgabe eine bidirektionale Datenverbindung zwischen dem Mikrocontroller und MATLAB herzustellen. Damit wird es ermöglicht, dass einerseits der Mikrocontroller mithilfe von MATLAB gesteuert werden kann und andererseits Daten vom Mikrocontroller in Echtzeit in MATLAB gespeichert werden können. Diese Funktion ermöglicht es Messungen automatisiert durchzuführen, indem z.B. unterschiedliche Arbeitspunkte von MATLAB vorgegeben werden, und die entsprechende Systemantwort gespeichert wird. Ein großer Vorteil von MATLAB besteht darin, dass große Datenreihen einfach visualisiert und verändert werden können. Damit wird es erleichtert neue Algorithmen zu entwickeln, wie z.B. die sensorlose Positionserfassung (siehe dazu Kapitel 4).

Eine Übersicht über die TCP/IP Verbindung ist in Abbildung 3.22 dargestellt. Die Verbindung erfolgt mit dem Entwicklungsboard WIZ850IO der Firma WIZNET. Dieses besitzt mit dem Chip

³Reference Guide TMS320x2833X EQEP, www.ti.com, Mai 2018

W5500 einen vollständigen TCP/IP Stack, welcher über das SPI-Interface angesteuert werden kann. Damit ist es möglich bis zu 6 integer Variablen (16-Bit) in Echtzeit (alle $62,5 \mu\text{s}$) vom Mikrocontroller zu MATLAB zu schicken. Des Weiteren können zu Beginn einer Messung bis zu 10 integer Variablen von MATLAB zum Mikrocontroller gesendet werden.

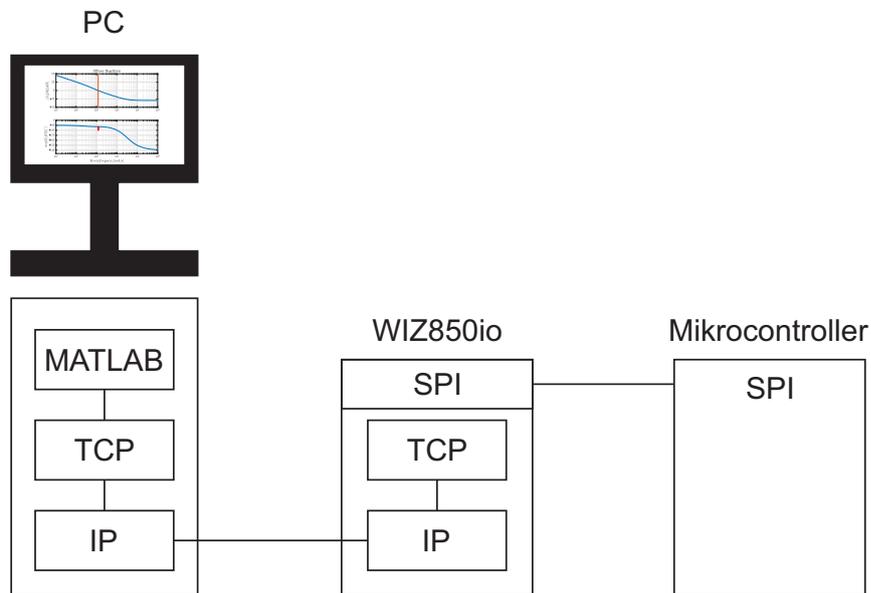


Abbildung 3.22: Übersicht über die TCP/IP Verbindung.

3.5 Externe Positionserfassung

Die externe Positionserfassung wird benötigt um die Identifikationsaufgabe für die sensorlose Positionsbestimmung durchzuführen und um diese zu verifizieren. Für die externe Positionserfassung wird der magnetische Inkrementalgeber AS5047P der Firma AMS AG verwendet. Dieser besteht aus einem speziellen Magneten, welcher an der Welle befestigt wird und einem Sensorchip, der über die QEP-Schnittstelle ausgelesen werden kann. Der Schaltplan ist in Abbildung 3.23 dargestellt. Das Sensorsignal wird über ein CAT 5 Kabel mit dem Motherboard verbunden. Damit diese Übertragungsstrecke robust gegen Störungen ist, werden die Sensorsignale differenziell übertragen. Dies wird mit dem differenziellen Übertrager MAX3030ECS bzw. dem differenziellen Empfänger MAX3096CSE der Firma MAXIM realisiert.

Eine Konzeptzeichnung des mechanischen Aufbaues ist in Abbildung 3.24 dargestellt. An der Sonne wird eine Welle aus Metall befestigt. Die Aufnahme im Gehäuse erfolgt über Kugellager. Für eine möglichst genaue Positionserfassung ist es nötig den Magneten möglichst genau im Mittelpunkt der Welle zu positionieren. Um das zu erreichen wird der Magnet mit einer Arretierungshülse an der Welle befestigt. Des Weiteren muss der Mittelpunkt des Sensors mit dem

Magneten ausgerichtet sein und einen möglichst kleinen Abstand haben, ohne den Magneten dabei zu berühren. Zu diesem Zweck wird die Leiterplatte, auf welcher der Sensor platziert ist, mit einem Befestigungsbügel am Gehäuse fixiert.

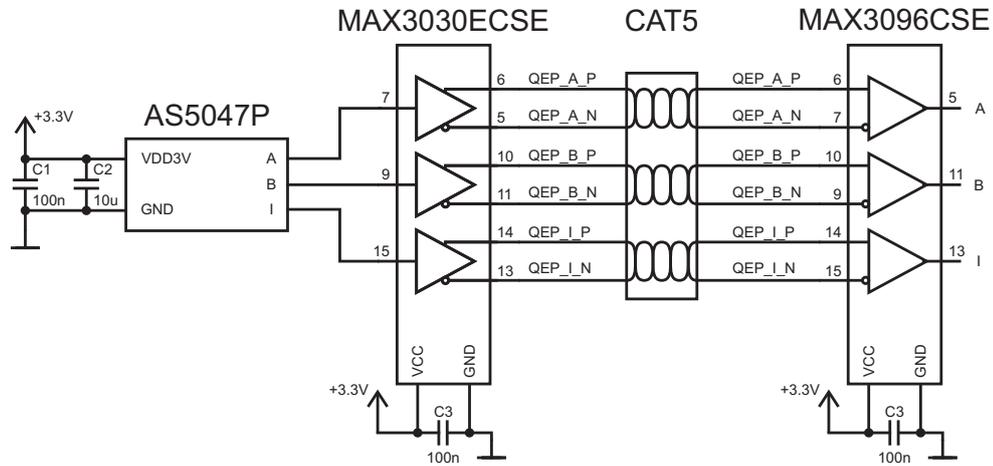


Abbildung 3.23: Schaltplan der externen Positionserfassung.

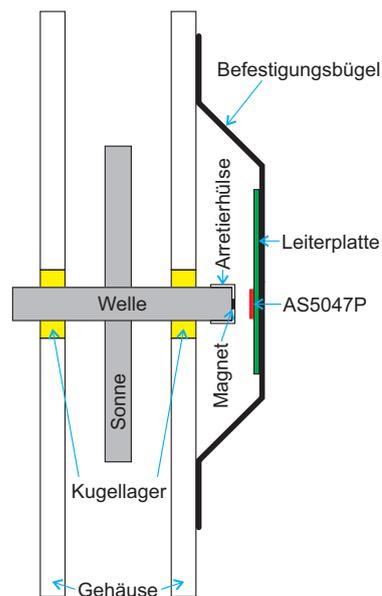


Abbildung 3.24: Konzeptzeichnung des mechanischen Aufbaues für die externe Positionserfassung.

4 SENSORLOSE POSITIONSBESTIMMUNG

4.1 Grundlagen

Die sensorlose Positionsbestimmung beruht auf dem INFORM [4] Verfahren von O.Univ.Prof.Dipl.-Ing. Dr.tech. Manfred Schrödl, welches ursprünglich für die sensorlose Regelung von permanenterregten Gleichstrommotoren entwickelt wurde. INFORM steht dabei für INDIREKTE FLUSSERFASSUNG DURCH ONLINE REAKTANZ-MESSUNG und beruht auf dem Prinzip, dass sich die Reaktanz und damit die Induktivität des Magnetkreises in Abhängigkeit der Position der Planeten verändert. Als Reaktanz (oder auch Blindwiderstand) wird der imaginäre Anteil des komplexen Scheinwiderstandes bezeichnet. Dieser berechnet sich für eine ideale Spule zu $X_L = j\omega L$ [1], mit der Reaktanz X_L , der imaginären Einheit j , der Kreisfrequenz ω und der Induktivität L . Die Induktivität L beschreibt den Zusammenhang zwischen dem magnetischen Verkettungsfluss Φ_V in Abhängigkeit eines Stromes I , mit $L = \frac{\Phi_V}{I}$. Die Induktivität beinhaltet dabei die Informationen über die Geometrie der Spule, die Windungszahl und die Materialparameter und berechnet sich zu

$$L = \frac{\Phi_V}{I} = \frac{N^2}{R_m}, \quad (4.1)$$

mit der Windungszahl N und dem magnetischem Widerstand R_m . Der magnetische Widerstand berücksichtigt die Permeabilität μ , welche das Material des magnetischen Kreises beschreibt, und die Geometrie des magnetischen Kreises über den Zusammenhang $R_m = \frac{l_m}{A_m\mu}$ mit der mittleren Länge l_m und der Fläche A_m des magnetischen Kreises.

Wie in Abbildung 4.1 dargestellt verändert sich die Geometrie (z.B die Länge des Luftspalts) des Magnetkreises in Abhängigkeit der Position der Planeten φ_P , wodurch der magnetische Widerstand als Funktion $R_m(\varphi_P(t))$ angeschrieben werden kann. Mit der Definition der Induktivität in (4.1) folgt daraus, dass die Induktivität von der Position der Planeten $L(\varphi_P)$ abhängig ist. Die Geometrie des Motors (siehe Abbildung 4.2) macht es schwierig einen analytischen Ansatz zu

finden, wodurch es nötig ist die positionsabhängige Induktivität durch Messungen am Motor zu bestimmen. Folgend wird beschrieben wie die positionsabhängige Induktivität aus der Messung des Stromanstieges $\frac{di}{dt}$ in der Spule bestimmt werden kann.

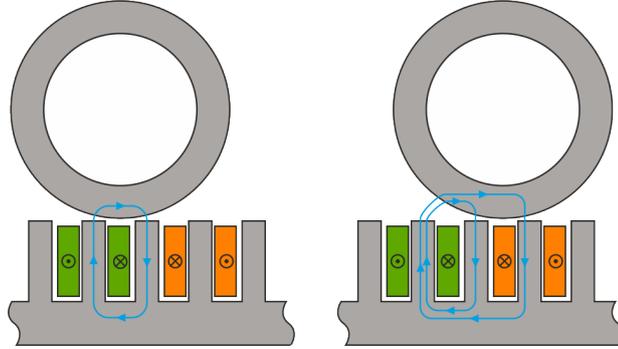


Abbildung 4.1: Änderung des Luftspaltes in Abhängigkeit von der Position der Planeten.

Für die folgenden Berechnungen ist die Bezeichnungskonvention in Abbildung 4.2 dargestellt. Die Induktivität kann als Funktion $L(\varphi_P(t), i(t))$ modelliert werden, mit der zeitabhängigen Position $\varphi_P(t)$ des Planeten im statorfesten $\alpha\beta$ -Bezugssystem und der Strom $i(t)$ abhängigen Sättigung des Magnetkreises. Der Sättigungsanteil bereitet dabei zwei Probleme. Einerseits wird die Komplexität der Identifikationsaufgabe deutlich erhöht, und andererseits verhält sich die Spule bei vollständiger Sättigung des Magnetkreises wie eine Luftspule. Das führt dazu, dass sich der magnetische Widerstand R_m nicht mehr in Abhängigkeit der Planetenposition verändert. Des Weiteren hat sich in Versuchen herausgestellt, dass sich die Momenten bildenden Spulen (orange Spulen in Abbildung 4.1) praktisch immer in vollständiger Sättigung befinden um ein Drehen der Planeten erreichen zu können. Der Grund dafür ist ein unterdimensionierter Eisenkreis, welcher nur durch eine konstruktive Änderung neu dimensioniert werden kann. Um dieses Problem ohne konstruktive Änderung zu lösen, wird die Positionsinformation nicht in der Momenten bildenden Spule abgelesen, sondern es wird eine benachbarte Spule (grüne Spule in Abbildung 4.1) für die Positionserfassung verwendet. Durch eine Ansteuerung mit einer Einschaltdauer von 50% wird erreicht, dass diese keinen Beitrag zum Moment liefert. Bei einer Vollbrücke ergibt dies eine Spannung von 0 V, welche einen Strommittelwert von 0 A (kein Moment) hervorruft. Durch das gleichermaßen Anlegen von $\pm U_{ZK}$ bleibt lediglich ein positiver bzw. negativer Stromanstieg, welcher abhängig von der Induktivität L ist. Der Spannungs- und Stromverlauf ist in Abbildung 4.3 dargestellt. In blau und rot sind zwei mögliche Stromverläufe bei unterschiedlichen Positionen dargestellt. Für einen kleinen Strom $i(t)$ in der Sensor-Spule gilt damit $L(\varphi_P(t), i(t)) \approx L(\varphi_P(t))$.

Das Induktionsgesetz [1] mit der Beziehung $\Phi_V = L(\varphi_P(t))i(t)$ lautet

$$u(t) = -\frac{d\Phi_V}{dt} = -\frac{d(L(\varphi_P(t))i(t))}{dt}, \quad (4.2)$$

mit dem Verkettungsfluss Φ_V , der positionsabhängigen Induktivität $L(\varphi_P(t))$, dem zeitabhängigen Stromverlauf $i(t)$ in der Spule und der Spannung an der Spule $u(t)$. Der Ausdruck (4.2) abgeleitet ergibt sich zu

$$u(t) = - \underbrace{\frac{dL(\varphi_P(t))}{d\varphi_P} \frac{d\varphi(t)}{dt} i(t)}_{(1)} - \underbrace{L(\varphi_P(t)) \frac{di(t)}{dt}}_{(2)}. \quad (4.3)$$

In (4.3) beinhaltet der Term (1) die Winkelgeschwindigkeit $\frac{d\varphi_P(t)}{dt} = \omega_P(t)$. Für geringe Geschwindigkeiten, wie in Abschnitt 1.1 gefordert, kann dieser Teil vernachlässigt werden und daraus resultiert

$$u(t) = -L(\varphi_P(t)) \frac{di(t)}{dt}. \quad (4.4)$$

Durch eine entsprechend dimensionierte Zwischenkreiskapazität kann die Zwischenkreisspannung als konstant angenommen werden. Die Spulenspannung ergibt sich durch die Ansteuerung mit einer PWM (pulse-width-modulation) zu $u(t) \approx \pm U_{ZK}$. Damit kann über eine Messung der Planetenposition und des Stromanstieges in der Spule die Funktion

$$L(\varphi_P(t)) = - \frac{u(t)}{\frac{di(t)}{dt}} \quad (4.5)$$

identifiziert werden.

4.2 Identifikation der positionsabhängigen Induktivität

4.2.1 Grundlegendes Verfahren anhand einer Spule

Wie in Abschnitt 4.1 ausgeführt, wird für die Identifikation sowohl die Planetenposition als auch der Stromanstieg in den Spulen benötigt. Die Planetenposition kann mit dem an der Sonne fixierten Inkrementalgeber über den Zusammenhang

$$\varphi_P = \varphi_S \frac{1}{\frac{N_{STATOR}}{N_{SUN}} + 1}, \quad (4.6)$$

ermittelt werden, mit der Planeten- φ_P und Sonnenposition φ_S im statorfesten Koordinatensystem, sowie Zahnanzahl des Stators N_{STATOR} und der Sonne N_{SUN} . Die Aufzeichnung und Umrechnung erfolgt im Mikrocontroller .

Die Messung des Stromanstieges erfolgt zeitdiskret im Mikrocontroller über eine Differenzenbildung $\frac{di}{dt} = \frac{\Delta i}{\Delta t}$ mithilfe des Stromsensors aus Abschnitt 3.3.3. Dabei wird berücksichtigt, dass jeweils zwei der Planeten elektrisch gesehen die selbe Position haben. Dies ist in Abbildung 4.4 (a) dargestellt. Die grünen und grauen Planeten haben jeweils von der Spule aus gesehen die selbe

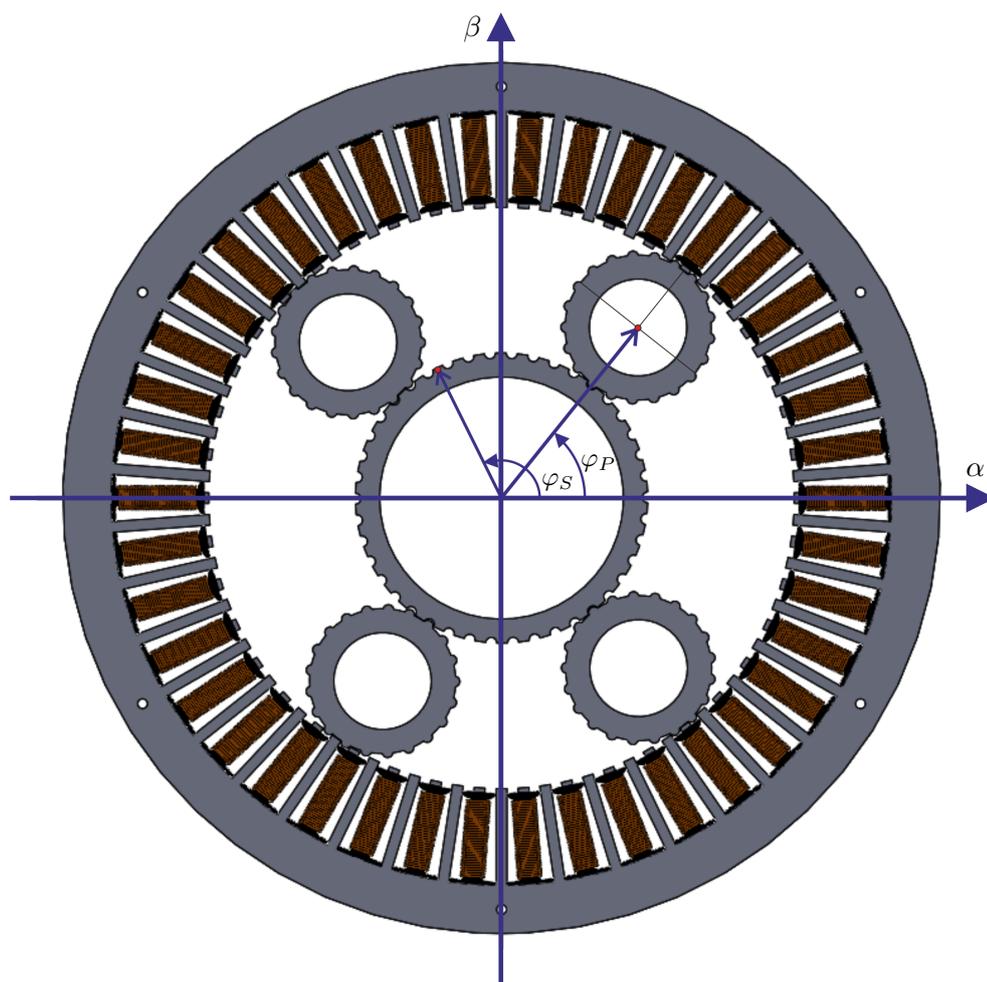


Abbildung 4.2: Bezeichnungskonvention im statorfesten $\alpha\beta$ -Bezugssystem.

Position. Werden nun die zwei zugehörigen Spulen parallel geschaltet und der gemeinsame Strom gemessen, verdoppelt sich sowohl der Betrag des Stromes als auch die Steigung. Die Ansteuerung der Sensor-Spule erfolgt wie in Abschnitt 4.1 beschrieben.

Um Daten über einen längeren Zeitraum mit der Schaltfrequenz ($16\text{ kHz} \cong 16000 \frac{\text{Werte}}{\text{s}}$) des Umrichters übertragen zu können, werden die gemessenen Werte vom Mikrocontroller über die Ethernet-Schnittstelle (siehe Abschnitt 3.4.5) an MATLAB gesendet. In MATLAB erfolgt die Aufzeichnung und Auswertung.

Um eine erste Abschätzung zu treffen wie stark sich die Induktivität in Abhängigkeit der Position ändert, und ob die erreichte Auflösung bei der Strommessung ausreichend ist, wird in einem ersten Schritt nur der Bereich um eine ausgewählte Sensor-Spule vermessen. Dazu wird die Sonne mit der Hand so bewegt, dass sich der Planet um ca. ± 2 Spulen bewegt (siehe Abbildung 4.4 (b)).

Um ausreichend Daten für eine statistische Auswertung zu erhalten werden die Messungen für

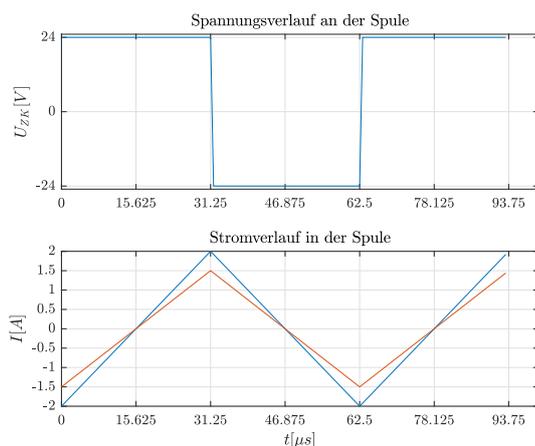


Abbildung 4.3: Strom- und Spannungsverlauf in einer idealen Sensor-Spule.

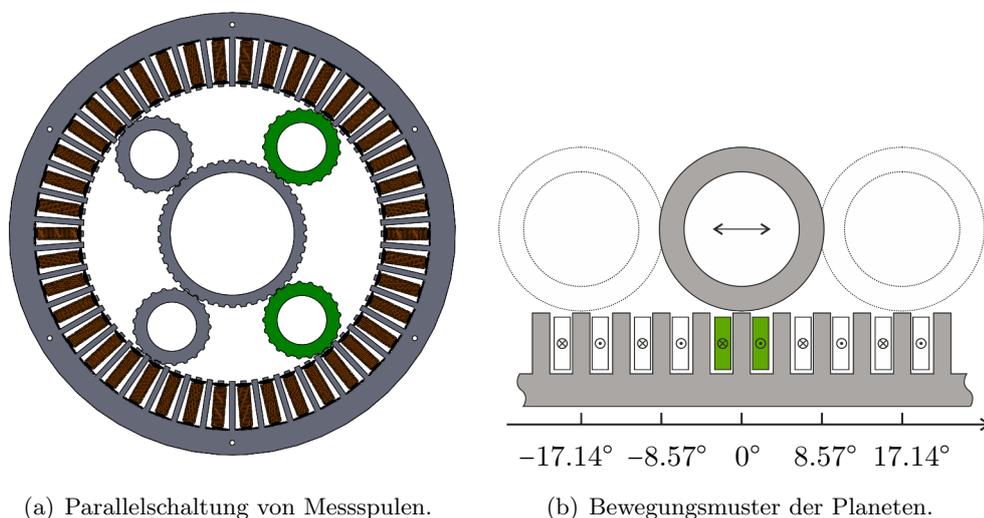


Abbildung 4.4: Identifikation der positionsabhängigen Induktivität ohne Momentenbildende-Spule.

ca. 2 Minuten durchgeführt. In Abbildung 4.5 ist ein Abschnitt von 5 Sekunden dargestellt. In Grün ist jener Bereich markiert in dem sich die Induktivität mit der Position verändert. Im roten Bereich schließen sich die Feldlinien nicht mehr über den Planeten und ist somit von der Spule aus nicht mehr detektierbar.

Der zur Aufzeichnung der Position eingesetzte Inkrementalgeber verfügt über eine Auflösung von $0,03^\circ$, was einer Auflösung von 285 Punkten von einer Spule zur nächsten entspricht. Für die Identifikation sind weniger Stützpunkte erforderlich, daher kann die Auflösung reduziert werden, indem mehrere Winkelabschnitte des Inkrementalgebers in einen Winkel-Sektor zusammengefasst werden. Die Sektorbreite wird mit der 10-fachen Auflösung des Inkrementalgebers (entspricht $0,3^\circ$ und einer Auflösung von 28,5 Punkten von einer Spule zur nächsten) gewählt. Das hat den

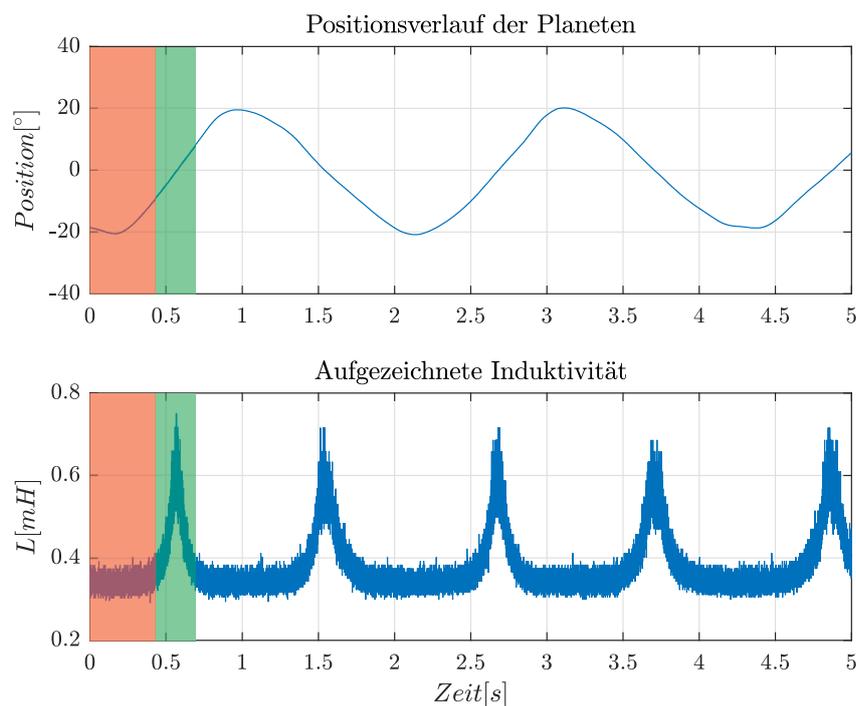


Abbildung 4.5: Aufzeichnung der positionsabhängigen Induktivität ohne Momentenbildende-Spulen.

positiven Effekt, dass sich in jedem Winkel-Sektor die Anzahl der Messwerte verzehnfacht und damit die statistische Auswertung verbessert wird.

Wie in Abbildung 4.6 ersichtlich, beinhaltet jeder Winkel-Sektor mehr als 10.000 Messwerte. In der Grafik darunter sind in blau die Messwerte dargestellt. Für jeden Winkel-Sektor wird über die Messwerte der Mittelwert gebildet und in der Abbildung rot eingezeichnet. Dabei wird deutlich, dass der Mittelwert einen guten Zusammenhang zwischen Induktivität und Position darstellt, aber die Streuung der Messwerte größer ist als die Änderung der Induktivität. Obwohl das Messrauschen mit 5 Digits generell sehr klein ausfällt, ist die Steigung des Stromes kleiner als das Messrauschen. Während des normalen Betriebes ist es nicht möglich über 10.000 Werte einen Mittelwert zu bilden, weil damit die maximale Drehgeschwindigkeit zu stark eingeschränkt wäre. Daher werden die Messwerte mit einem Tiefpassfilter 2. Ordnung und einer Grenzfrequenz von 100 Hz gefiltert, welches ausreichend schnell für die geplante Anwendung ist. Die Verteilung der gefilterten Messwerte sind in Grün eingezeichnet. In Schwarz ist die Mittelwertbildung mit den gefilterten Daten dargestellt. Wie man sieht, hat die Filterung auf den Mittelwert keine entscheidende Auswirkung, aber verringert die Streuung der Messwerte deutlich. Des Weiteren erkennt man, dass, wenn der Planet sich in der Nähe von 0° , das heißt exakt über der Spule, befindet sich die Induktivität nur geringfügig ändert. Dies ist damit zu begründen, dass der Planet Zahnräder hat und keine runde Scheibe ist.

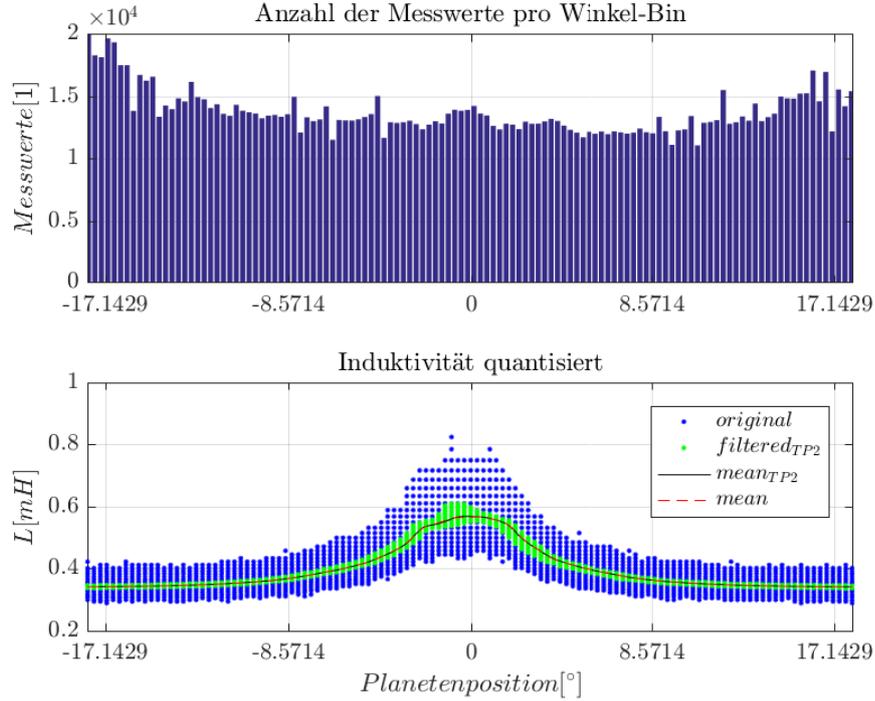


Abbildung 4.6: Einteilung der Messwerte in diskrete Sektoren.

Ausgehend von den aufbereiteten Daten kann nun die Funktion $L(\varphi_P)$ identifiziert werden. Um eine eindeutige Zuordnung zwischen der Induktivität und der Planetenposition zu erhalten, muss es sich um eine bijektive Funktion handeln. Um das zu erreichen, wird in einem ersten Schritt nur der rechte Zweig von 0° bis $+17^\circ$ aus Abbildung 4.6 betrachtet. Das Ergebnis ist in dem oberen Diagramm als rote Funktion in Abbildung 4.7 dargestellt. Im zweiten Schritt wird der Bereich von 0 bis ca. 1° entfernt, weil dieser ebenfalls nicht bijektiv ist. Daraus resultiert die blaue Funktion. Um als Ergebnis die Planetenposition als Funktion der Induktivität $\varphi_P = f(L)$ zu bestimmen, werden die x- und y-Achse vertauscht und auf diese Funktion, mithilfe des Least Squares Verfahren, ein Polynom der 2. Ordnung, in der Form $\varphi_P = a + bL + cL^2$ ermittelt. Das Ergebnis ist in dem mittleren Diagramm dargestellt. Im unteren Diagramm ist der Fehler zwischen den gemessenen Werten und der LSQ-Funktion dargestellt. Auf der linken Achse ist der absolute Fehler bezogen auf die Position im Stator eingetragen. Auf der rechten Achse ist der relative Fehler dargestellt für die Position des Planeten zwischen zwei Spulen. Mit einem absoluten Fehler von unter $\pm 1^\circ$ ist die Näherung mit einem Polynom 2. Ordnung ausreichend.

Die identifizierte Funktion hat nur Gültigkeit für die verwendeten Spulen und kann nicht auf anderen Spulen angewendet werden. Die Gründe dafür sind, dass einerseits weder die Planeten, noch die Sonne gelagert sind. Diese werden von der Schwerkraft nach unten gezogen und der Luftspalt zwischen Planet und Stator ändert sich je nach Lage und Position. Andererseits haben

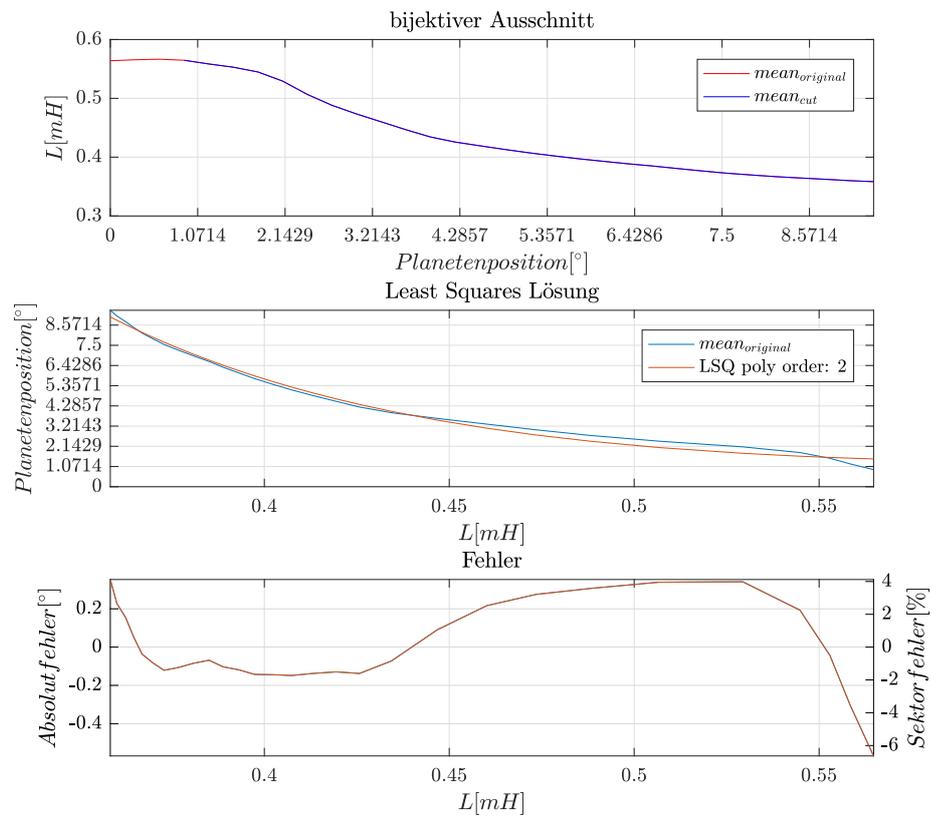


Abbildung 4.7: Finden der Lösungsfunktion für $\varphi_P = f(L)$.

die Spulen, aufgrund von Problemen in der Fertigung, nicht alle die gleiche Windungszahl. Durch diese zwei Faktoren muss jedes Spulenpaar einzeln identifiziert werden. Die Vorgangsweise dazu wird im nächsten Abschnitt behandelt.

4.2.2 Identifikation am Motor

Um die Identifikation für alle Spulen möglichst einfach zu gestalten, wird die Planetenposition wie in Abbildung 4.8 definiert. Dabei ist die aktuelle Momentenbildende-Spule (für den ersten Abschnitt die orange) als 0° definiert und der Planet bewegt sich ausgehend von der aktiven Sensor-Spule (für den ersten Abschnitt die grüne) von $-8,57^\circ$ in Richtung 0° . Erreicht der Planet die orange Spule (0°) wird auf die neue Momentenbildende-Spule (blau) und Sensor-Spule (orange) umgeschaltet. Als 0° Bezugspunkt gilt nun die blaue Spule. Durch den Mikrocontroller wird nun nicht die absolute Position der Planeten im statorfesten Bezugssystem übertragen, sondern die Nummer der aktuellen Momentenbildenden-Spule und die relative Position des Planeten.

Zur Identifikation werden die Planeten mit der Hand über die Sonne angetrieben. Die Aufzeichnung erfolgt für 10 Umdrehungen der Planeten. In MATLAB werden die Daten für jede einzelne Spule zusammengefasst und anschließend eine Auswertung, wie sie in Abschnitt 4.2.1 dargestellt ist, durchgeführt. Damit erhält man die Funktion $\varphi_{P,i}(L)$, welche für jede Spule i eine Abbildung von der Induktivität auf die Planetenposition darstellt. Das Ergebnis für die ausgewählten Spulen 4 und 22 sind in Abbildung 4.9 und 4.10 dargestellt.

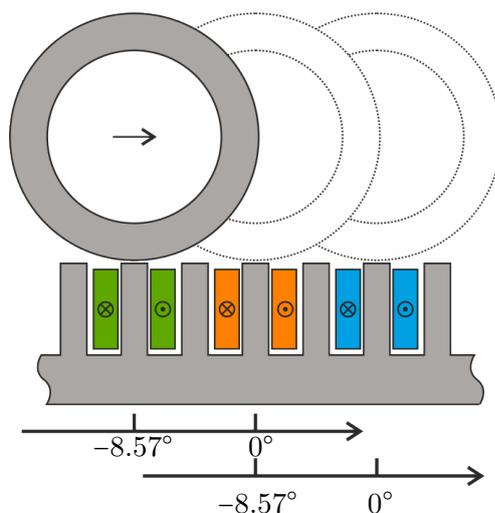


Abbildung 4.8: Identifikation der positionsabhängigen Induktivität ohne Momenten bildende Spule für alle Spulen.

Im Vergleich zu Abbildung 4.6 stehen bei dieser Auswertung nur noch ca. 500 - 800 Messwerte pro Winkel-Sektor für die statistische Auswertung zur Verfügung. Der Grund dafür ist, dass sich die Gesamtzahl der Messwerte nicht nur auf die Winkel-Sektoren aufteilen, sondern auch auf die einzelnen Spulen. Der Mittelwert liefert aber noch eine glatte Kennlinie, daher sind die Messwerte pro Winkel-Sektor ausreichend. Mit der Spule 4 in Abbildungen 4.9 ist das schlechteste Ergebnis der LSQ Approximation dargestellt. Mit einem absoluten Winkelfehler von $\pm 0,6^\circ$ ist die Näherung

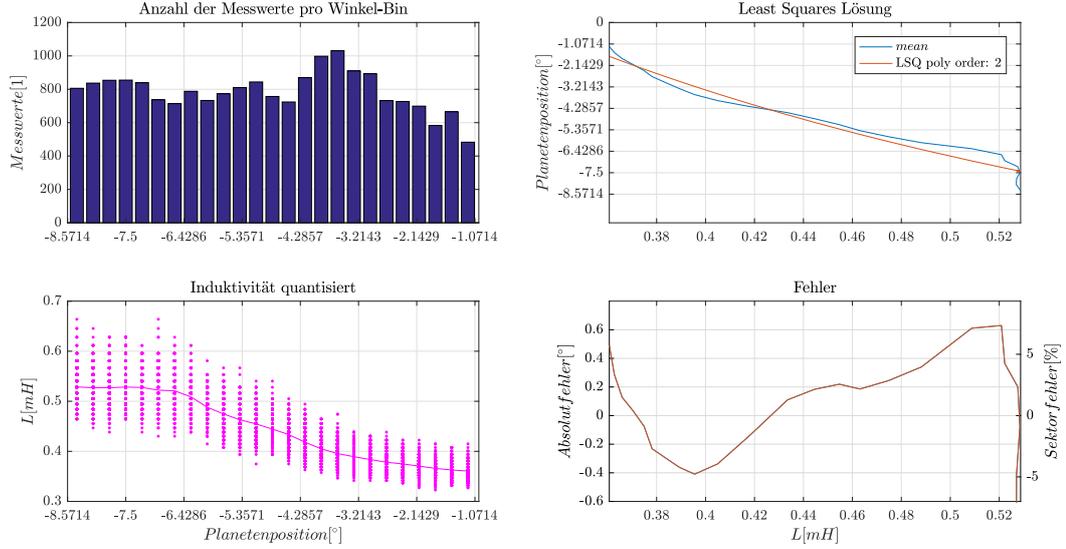


Abbildung 4.9: Identifikation der positionsabhängigen Induktivität ohne Momentenbildende-Spule für die Spule 4.

mit einem Polynom 2. Ordnung ausreichend. In Abbildung 4.10 ist das beste erzielte Ergebnis mit einer absoluten Abweichung von $\pm 0,2^\circ$ dargestellt. Alle anderen Spulen haben einen Fehler der sich zwischen Spule 4 und Spule 22 befindet.

In Abbildung 4.11 sind die resultierenden Koeffizienten für das Polynom 2. Ordnung für alle Spulen dargestellt. Dabei wird deutlich, dass wie in Abschnitt 4.2.1 beschrieben, es nicht möglich ist von der Identifikation von einer Spule auf alle anderen zu schließen. Um ein gutes Ergebnis zu erzielen, muss folglich jede Spule einzeln identifiziert werden.

4.2.3 Verifizierung der Identifikation

Um die Identifikation von Abschnitt 4.2.2 zu verifizieren, wird ein Versuch mit konstanter Geschwindigkeit von $8 \frac{U}{min}$ durchgeführt. Der Regler verwendet dabei das Positionssignal von dem Inkrementalgeber. Die Daten von der ersten Umdrehung werden in MATLAB aufgezeichnet. In Abbildung 4.12 ist in der ersten Kennlinie in blau der ungefilterte Verlauf der Induktivität dargestellt. Wie in Abschnitt 4.2 beschrieben, ist es aufgrund des Messrauschens nötig das Signal mit einem Tiefpassfilter 2. Ordnung und einer Grenzfrequenz von 100 Hz zu glätten. Das resultierende Signal ist in Rot dargestellt. Darunter ist der Vergleich zwischen der Inkrementalgeber Position und der sensorlosen Berechnung aus der Induktivität. Im letzten Diagramm ist der Fehler eingezeichnet. Eine maximale Abweichung von $\pm 2^\circ$, was einem relativen Fehler innerhalb eines Sektors von 23% entspricht, ist grundsätzlich kein Problem. Aber die Positionsinformation muss spezi-

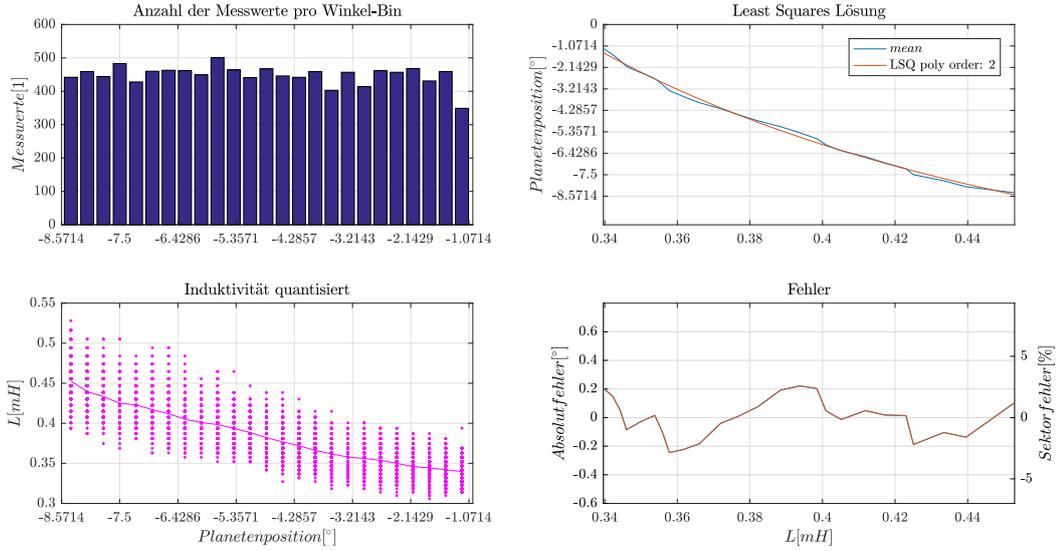


Abbildung 4.10: Identifikation der positionsabhängigen Induktivität ohne Momentenbildende-Spule für die Spule 22.

ell zwischen -4° und 0° möglichst genau sein, um zum richtigen Zeitpunkt auf die nächste Spule schalten zu können. Würde die Regelung mit dem sensorlosen Signal stattfinden und die Umschaltung auf die nächste Spule bei 0° erfolgen, würde z.B. bei der Spule 9 der Motor „hängen“ bleiben, weil die 0° nie erreicht werden. Deshalb ist es nötig die Positionsinformation, z.B mit einem Beobachter, weiter zu verbessern. In Abbildung 4.13 ist die Wahrscheinlichkeitsdichte Funktion des Identifikations-Fehlers dargestellt. Die Verteilung ist annähernd Gauß-Förmig.

4.3 Beobachter

Um das Positionssignal robust gegen Streuung der Messwerte zu machen, ist es möglich die Bewegungsgleichungen des Motors mit einem Zustandsbeobachter zu berücksichtigen. Dieser schätzt aus Kenntnis der Eingangs- und Ausgangsgrößen den Zustand des Systems [10].

Die Differenzialgleichungen für das mechanische System lauten

$$\dot{\varphi}_P = \omega_P \quad (4.7a)$$

$$\dot{\omega}_P = 0, \quad (4.7b)$$

mit der Planetenposition φ_P und der Drehwinkelgeschwindigkeit der Planeten ω_P . Dabei besagt (4.7a), dass die zeitliche Änderung der Planetenposition die Drehwinkelgeschwindigkeit des Planeten ergibt und (4.7b), dass sich die Drehwinkelgeschwindigkeit nicht (oder nur langsam) ändert.

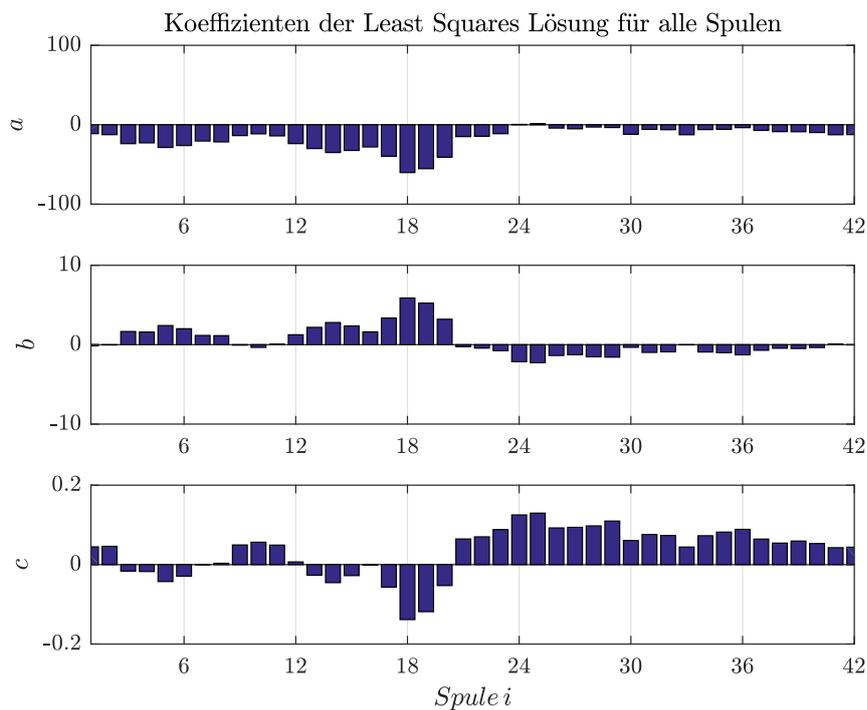


Abbildung 4.11: Koeffizienten des Polynoms $\varphi_{P,i} = a_i + b_i L + c_i L^2, i = 1 \dots 42$

Diese Differenzialgleichungen können als lineares autonomes System [10] in der Form

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x}, \quad \mathbf{x}(t_0) = \mathbf{x}_0 \quad (4.8a)$$

$$y = \mathbf{c}^T \mathbf{x} \quad (4.8b)$$

angeschrieben werden, mit den Anfangsbedingungen \mathbf{x}_0 , dem Ausgang y , dem Zustandsvektor

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \varphi_P \\ \omega \end{bmatrix} \quad (4.9a)$$

und der Dynamikmatrix

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.9b)$$

Als Ausgang wird die Planetenposition gewählt, damit ergibt sich der Ausgangsvektor zu

$$\mathbf{c}^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.9c)$$

Für die Implementierung in einem Mikrocontroller wird das zeitkontinuierliche System mit einem Zero-Order-Hold Glied [10] abgetastet und in das zeitdiskrete System

$$\mathbf{x}_{k+1} = \Phi \mathbf{x}_k, \quad \mathbf{x}(t_0) = \mathbf{x}_0 \quad (4.10a)$$

$$y_k = \mathbf{c}^T \mathbf{x}_k \quad (4.10b)$$

überführt. Die Transitionsmatrix Φ berechnet sich aus der Dynamikmatrix \mathbf{A} mithilfe der Matrixexponentialfunktion $\Phi = \exp(\mathbf{A}T_a)$ [10] und der Abtastzeit T_a zu

$$\Phi = \begin{bmatrix} 1 & T_a \\ 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (4.11)$$

Für dieses System kann ein Beobachter entworfen werden. Von den möglichen Beobachtern hat der vollständige Luenberger Beobachter den Vorteil, dass auf die Fehlerdynamik des Beobachters gezielt Einfluss genommen werden kann. Dieser kann stabil entworfen werden, wenn einerseits der Ausgang messbar ist und andererseits das System (4.10) vollständig beobachtbar ist. Dies ist der Fall, wenn die Beobachtbarkeitsmatrix

$$\mathbf{O}(\mathbf{C}, \Phi) = \begin{bmatrix} \mathbf{c}^T \\ \mathbf{c}^T \Phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & T_a \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

vollen Rang hat. Wenn $T_a \neq 0$ erfüllt ist, hat die Matrix (4.12) vollen Rang.

4.3.1 Vollständiger Luenberger Beobachter

Der vollständige Luenberger Beobachter [10]

$$\hat{\mathbf{x}}_{\mathbf{k}+1} = \underbrace{\Phi \hat{\mathbf{x}}_{\mathbf{k}}}_{(1)} + \underbrace{\mathbf{k}(\hat{y}_{\mathbf{k}} - y_{\mathbf{k}})}_{(2)} \quad (4.13a)$$

$$\hat{y}_{\mathbf{k}} = \mathbf{c}^T \hat{\mathbf{x}}_{\mathbf{k}} \quad (4.13b)$$

besteht aus einem trivialen Beobachter (4.13)(1), welcher um einen Fehler Term (4.13)(2) erweitert wird. Dabei ist $\hat{\mathbf{x}}$ der geschätzte Zustand, \hat{y} der geschätzte Ausgang, y der gemessene Ausgang und \mathbf{k} die Fehlerkorrekturgewichtung. Die Fehlerdynamik $\mathbf{e} = \hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}$ für dieses System lautet

$$\mathbf{e}_{\mathbf{k}+1} = \underbrace{(\Phi + \mathbf{k}\mathbf{c}^T)}_{\Phi_e} \mathbf{e}_{\mathbf{k}}. \quad (4.14)$$

Wie in Abschnitt 4.3 beschrieben, können die Eigenwerte der Fehlerdynamik Φ_e mit der Fehlerkorrekturgewichtung \mathbf{k} gezielt platziert werden, wenn das System (4.10) vollständig beobachtbar ist. Mithilfe der Formel von Ackermann [10] kann man für das gewünschte charakteristische Polynom

$$p_{soll}(z) = p_0 + p_1 z + p_2 z^2 \quad (4.15)$$

der Fehlerdynamikmatrix Φ_e mit der Beziehung

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}^T \\ \mathbf{c}^T \Phi \end{bmatrix} \hat{\mathbf{v}}_1 \quad (4.16a)$$

$$\mathbf{k} = -p_0 \hat{\mathbf{v}}_1 - p_1 \Phi \hat{\mathbf{v}}_1 - p_2 \Phi^2 \hat{\mathbf{v}}_1 \quad (4.16b)$$

die Fehlerkorrekturgewichtung \mathbf{k} berechnen.

Für den Beobachter wurde das charakteristische Polynom

$$p_{soll}(z) = (z - 0,998)^2 = \underbrace{0,996}_{p_0} - \underbrace{1,996}_{p_1} z + \underbrace{1}_{p_2} z^2 \quad (4.17)$$

für die Fehlerdynamikmatrix empirisch ermittelt. Mit der Beziehung (4.16) ergibt sich die Fehlerkorrekturgewichtung zu

$$\hat{\mathbf{v}}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{c}^T \\ \mathbf{c}^T \Phi \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{T_a} \end{bmatrix} \quad (4.18a)$$

$$\mathbf{k} = -p_0 \hat{\mathbf{v}}_1 - p_1 \Phi \hat{\mathbf{v}}_1 - p_2 \Phi^2 \hat{\mathbf{v}}_1 = \begin{bmatrix} -0,004 \\ -\frac{0,000004}{T_a} \end{bmatrix}, \quad (4.18b)$$

mit der Abtastzeit T_a .

4.4 Übersicht und Messergebnisse

4.4.1 Übersicht

Eine Übersicht über die sensorlose Positionserkennung ist in Abbildung 4.14 dargestellt. Wie in Abbildung 4.4(a) ersichtlich haben jeweils zwei Planeten, elektrisch gesehen, die selbe Position. Diese werden als Gruppe 1 (in Grün) und Gruppe 2 (in Grau) bezeichnet. Für jede Gruppe gibt es zunächst einen unabhängigen Beobachter. Wie in Abschnitt 3.3 beschrieben, hat jede Spule eine separate Vollbrücke zur Ansteuerung. Die Strommessung erfolgt im Zwischenkreis, wodurch der gemeinsame Strom durch beide Spulen erfasst wird. Dies führt zu einem deutlich verbesserten SNR (signal to noise ratio). Dieser Strom $i(t)$ wird folgend mit einem ADC (analog digital converter) abgetastet um die Folge (i_k) zu erhalten. Anschließend erfolgt die zeitliche Ableitung mithilfe des Differenzenquotient $(\Delta i_k) = \frac{\Delta i}{\Delta t} = \frac{i_2 - i_1}{t_2 - t_1}$. Um die Streuung der Messdaten zu reduzieren, wird die Folge (Δi_k) mit einem Tiefpassfilter 2. Ordnung und einer Grenzfrequenz von 100 Hz gefiltert. Aus der zeitlichen Ableitung kann mit der bekannten Zwischenkreisspannung U_{ZK} und dem Induktionsgesetz (4.5) die momentane Induktivität (L_k) berechnet werden. Damit kann mit der in Abschnitt 4.2.2 gefundenen Funktion $\varphi_P = f(L)$ die aktuelle Position der Planeten berechnet werden. Diese Position wird dem Beobachter aus Abschnitt 4.3.1 als gemessener Ausgang $y_k = \varphi_{P,k}$ zur Verfügung gestellt. Der Beobachter liefert als Ausgang die geschätzte Position der Planeten $\hat{\varphi}_{G1,k}$, welche folglich als Planetenposition für den Motor-Regler verwendet wird.

Diese Vorgangsweise liefert für Gruppe 1 und Gruppe 2 unabhängig voneinander die Position der Planeten. Des Weiteren kann noch berücksichtigt werden, dass alle Planeten über die Sonne gekoppelt sind. Dies führt dazu, dass sich beide Gruppen mit der selben Geschwindigkeit drehen. Um dies zu berücksichtigen wird über die unabhängigen Winkelgeschwindigkeiten $\hat{\omega}_{G1,k}$ und $\hat{\omega}_{G2,k}$ der Mittelwert gebildet und anschließend dem Beobachter (und Geschwindigkeitsregler) als Winkelgeschwindigkeit $\hat{\omega}_k$ übergeben.

4.4.2 Messergebnisse

Um den Beobachter zu testen, wird ein Versuch mit konstanter Geschwindigkeit von $8 \frac{U}{min}$ durchgeführt. Der Regler verwendet dabei das Positionssignal von dem Inkrementalgeber. Die Daten von der ersten Umdrehung werden in MATLAB aufgezeichnet. In Abbildung 4.15 ist in der ersten Kennlinie in Blau der ungefilterte Verlauf der Induktivität dargestellt und in Rot das Tiefpass gefilterte Signal. Darunter ist der Vergleich zwischen der Inkrementalgeber Position (blau), der sensorlosen Berechnung aus der Induktivität (rot) und das resultierende Signal aus dem Beobachter (gelb) dargestellt. Da der Beobachter nur eine langsame Änderung der Winkelgeschwindigkeit zulässt, verbessert er das Ergebnis signifikant. Vor allem im wichtigen Bereich zwischen -4° und 0° ist die Positionsinformation stabiler und genauer. Der Positionsfehler im 3. Diagramm wird durch den Beobachter von $\pm 2^\circ$ auf ca. $\pm 1^\circ$ reduziert. Im letzten Diagramm ist die Drehgeschwindigkeit dargestellt. Einerseits direkt vom Inkrementalgeber (blau) und andererseits vom Beobachter (rot). Dabei fällt auf, dass im Startbereich die Geschwindigkeit vom Beobachter sehr schlecht geschätzt wird. Dies ist damit zu begründen, dass sich in der Startphase die Geschwindigkeit sehr schnell von $0 \frac{U}{min}$ auf $8 \frac{U}{min}$ ändert, der Beobachter aber nur eine langsame Änderung zulässt. Dieses Verhalten wurde durch das gezielte Platzieren der Pole im Abschnitt 4.3.1 erreicht. Somit benötigt der Beobachter ungefähr die Zeit von der 1. bis zur 2. Spule um zur korrekten Geschwindigkeit zu konvergieren. Nach dieser Anfangsphase wird der Mittelwert der Geschwindigkeit gut geschätzt, schnelle Änderungen werden aber nicht berücksichtigt.

Um die Startphase genauer zu betrachten, ist in Abbildung 4.16 die Zeit von der 1. bis zur 11. Spule dargestellt. Es ist deutlich zu erkennen, dass in der ersten Spule die geschätzte Position hinter der tatsächlichen Position liegt. Ab dem Zeitpunkt, wo die Drehgeschwindigkeit richtig geschätzt wird, stimmen die Werte des Beobachters und des Inkrementalgebers gut überein.

4.5 Finden der Start-Position

Mit den bisherigen Ergebnissen in diesem Kapitel ist es möglich die Position der Planeten, ausgehend von einer bekannten Start-Position, im laufenden Betrieb zu erhalten. Eine der wichtigsten Komponenten dabei ist der Beobachter, welcher die Position sehr gut schätzt. Dieser muss zu Beginn mit der Start-Position initialisiert werden. Für einen vollständigen sensorlosen Betrieb ist es nötig die Start-Position zu ermitteln. Wie in Abbildung 4.4 (a) ersichtlich, sind in dem Motor 4 Planeten eingesetzt. Jene Planeten mit der gleichen Farbe haben die selbe Position aus der Sicht der Spule, damit ist es nur nötig für jede Gruppe die Position zu bestimmen. Der 2. Planet in der selben Gruppe hat lediglich einen Offset zum 1. Planet.

Es ist zu beachten, dass einerseits die Funktion $\varphi_P = f(L)$ nicht bijektiv ist (siehe Abbildung 4.6). Das bedeutet, dass die Position nicht mit einer Messung eindeutig bestimmt werden kann. Das ist in Abbildung 4.17 dargestellt. Ausgehend von der grünen Sensorspule wird die Position mit $\pm 2,14^\circ$ bestimmt. Nur mit einer 2. Messung in der violetten Spule kann die tatsächliche Position ermittelt werden. Andererseits ist bedingt durch die Streuung der Messwerte (Rauschen) und der Tatsache, dass die Position in bestimmten Bereichen nicht genau bestimmt werden kann, ein Auffinden der Planeten schwierig. Der Algorithmus zum Auffinden der Planeten wird folgend im Detail beschrieben.

4.5.1 Schritt 1: Messung der Induktivität pro Spule und berechnen der Position

Für das Auffinden wird in einem ersten Schritt für jede Spule die Induktivität bestimmt. Dazu werden die Spulen aufeinanderfolgend mit einer Einschaltdauer von 50% betrieben. Für jede Spule wird über 1000 Messwerte der Mittelwert gebildet um das Messrauschen zu kompensieren. Das bedeutet, dass pro Spule 62,5 ms benötigt werden und alle Induktivitäten nach 2,6 Sekunden bestimmt sind. Diese Messwerte werden folgend mit der Funktion $\varphi_{P,i} = f(L)$ in eine Position umgerechnet. Die Ergebnisse sind in Abbildung 4.18 dargestellt. Im Diagramm oben sind die Messwerte in Blau eingezeichnet. Darunter ist die berechnete Position pro Spule dargestellt. Mit der Konvention aus Abschnitt 4.2.2 müssen alle Messwerte zwischen $-8,57^\circ$ und 0° liegen. Alle Spulen die eine positive Position anzeigen, haben keinen Planeten in der Nähe. Im Idealfall würden genau 4 Spulen einen negativen Wert anzeigen, damit wäre die Position eindeutig bestimmt. Dies ist aber nicht der Fall, somit muss zuerst eine Liste der möglichen Kandidaten erstellt werden und daraus die korrekte Position gefunden werden.

4.5.2 Schritt 2: Finden möglicher Kandidaten

Zum Auffinden möglicher Kandidaten wird der Abstand zur Sensorspule in 3 Bereiche unterteilt. Diese sind in Abbildung 4.19 dargestellt. Die Auswahlkriterien für jeden Bereich werden folgend erläutert.

Der **Nahbereich** (1), in Violett, ist jener, wo sich die Induktivität nur wenig ändert. In diesem Bereich sind keine oder nur schlechte Positionsinformationen verfügbar. Wie in Abbildung 4.18 zu sehen, hat keine Spule den Wert $-8,57^\circ$, obwohl sich einer der Planeten direkt über der Messspule befindet. Wenn der Planet direkt über der Sensorspule steht, ist die Induktivität am größten. Diese Induktivität kann für jede Spule identifiziert werden. Dies ist in Abbildung 4.18 als NAHEFFEKT GRENZWERT dargestellt. Alle Spulen, welche sich in der Nähe dieses Grenzwertes (bei diesem Beispiel Spule 5) befinden, werden zur Liste der Kandidaten hinzugefügt.

Im **Normalbereich** (2), in Grün, können die Messwerte direkt übernommen werden.

Alle Spulen im **ungültigen-Bereich** (3), in Rot, werden nicht berücksichtigt.

Daraus ergibt sich für das Beispiel die Liste der möglichen Kandidaten zu:

Spule	Methode	Position
4	Normal	-1.20°
5	Nah	-8.57°
5	Normal	-3.00°
14	Normal	-2.70°
15	Normal	-1.30°
17	Normal	-4.20°
26	Normal	-6.30°
27	Normal	-3.90°
35	Normal	-4.80°
38	Normal	-3.60°
39	Normal	-1.00°

Tabelle 4.1: Liste der möglichen Kandidaten für das Auffinden der Start-Position

Die Liste der möglichen Kandidaten muss in Schritt 3 reduziert werden.

4.5.3 Schritt 3: Nachbarsumme

Wenn der Planet zwischen zwei Sensorspulen steht, kann wie in Abbildung 4.17 dargestellt, aus der Messung von beiden Spulen auf eine eindeutige Position geschlossen werden. Im Speziellen muss gelten, dass die Summe der Positionen aus der linken (grün) und rechten (violett) Spule $\frac{360^\circ}{42} = 8,57^\circ$ ergeben muss. In Abbildung 4.18 sind diese im letzten Diagramm dargestellt. Lediglich die Spule 26 erfüllt dieses Kriterium. Zu beachten ist, dass im Nahbereich einerseits die direkte Messung keine genaue Position liefert, und andererseits auch die benachbarten Spulen im ungünstigen Bereich liegen. Daher liefert die Nachbarsumme keinen brauchbaren Wert für diesen Fall. Spulen, die mit der Nahbereich-Methode gefunden wurden, bleiben daher in der Liste.

Damit reduziert sich die Liste der möglichen Kandidaten auf:

Spule	Methode	Position
5	Nah	$-8,57^\circ$
26	Normal	$-6,30^\circ$

Tabelle 4.2: Liste der möglichen Kandidaten nach der Nachbarsumme

Im Allgemeinen kann diese Liste noch mehr als zwei Einträge beinhalten. Für diesen Fall müsste die Liste noch weiter eingeschränkt werden. Auch bei nur zwei Ergebnissen müssen diese noch auf Plausibilität geprüft werden.

4.5.4 Schritt 4: Plausibilitätsprüfung

Für die Plausibilitätsprüfung wird berücksichtigt, dass beide Gruppen über die Sonne gekoppelt sind und somit einen festen Abstand zueinander haben. Die relativen Positionen können auf eine absolute Position mit dem Zusammenhang

$$\varphi_{P,abs} = (\text{Spulenummer} + 1) \frac{360^\circ}{42} + \varphi_{P,rel} \quad (4.19)$$

berechnet werden. Damit ergibt sich für die Position der Gruppe 1 $\varphi_{P,G_1,abs} = 42,68^\circ$ und für die Gruppe 2 $\varphi_{P,G_2,abs} = 225,13^\circ$. Die Differenz ergibt $182,44^\circ$, was dem mechanischen Abstand entspricht. Sollten nach Schritt 3 noch mehr als zwei Kandidaten in der Liste sein, ist jenes Paar, welches den korrekten mechanischen Abstand hat, das richtige.

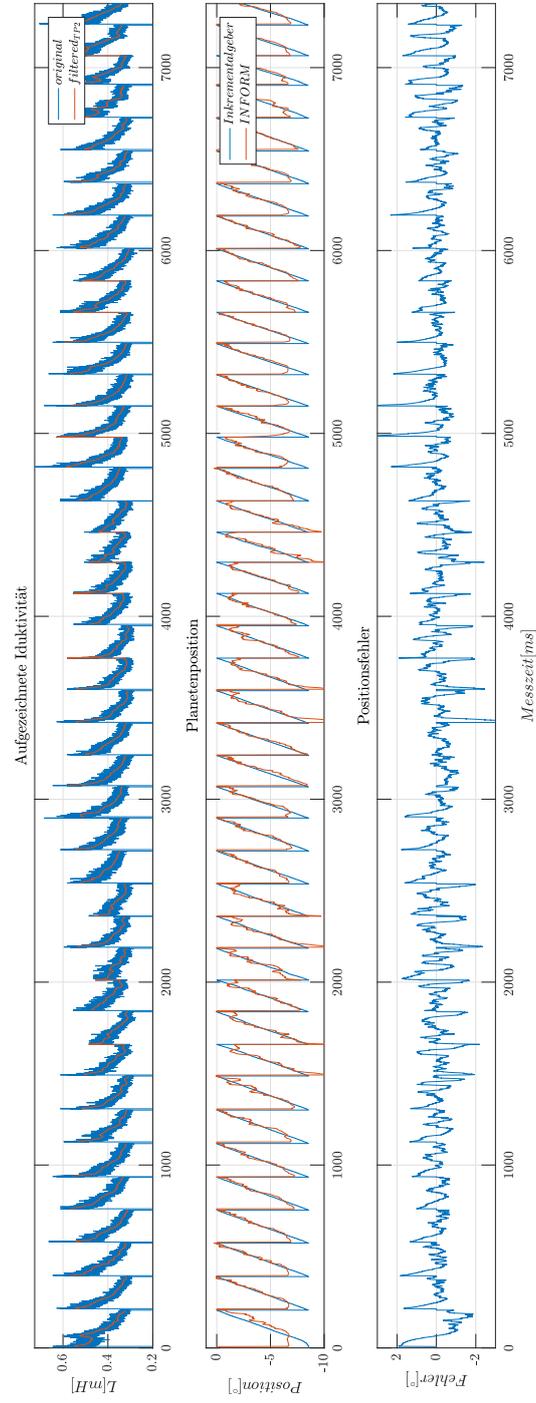


Abbildung 4.12: Verifikation der Identifikationsaufgabe.

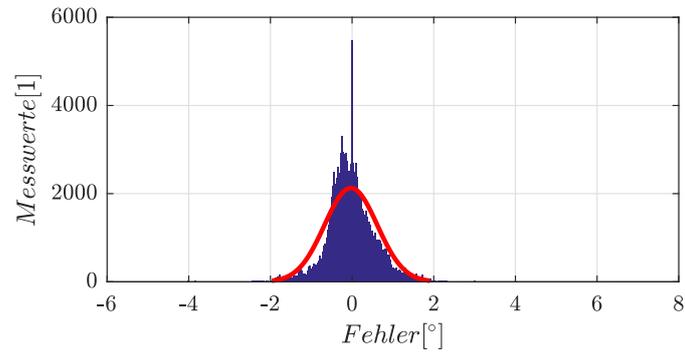


Abbildung 4.13: Wahrscheinlichkeitsdichte Funktion des Fehlers.

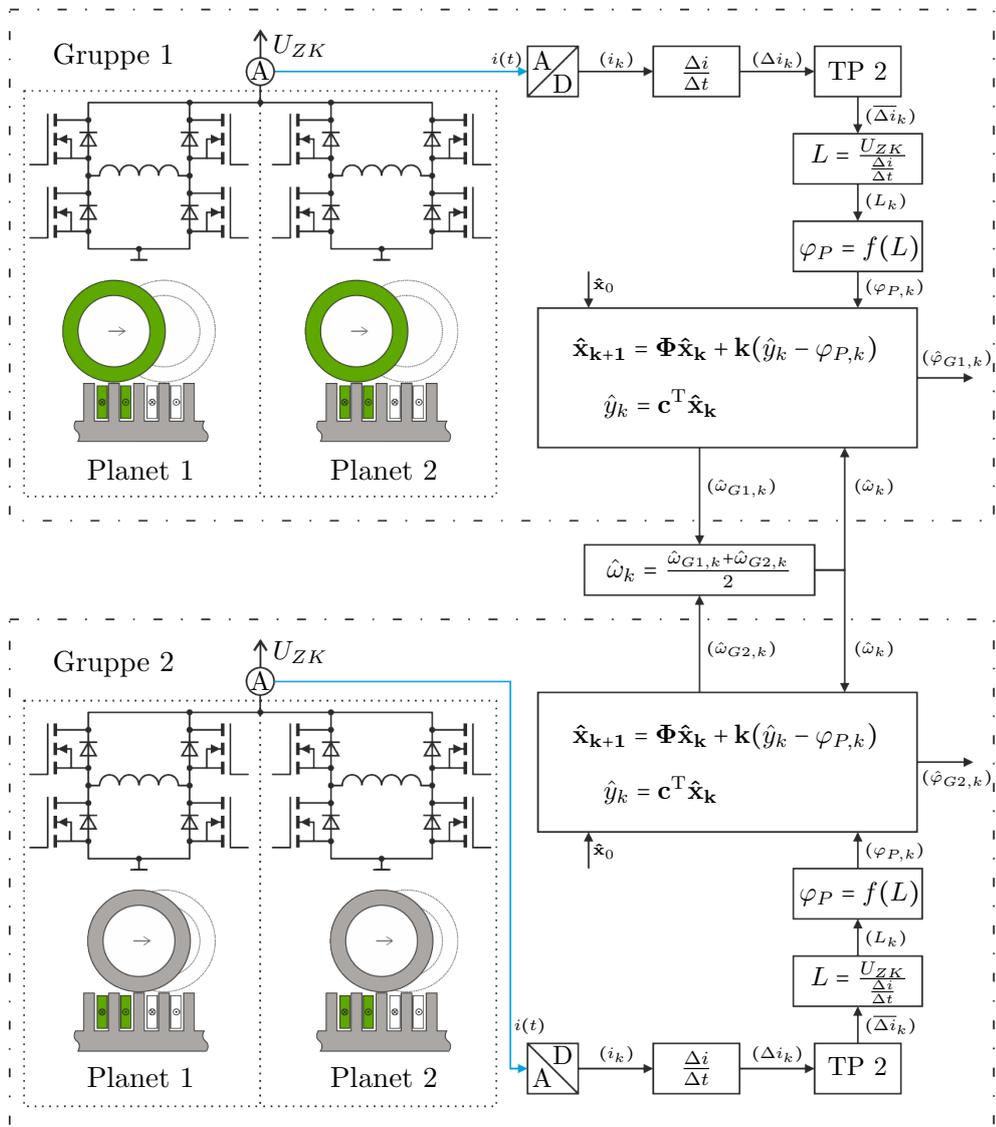


Abbildung 4.14: Übersicht über die sensorlose Positionsbestimmung.

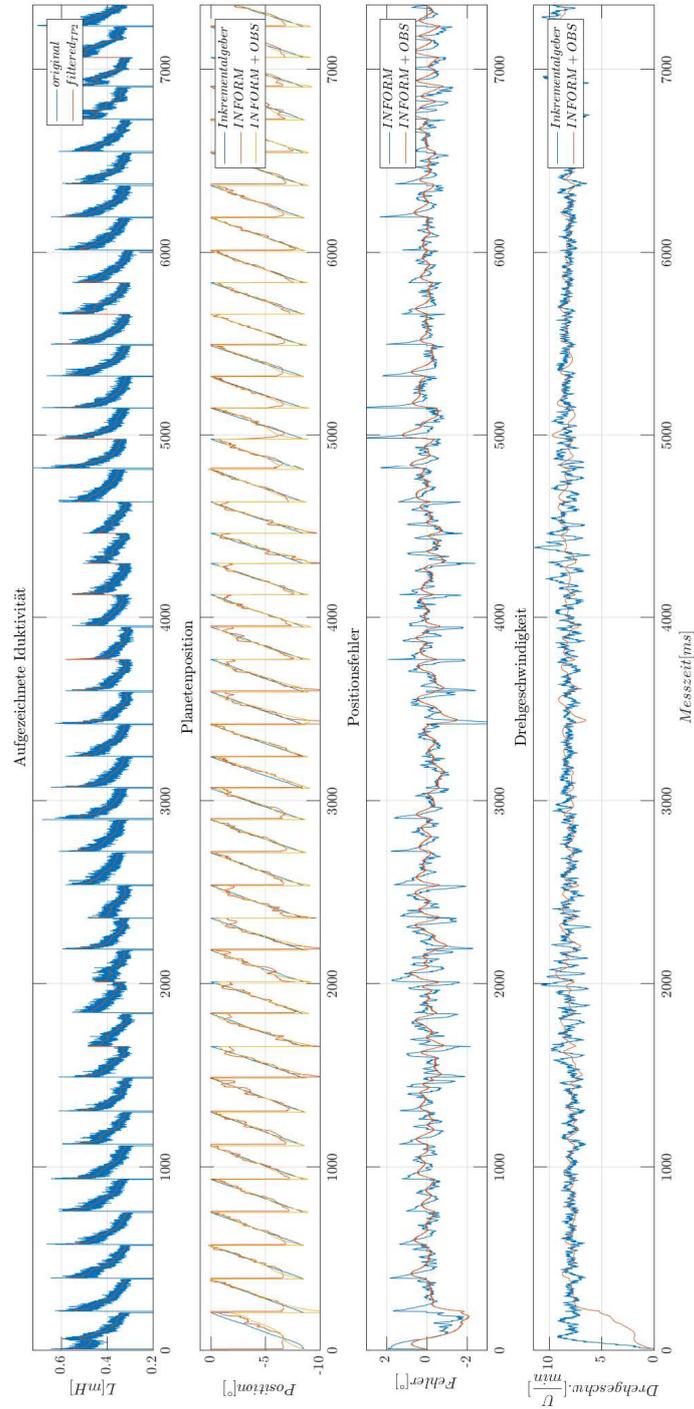


Abbildung 4.15: Messergebnisse für den Beobachter der Gruppe 1 für eine volle Umdrehung der Planeten.

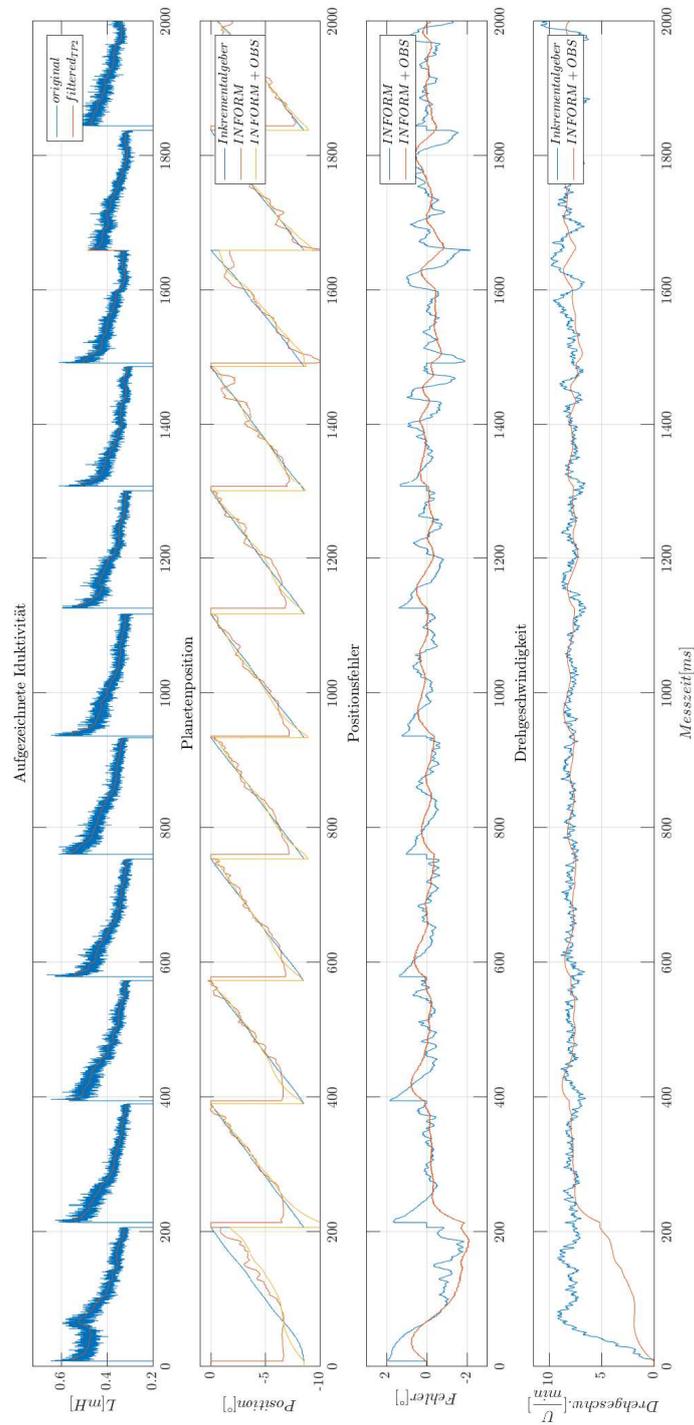


Abbildung 4.16: Messergebnisse für den Beobachter der Gruppe 1 für die ersten 11 Spulen.

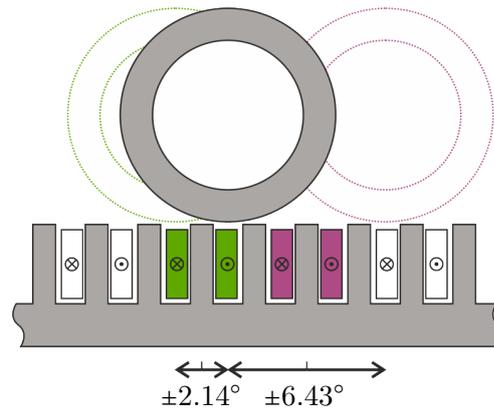


Abbildung 4.17: Eindeutige Positionsbestimmung aus der nicht bijektiven Funktion $\varphi_P = f(L)$

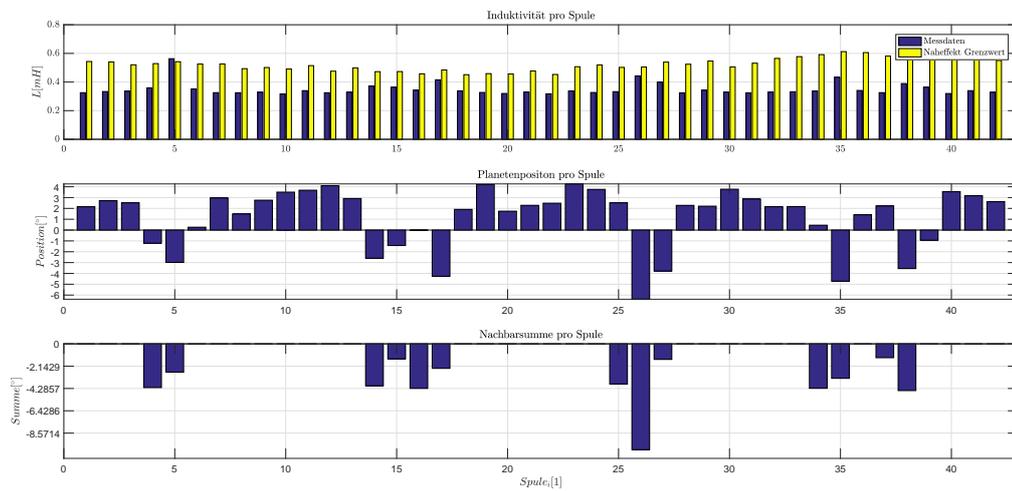


Abbildung 4.18: Messung der Induktivität pro Spule zum Auffinden der Start-Position

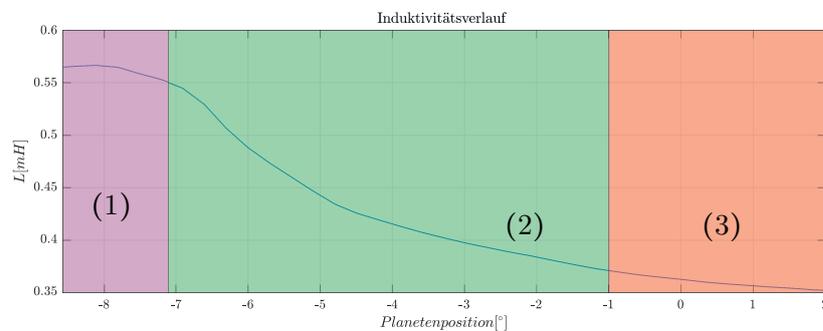


Abbildung 4.19: Einteilung in Bereiche für das Auffinden möglicher Kandidaten mit Nahbereich (1), Normalbereich (2) und ungültiger-Bereich (3).

5 REGELUNG

5.1 Übersicht

Das Regelungskonzept besteht aus einem kaskadierten Regler, welcher in Abbildung 5.1 dargestellt ist. Der äußere Regelkreis ist ein PIDT1-Drehzahlregler. Dieser hat als Eingang den Regelfehler $\omega_e = \omega_S - \hat{\omega}_P$, welcher sich aus der Soll-Drehzahl ω_S und der geschätzten Drehzahl $\hat{\omega}_P$ berechnet. Als Ausgang liefert der Drehzahlregler den Soll-Strangstrom i_S , welcher dem inneren Regelkreis, dem Stromregler, zugeführt wird. Der Stromregler hat als Eingang den Regelfehler $i_e = i_S - i$, welcher sich aus dem Soll-Strangstrom i_S und dem gemessenen Strangstrom i berechnet. Als Ausgang liefert der Stromregler die Spulenspannung u . Diese kann mit der Beziehung (5.3) in das Tastverhältnis δ_I umgerechnet werden. Im Umrichter wird einerseits das Tastverhältnis eingestellt und andererseits mithilfe der geschätzten Planetenposition $\hat{\varphi}_P$ die Auswahl getroffen, welche Spulen eingeschaltet werden müssen. Die sensorlose Positionsbestimmung ermittelt aus dem gemessenen Strom i , die geschätzte Drehzahl $\hat{\omega}_P$ und die geschätzte Position $\hat{\varphi}_P$. Die Details dazu sind in Kapitel 4 beschrieben. Im Folgenden werden die Regler beschrieben.

5.2 Stromregler

5.2.1 Modell

Das elektrische Modell für den Stromregler ist in Abbildung 5.2 dargestellt. Es besteht aus der Induktivität $L(\varphi_P(t))$ der Spule und dem Ersatzwiderstand R . Der Ersatzwiderstand berücksichtigt sowohl den Innenwiderstand der Spule, als auch den Serienwiderstand der Anschlussleitungen. Mit dem Induktionsgesetz und dem Zusammenhang $\Psi = L(\varphi_P(t))i(t)$ ergibt sich die Bauteilgleichung für die Spule zu

$$u(t) = \frac{d\Psi}{dt} = \frac{dL(\varphi_P(t))}{d\varphi_P} \frac{d\varphi_P}{dt} + L(\varphi_P(t)) \frac{di(t)}{dt}. \quad (5.1)$$

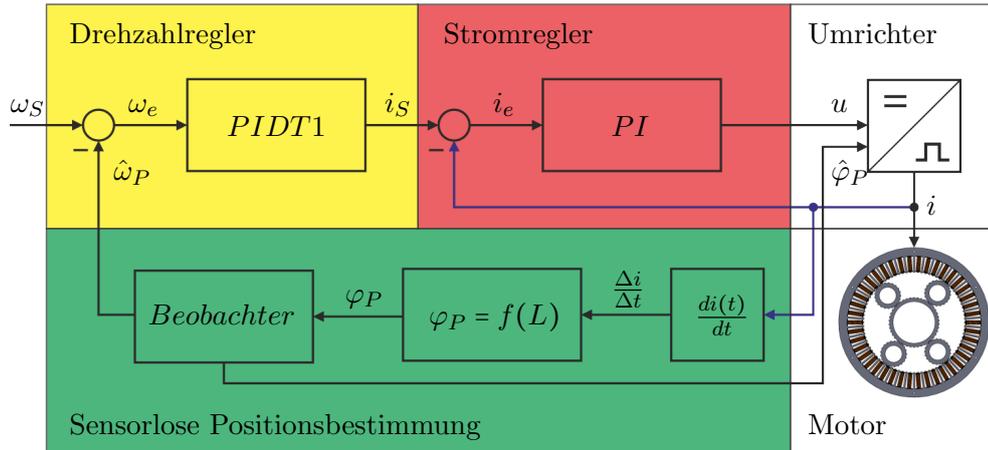


Abbildung 5.1: Übersicht über das Regelungskonzept.

Der erste Term dieser Gleichung beinhaltet die Drehgeschwindigkeit der Planeten. Dieser kann für geringe Drehzahlen vernachlässigt werden (siehe Kapitel 1). Des Weiteren wird für den Reglerentwurf vorausgesetzt, dass die Induktivität konstant ist (Spule befindet sich im linearen Bereich und es tritt keine Sättigung auf). Damit reduziert sich die Bauteilgleichung für die Spule auf $u_L(t) = L \frac{di(t)}{dt}$. Mit dieser Gleichung und dem Ohmschen Gesetz $u_R(t) = i(t)R$ ergibt sich die Maschengleichung zu

$$u(t) = u_R(t) + u_L(t) = i(t)R + L \frac{di(t)}{dt}. \quad (5.2)$$

Der Regler hat als Ausgang die Spannung $u(t)$. Die berechnete Spannung wird anschließend in ein Tastverhältnis δ_I umgerechnet. Die Ansteuerung der Spule erfolgt, wie in Abschnitt 3.3 beschrieben, mit einer Vollbrücke. Der Zusammenhang zwischen der Einschaltdauer $\delta_I \in [0, 1]$ und dem Mittelwert der Spannung $\bar{u} = \frac{1}{T_{PER}} \int_0^{T_{PER}} u(t) dt$ berechnet sich mit der Beziehung [7]

$$\delta_I = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\bar{u}}{U_{ZK}} \right), \quad (5.3)$$

wobei es sich bei U_{ZK} um die Zwischenkreisspannung handelt.

Um die Übertragungsfunktion $G(s) = \frac{i(s)}{u(s)}$ zu erhalten wird (5.2) mithilfe der Laplace-Transformation in den Frequenzbereich transformiert. Daraus resultiert

$$u(s) = Ri(s) + sLi(s) \quad (5.4)$$

und

$$G(s) = \frac{i(s)}{u(s)} = \frac{1}{R(1 + s\frac{L}{R})}. \quad (5.5)$$

Für dieses System wird mit dem Frequenzkennlinienverfahren für Abtastsysteme [10] ein Regler entworfen.

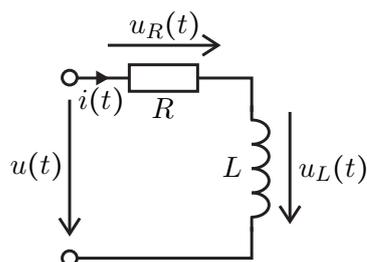


Abbildung 5.2: Elektrisches Modell für den Stromregler.

5.2.2 Frequenzkennlinienverfahren für Abtastsysteme

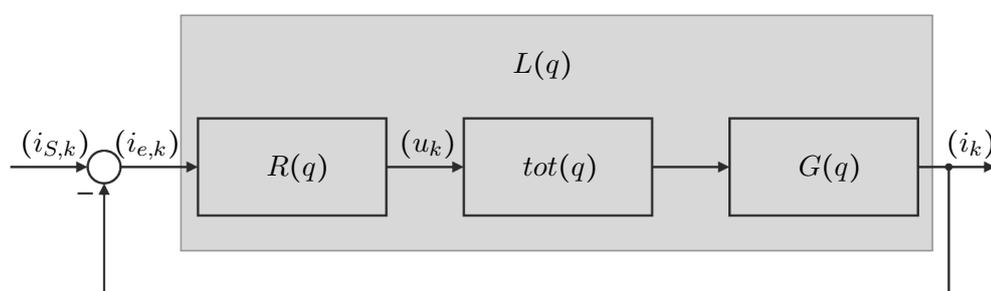


Abbildung 5.3: Gesamtübersicht des Stromreglers.

Bei dem Frequenzkennlinienverfahren handelt es sich um einen Reglerentwurf im Frequenzbereich [10]. Die Basis bilden Vorgaben an das Einschwingverhalten der Sprungantwort im geschlossenen Regelkreis. Für die Implementierung in einem Mikrocontroller ist es notwendig den Entwurf für ein zeitdiskretes System durchzuführen. Dazu wird zunächst die Regelungsstrecke (5.5) mithilfe der Z-Transformation und der Abtastzeit T_a in den Z-Bereich transformiert

$$G(z) = \mathbf{Z} \left\{ \frac{G(s)}{s} \right\} \quad (5.6)$$

und anschließend mit der Tustin-Transformation

$$G(q) = \frac{z-1}{z} G(z) \Bigg|_{z = \frac{1 + \frac{T_a}{2}q}{1 - \frac{T_a}{2}q}} \quad (5.7)$$

in den q-Bereich transformiert. Damit ergibt sich die Regelungsstrecke zu

$$G(q) = \frac{T_a \left(1 - e^{-\frac{RT_a}{L}} \right) q + 2 \left(e^{-\frac{RT_a}{L}} - 1 \right)}{RT_a \left(1 + e^{-\frac{RT_a}{L}} \right) q + 2R \left(e^{-\frac{RT_a}{L}} - 1 \right)}. \quad (5.8)$$

In Abbildung 5.4 ist der Vergleich zwischen den Übertragungsfunktionen im s- und q-Bereich dargestellt. Für geringe Frequenzen $f \ll \frac{1}{T_a}$ sind beide Funktionen annähernd deckungsgleich.

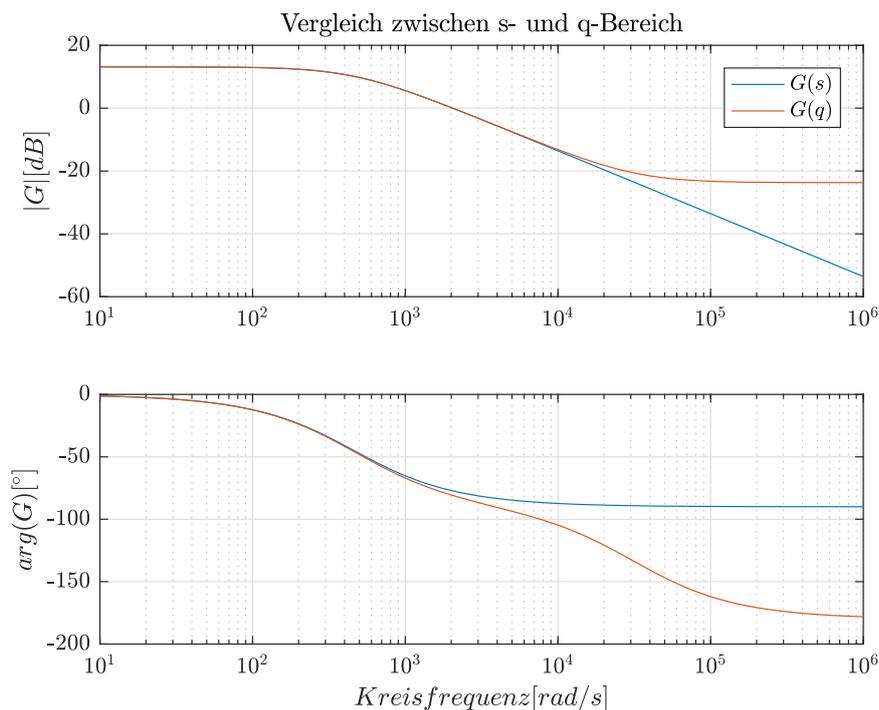


Abbildung 5.4: Vergleich der Übertragungsfunktionen im s- und q-Bereich.

Bei höheren Frequenzen hat die Abtastzeit einen Einfluss auf das Systemverhalten und muss mitberücksichtigt werden.

Bei dem Frequenzkennlinienverfahren kann eine Totzeit berücksichtigt werden. Die Totzeit entsteht, weil zu dem Zeitpunkt der Berechnung die Messwerte vom letzten Zyklus stammen und die Ergebnisse der Berechnung erst im nächsten Zyklus gesetzt werden. Damit ergibt sich für dieses System eine Totzeit von der doppelten Abtastzeit $T_a = 62,5 \mu\text{s}$. Die Totzeit hat im q-Bereich die Form

$$tot(q) = \left(\frac{1 - \frac{T_a}{2}q}{1 + \frac{T_a}{2}q} \right)^n, \quad (5.9)$$

mit $n = 2$, was einer Totzeit von der doppelten Abtastzeit entspricht. Damit ergibt sich die gesamte Regelstrecke, welche auch die Totzeit berücksichtigt, zu

$$G_{tot}(q) = tot(q)G(q) = \left(\frac{1 - \frac{T_a}{2}q}{1 + \frac{T_a}{2}q} \right)^2 \frac{T_a \left(1 - e^{-\frac{RT_a}{L}} \right) q + 2 \left(e^{-\frac{RT_a}{L}} - 1 \right)}{RT_a \left(1 + e^{-\frac{RT_a}{L}} \right) q + 2R \left(e^{-\frac{RT_a}{L}} - 1 \right)}. \quad (5.10)$$

Für die weiteren Berechnungen werden die Bauteilwerte und die Abtastzeit eingesetzt. Der Ersatzwiderstand $R = 220,3 \text{ m}\Omega$ und die mittlere Induktivität $L = 0,4774 \text{ mH}$ wurden mit Messungen identifiziert. Die Abtastzeit beträgt $T_a = 62,5 \mu\text{s}$. Damit ergibt sich die Übertragungsfunktion zu

$$G_{tot}(q) = \frac{-1,023 \cdot 10^{-3}q^3 + 9,818 \cdot 10^{-5}q^2 - 3,142q + 3,351 \cdot 10^4}{1,562 \cdot 10^{-8}q^3 + 1,007 \cdot 10^{-3}q^2 + 16,46q + 7382}. \quad (5.11)$$

Als Regler wird ein PI-Regler [10] eingesetzt, dieser hat im q-Bereich die Form

$$R(q) = \frac{V_I(1 + qT_I)}{q}, \quad (5.12)$$

mit dem Proportionalanteil V_I und der Integratorzeitkonstanten T_I .

Die zugehörige z-Übertragungsfunktion lautet

$$R(z) = V_I \left(T_I + \frac{T_a}{2} \right) + \frac{T_a V_I}{z - 1}, \quad (5.13)$$

mit der Differenzgleichung

$$x_{k+1} = x_k + T_a V_I i_{e,k} \quad (5.14a)$$

$$u_k = x_k + V_I \left(T_I + \frac{T_a}{2} \right) i_{e,k}. \quad (5.14b)$$

Eine Übersicht über die Struktur des Stromreglers ist in Abbildung 5.3 dargestellt. Als Designvorgabe wird eine Anstiegszeit von $t_r = 1$ ms und ein prozentuelles Überschwingen von $\ddot{u} = 5\%$ gewählt. Die bleibende Regelabweichung e_∞ für den geschlossenen Regelkreis berechnet sich für die Sprungantwort zu

$$e_\infty = \lim_{q \rightarrow 0} \frac{1}{1 + L(q)} = 0, \quad (5.15)$$

mit der Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises $L(q) = R(q)tot(q)G(q)$.

Die Designvorgaben können nun mithilfe von empirischen Näherungsbeziehungen mit dem transformierten Frequenzgang des offenen Regelkreises $L(j\Omega)$ in Verbindung gebracht werden. Die Durchtrittsfrequenz Ω_C kann über die Beziehung

$$\Omega_C t_r \approx 1, 2 \quad (5.16)$$

berechnet werden. Als Durchtrittsfrequenz Ω_C wird jene Frequenz bezeichnet, bei der die 0 dB Linie im Bodediagramm geschnitten wird. Des Weiteren muss die empirische Beziehung [10] $\Omega_C \geq 0, 2 \frac{2}{T_a}$ erfüllt sein. Das prozentuelle Überschwingen \ddot{u} kann über die empirische Beziehung

$$\Phi[^\circ] + \ddot{u}[\%] \approx 70 \quad (5.17)$$

mit der Phasenreserve Φ des offenen Regelkreises in Verbindung gebracht werden. Als Phasenreserve wird der Abstand der Phasenverschiebung bei der Durchtrittsfrequenz Ω_C von -180° bezeichnet und berechnet sich zu $\Phi = \arg(L(j\Omega_C)) + 180^\circ$. Damit ergeben sich mit den Designvorgaben die Anforderungen an den geschlossenen Regelkreis zu

$$\Phi_R = 65^\circ \quad (5.18a)$$

$$\Omega_C = 1200 \text{ rad/s}. \quad (5.18b)$$

Um die Phasenreserve auf den gewünschten Wert einzustellen, wird in einem ersten Schritt die Regelstrecke um die bekannten Teile des Reglers $\frac{1}{q}$ erweitert. Damit ergibt sich die offene Regelstrecke zu

$$L_1(q) = \frac{1}{q} \text{tot}(q)G(q), \quad (5.19)$$

mit einer Phasenverschiebung bei der Durchtrittsfrequenz von $\Phi_1 = -170^\circ$. Um die gewünschte Phasenreserve von 65° zu erhalten, muss mit dem Term $(1 + qT_I)$ des Reglers die Phase um 55° angehoben werden. T_I berechnet sich über die Beziehung

$$T_I = \frac{\tan(\Phi_R - \Phi_1 - 180^\circ)}{\Omega_C} = 1,19 \cdot 10^{-3} \text{ s}. \quad (5.20)$$

Abschließend muss mit dem Proportionalitätsfaktor V_I die gewünschte Durchtrittsfrequenz Ω_C eingestellt werden. Dazu werden zum offenen Regelkreis alle bekannten Terme hinzugefügt

$$L_2(q) = \frac{1 + qT_I}{q} \text{tot}(q)G(q), \quad (5.21)$$

und der absolut Betrag an der gewünschten Durchtrittsfrequenz $|L(j\Omega_C)|$ ausgewertet. Damit ergibt sich V_I zu

$$V_I = \frac{1}{|L(j\Omega_C)|} = 425,2695. \quad (5.22)$$

In Abbildung 5.5 ist das Bodediagramm des offenen Regelkreises dargestellt. Die Designvorgaben werden mit einer Durchtrittsfrequenz von $\Omega_C = 1200 \text{ rad/s}$ und einer Phasenreserve von $\Phi_R = 65^\circ$ erfüllt. In Abbildung 5.6 ist die Sprungantwort des geschlossenen Regelkreises $T_{i_k, i_{S,k}} = \frac{L(q)}{1+L(q)}$ dargestellt. Die vorgegebenen Parameter mit einer Anstiegszeit von $t_r = 1 \text{ ms}$ und einem Überschwingen $\ddot{u} = 5\%$ werden gut eingehalten. Die Abweichungen sind damit zu begründen, dass es sich bei dem Frequenzkennlinienverfahren um ein empirisches Verfahren handelt. Damit ist es zwingend notwendig, dass die entworfenen Regler mithilfe einer Simulation verifiziert werden.

5.2.3 Implementierung im Mikrocontroller

Im Mikrocontroller wird die Differenzgleichung

$$x_{k+1} = x_k + T_a V_I i_{e,k}, \quad x(t_0) = x_0 \quad (5.23a)$$

$$u_k = x_k + V_I \left(T_I + \frac{T_a}{2} \right) i_{e,k}. \quad (5.23b)$$

implementiert. Dabei beschreibt (5.23a) den Integral-Anteil. Um ein Anti-Windup zu realisieren, wird dieser bei Erreichen der Stellgrößenbeschränkung am Ausgang $|u_k| > |U_{ZK}|$ abgeschaltet. Das Abschalten erfolgt in der Form, dass bei Erreichen der Stellgrößenbeschränkung der Integral-Anteil auf dem selben Wert $x_{k+1} = x_k$ gehalten wird. Der Anfangswert $x(t_0) = x_0 = 0$ muss immer neu initialisiert werden, wenn auf eine neue Spule weitergeschaltet wird.

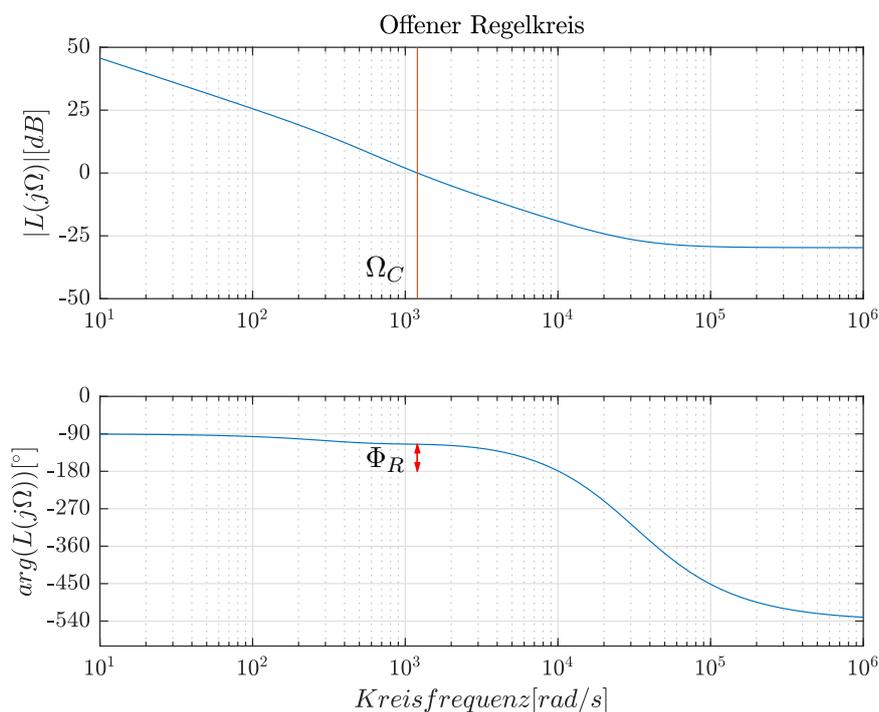


Abbildung 5.5: Bodediagramm des offenen Regelkreises $L(j\Omega)$.

5.2.4 Messergebnisse

Die Messergebnisse für den Stromregler sind in Abbildung 5.7 dargestellt. In Blau ist der Soll-Strom eingetragen und in Rot ist das gemessene Signal dargestellt. Es wurden mehrere Stromsprünge von 0 A auf 11 – 15 A in 1 A Schritten durchgeführt.

Die Designvorgabe mit einer Anstiegszeit von 1 ms wird eingehalten. Interessant ist der Bereich ab ca. 11 A. Hier beginnt der magnetische Kreis der Spule zu sättigen und die Voraussetzung der Linearität, wie sie für das Frequenzkennlinienverfahren benötigt wird, ist nicht mehr gegeben. Bei Strömen größer 15 A ist die Spule vollständig gesättigt, und das System verhält sich wieder linear, aber mit einer anderen Dynamik (Luftspule). Dieser Effekt lässt sich deutlich im gemessenen Strom erkennen. Im ungesättigten Fall zeigt der Strom ein einkriechendes Verhalten auf die Sprungantwort. Bei vollständiger Sättigung ist ein überschwingendes Verhalten auf die Sprungantwort sichtbar. Im Bereich dazwischen neigt der Regler zum Schwingen und erreicht den stationären Punkt nur langsam. Um ein konstantes Regelverhalten über den gesamten Strombereich zu erreichen, könnten die Regelparameter in Abhängigkeit des aktuellen Stromes umgeschaltet werden. Aufgrund der mechanischen Trägheit des Systems sind diese hochfrequenten Schwankungen im Drehmoment aber nicht sichtbar. Damit ist es nicht notwendig die Parameterumschaltung zu realisieren.

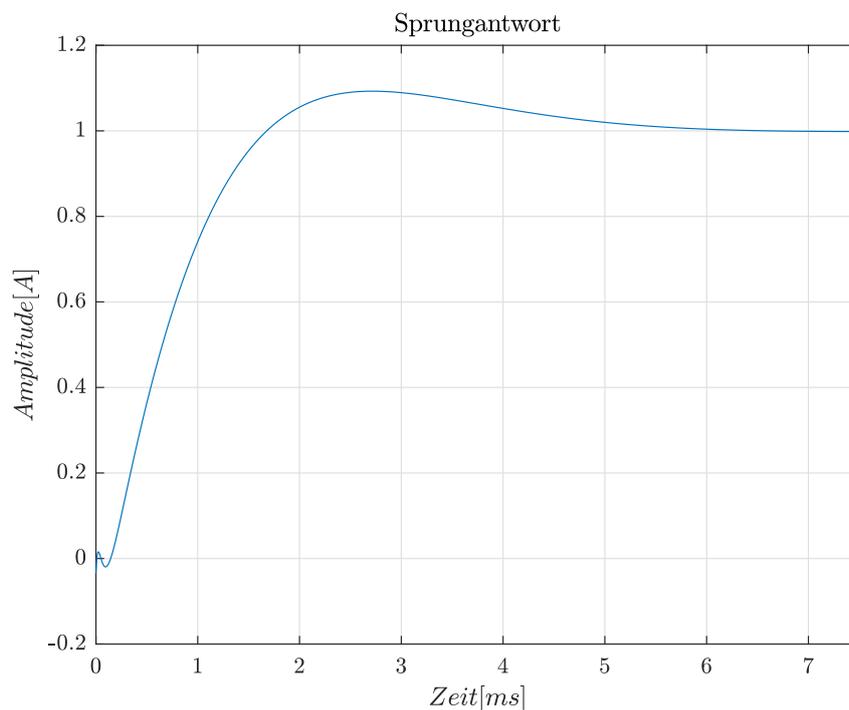


Abbildung 5.6: Sprungantwort des geschlossenen Regelkreises.

In Gelb ist die benötigte Stellgröße dargestellt. Um die Voraussetzung der Linearität nicht zu verletzen ist es entscheidend, dass die Stellgrößenbeschränkung von $U_{max} = \pm U_{ZK} = \pm 24 \text{ V}$ nicht erreicht wird.

5.3 Drehzahlregler

5.3.1 PIDT1-Regler

Als Drehzahlregler wird ein PIDT1-Regler eingesetzt. Dieser hat die Übertragungsfunktion

$$G(s) = k_P \left(1 + \frac{\omega_I}{s} + \frac{s}{\omega_D \left(1 + \frac{s}{\omega_{T1}} \right)} \right), \quad (5.24)$$

mit dem Proportionalitätsfaktor k_P , der Integratorzeitkonstanten ω_I , der Differenziatorzeitkonstanten ω_D und dem Realisierungsterm $1 + \frac{s}{\omega_{T1}}$. Das Bodediagramm des Reglers ist in Abbildung 5.8 dargestellt. Für geringe Frequenzen (in Grün) wirkt der Integral-Anteil. Bei den mittleren Frequenzen (in Gelb) hat der Regler ein differenzierendes Verhalten. Um das Messrauschen nicht mit dem D-Anteil zu verstärken, wird mit dem Realisierungsterm das differenzierende Verhalten für höhere Frequenzen unterdrückt (in Weiß).

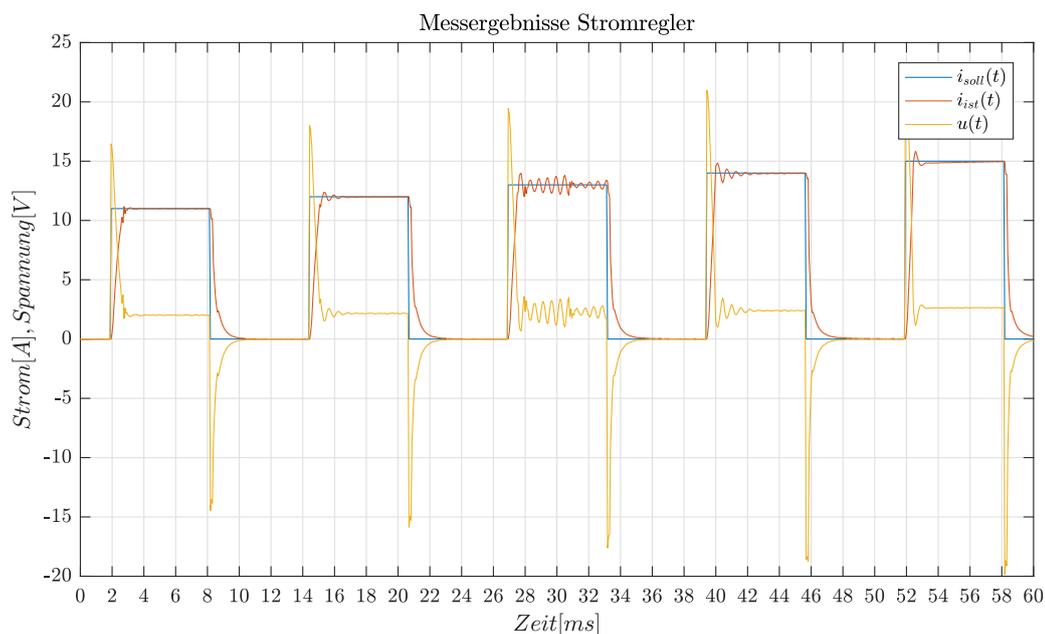


Abbildung 5.7: Messergebnisse zur Verifizierung des Stromreglers.

Da für das mechanische Verhalten kein mathematisches Modell vorhanden ist, werden die Reglerparameter mit empirischen Methoden bestimmt. Diese Methode ist im nächsten Abschnitt beschrieben.

5.3.2 Implementierung im Mikrocontroller

Für die Implementierung im Mikrocontroller wird der PDT1- und der I-Anteil getrennt voneinander behandelt.

$$G(s) = \underbrace{k_P \left(1 + \frac{s}{\omega_D \left(1 + \frac{s}{\omega_{T1}} \right)} \right)}_{G_{PDT1}(s)} + \underbrace{k_P \frac{\omega_I}{s}}_{G_I(s)} \quad (5.25)$$

Dies hat den Vorteil, dass der Integralanteil gezielt abgeschaltet werden kann um ein Anti-Windup zu realisieren. Für den PDT1-Anteil wird ein IIR-Filter entworfen. Bei einem IIR-Filter (infinite impulse response-Filter) handelt es sich um ein System mit unendlich lange dauernder Impulsantwort [11]. Dazu wird zunächst die Übertragungsfunktion $G_{PDT1}(s)$ mit dem Heun-Verfahren [12]

$$s = \frac{2(z-1)}{(z+1)T_{a,D}} \quad (5.26)$$

abgetastet. Das abgetastete System ergibt sich zu

$$G_{PDT1}(z) = \frac{((T_{a,D}\omega_D + 2)\omega_{T1} + 2\omega_D)k_P + ((T_{a,D}\omega_D - 2)\omega_{T1} - 2\omega_D)k_P z^{-1}}{(\omega_{T1}T_{a,D} + 2)\omega_D + (T_{a,D}\omega_{T1} - 2)\omega_D z^{-1}}. \quad (5.27)$$

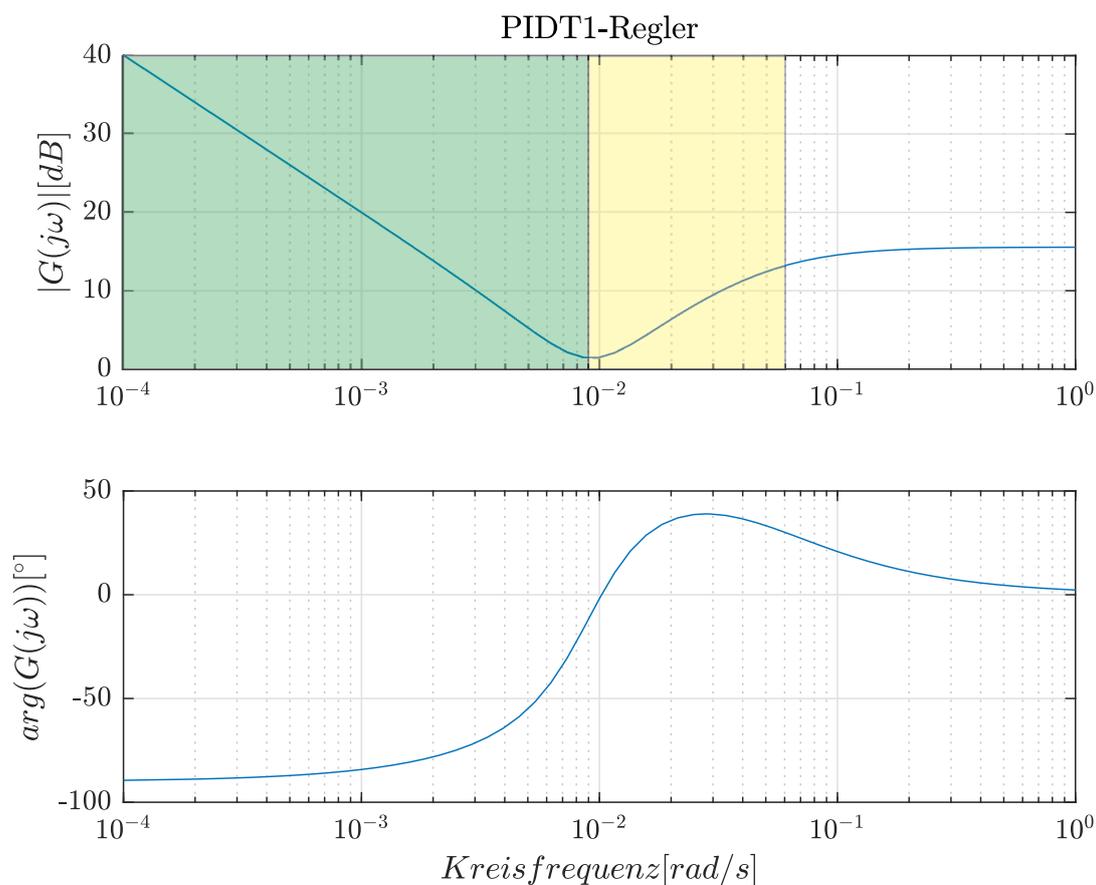


Abbildung 5.8: Bodediagramm des PIDT1-Drehzahlreglers.

Für dieses System wird folgend die Koeffizient berechnet um die Form

$$G(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1}}{1 + a_1 z^{-1}} \quad (5.28)$$

zu erhalten. Diese berechnen sich zu

$$a_1 = \frac{T_{a,D}\omega_{T1} - 2}{T_{a,D}\omega_{T1} + 2} \quad (5.29a)$$

$$b_0 = \frac{(T_{a,D}\omega_D\omega_{T1} + 2\omega_D + 2\omega_{T1}) k_P}{(T_{a,D}\omega_{T1} + 2) \omega_D} \quad (5.29b)$$

$$b_1 = \frac{(T_{a,D}\omega_D\omega_{T1} - 2\omega_D - 2\omega_{T1}) k_P}{(T_{a,D}\omega_{T1} + 2) \omega_D} \quad (5.29c)$$

und damit erhält man die zu implementierende Reglergleichung

$$i_{S,PDT1,k} = b_0 \omega_{e,k} + b_1 \omega_{e,k-1} - a_1 i_{S,PDT1,k-1}, \quad (5.30)$$

mit der Stromsollvorgabe i_S als Ausgang und dem Fehler in der Drehzahl $\omega_e = \omega_S - \hat{\omega}_P$ als Eingang. Es ist zu beachten, dass sowohl vom Eingang als auch vom Ausgang der Wert des letzten Zyklus für den neuen Ausgang benötigt werden.

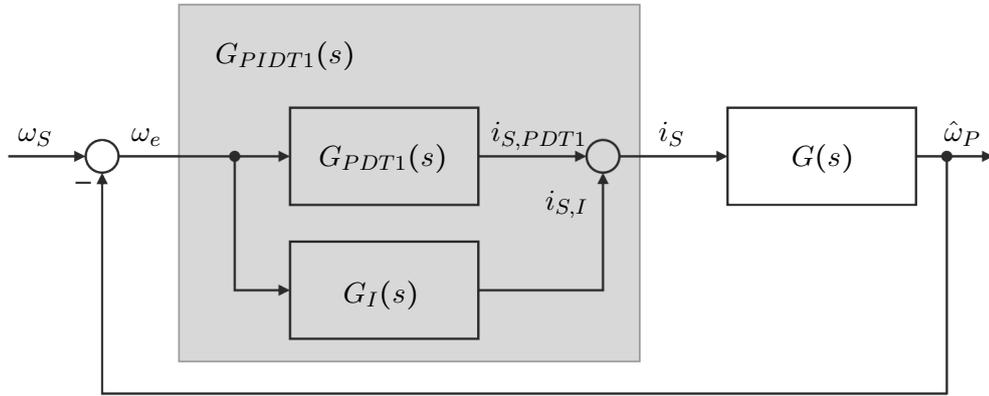


Abbildung 5.9: Gesamtübersicht des Drehzahlreglers.

Die Abtastung der Übertragungsfunktion $G_I(s)$ erfolgt mit dem Euler-Verfahren [12]

$$s = \frac{(z-1)}{T_{a,D}}. \quad (5.31)$$

Daraus resultiert die z-Übertragungsfunktion

$$G_I(z) = \frac{T_{a,D} k_P \omega_I z^{-1}}{1 - z^{-1}}. \quad (5.32)$$

Ein Koeffizientenvergleich mit (5.28) ergibt die Koeffizienten

$$a_1 = -1 \quad (5.33a)$$

$$b_0 = 0 \quad (5.33b)$$

$$b_1 = T_{a,D} k_P \omega_I \quad (5.33c)$$

und die Ausgangsgleichung

$$i_{S,I,k+1} = i_{S,I,k} + b_1 \omega_{e,k}. \quad (5.34)$$

Der Ausgang für den PIDT1-Regler ist die Summe

$$i_{S,k} = i_{S,PDT1,k} + i_{S,I,k} \quad (5.35)$$

der Teilregler.

Wie in Abbildung 5.1 dargestellt ist der Drehzahlregler der äußere Regelkreis in Verbindung mit dem Stromregler. Bei kaskadierten Reglern muss sichergestellt werden, dass der innere Regelkreise eine höhere Dynamik als der äußere Regelkreis aufweist. Das bedeutet, dass für den Drehzahlregler nur die eingeschwungenen Stromwerte sichtbar sind und nicht das Regelungsverhalten des Stromreglers. Damit wird sichergestellt, dass die Dynamik des Stromreglers keine Rückwirkung auf den Drehzahlregler hat. Das kann erreicht werden, indem die Abtastzeit $T_{a,D}$ für den Drehzahlregler langsamer gewählt wird als die Abtastzeit T_a des Stromreglers.

5.3.3 Messergebnisse

Für die Verifizierung des Regelverhaltens wurden zwei Messungen durchgeführt. Bei der ersten Messung, siehe Abbildung 5.10, wurde der Encoder als Ist-Wert für die Regelung der Geschwindigkeit herangezogen. Der Soll-Vorgabe wird im allgemeinen sehr gut gefolgt. Die größeren Abweichungen bei ca. 1s, 3s und 5,1s sind durch mechanische Verspannungen im Motor zu erklären. In diesen Bereichen haben die Planeten eine deutlich erhöhte Reibung. Die darauf folgende Erhöhung der Stellgröße und das damit erreichte „Losreißen“ der Planeten führt zu einem größeren Überschwingen. Der unruhige Lauf ist auch in der Stellgröße sichtbar, welche eine starke Varianz aufweist.

Bei der zweiten Messung wurde dem Drehzahlregler das Positionssignal vom Inform (siehe Kapitel 4) zur Verfügung gestellt und die Aufzeichnung der Encoder-Werte erfolgt nur zur Verifizierung der sensorlosen Positionsbestimmung. Im Vergleich zum tatsächlichen Wert vom Encoder (in Rot), weist das Inform-Verfahren (in Violett) eine Phasenverschiebung auf. Diese Phasenverschiebung entsteht durch die langsame Dynamik des Beobachters für das Inform-Verfahren, wie es in Abschnitt 4.3 beschrieben ist. Durch die Phasenverschiebung reagiert der Regler zu langsam und daraus resultiert eine größere Abweichung vom Soll-Wert im Vergleich zu Abbildung 5.10. Aufgrund der geringen Dynamik ist aber auch weniger Stellgröße nötig (Vergleich mit Abbildung 5.10). Die gewählten Regelalgorithmen sind zufriedenstellend, weil es sich bei dem Motor um einen Demonstrator handelt. Schwankungen in der Drehzahl, welche nicht mit dem freien Auge gesehen werden, sind tolerierbar.

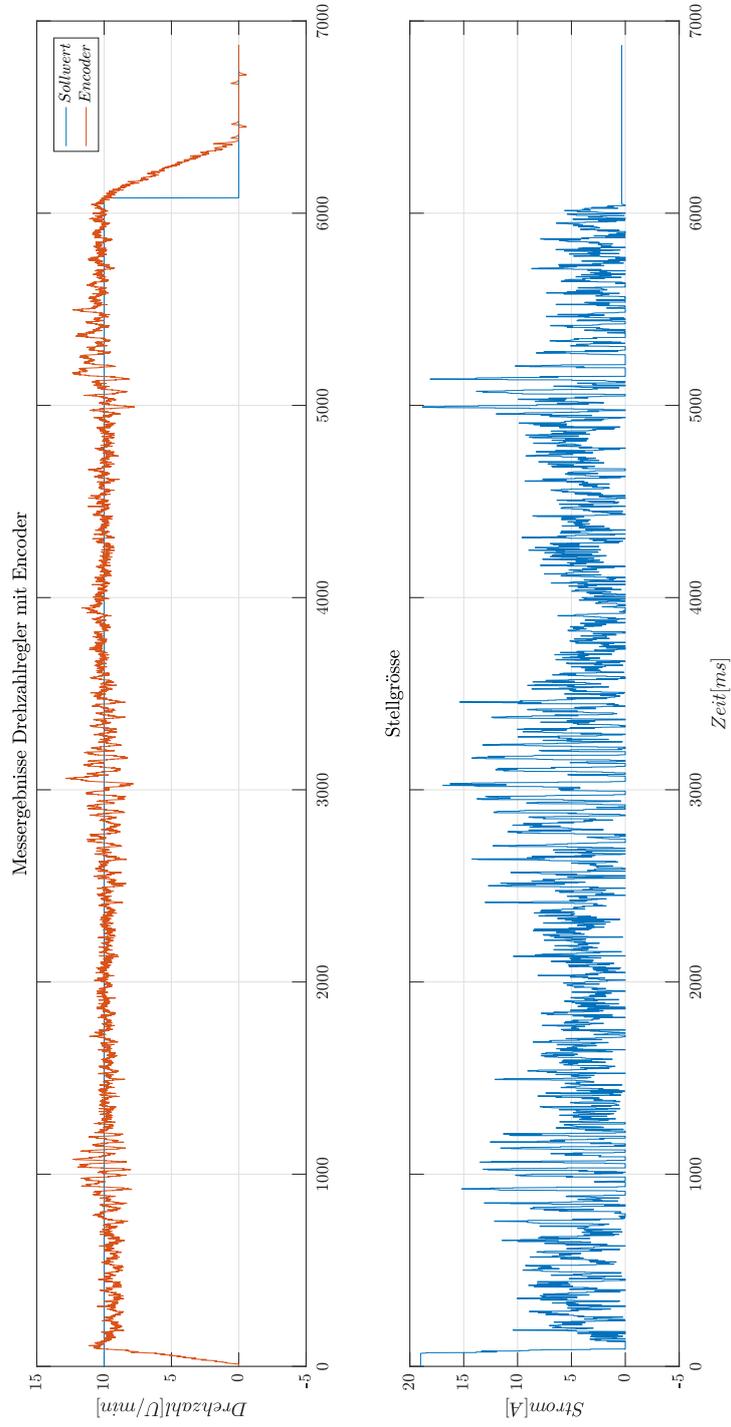


Abbildung 5.10: Messergebnisse des Drehzahlreglers mit dem Encoder für die Positionserfassung.

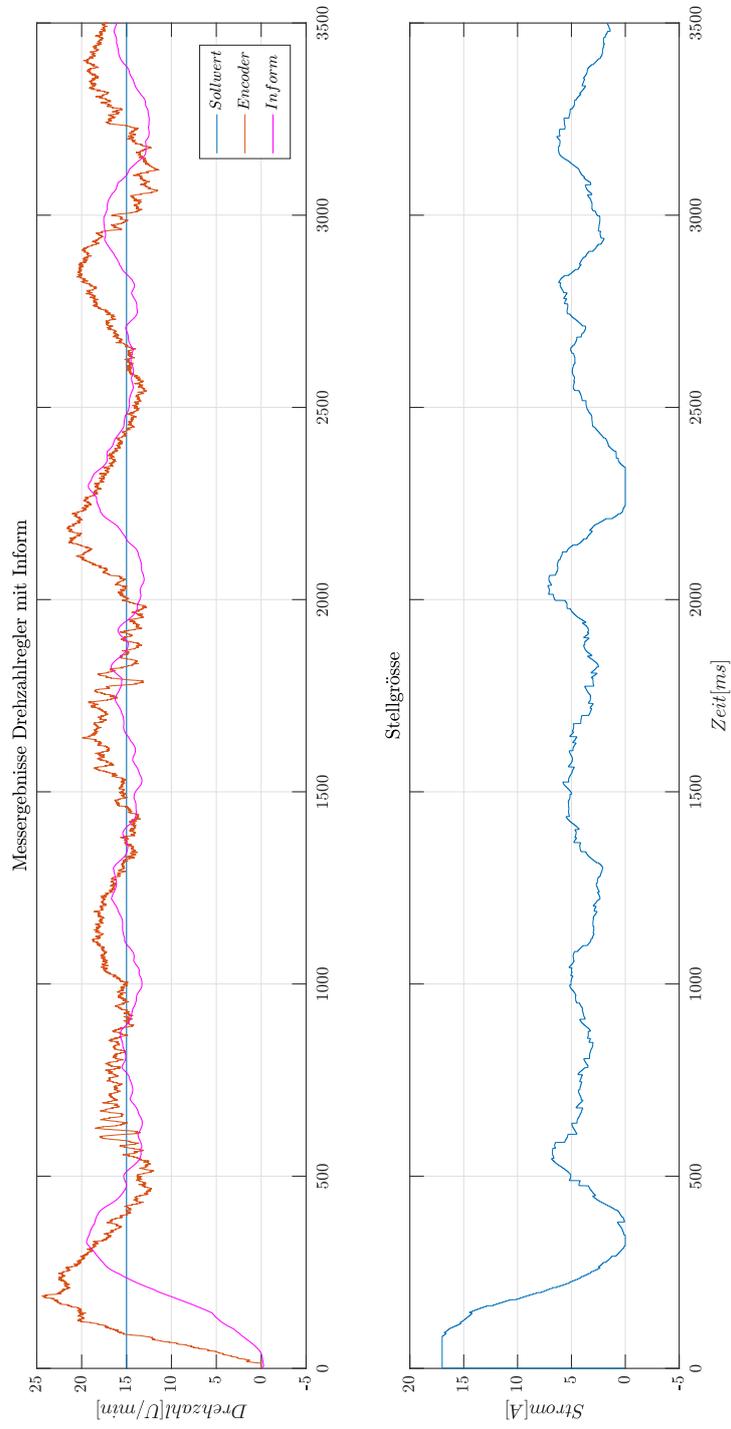


Abbildung 5.11: Messergebnisse des Drehzahlreglers mit dem Inform-Verfahren für die Positionserfassung.

6 ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK

Im Zuge dieser Diplomarbeit wurde eine sensorlose Regelung eines Switched-Reluctance Motors in Sonderbauform umgesetzt. Um das zu erreichen wurde die Diplomarbeit in drei Teile unterteilt.

Im ersten Teil wurde ein Umrichter entwickelt, welcher eine flexible Ansteuerung der Spule ermöglicht. Dies wurde erreicht durch eine Aufteilung der Funktionsgruppen in ein Motherboard und eine Leistungselektronik Platine. Dabei realisiert das Motherboard die Schnittstelle zwischen dem Mikrocontroller und den Leistungselektronik Platinen. Des Weiteren stellt das Motherboard die benötigten Spannungslevel und die Schnittstelle zur externen Positionserfassung zur Verfügung. Die für die Entwicklung benötigte externe Positionserfassung wurde mit einem magnetischen Inkrementalgeber realisiert. Um zwischen dem Mikrocontroller und MATLAB eine Datenverbindung herzustellen wurde eine TCP/IP-Schnittstelle implementiert. Um bei einer Fehlfunktion des Umrichters eine Zerstörung des Aufbaues zu vermeiden wurde eine Sicherheitsabschaltung entwickelt. Aufgrund eines Konzeptfehlers konnte diese gewünschte Funktion allerdings nicht ohne Umbauarbeiten erreicht werden. Die Leistungselektronik Platine beinhaltet eine eigene Vollbrücke für jede Spule und eine intelligente Auswahl der Spulen mithilfe von SPI. Die Strommessung für die sensorlose Positionsbestimmung erfolgt mit einem magnetoresistiven Stromsensor, welcher sich durch eine hohe Dynamik und eine gute Auflösung auszeichnet. Der Umrichter wurde erfolgreich aufgebaut und in Betrieb genommen. Mit Messungen konnte gezeigt werden, dass das gewünschte Schaltverhalten erreicht wird.

Im zweiten Teil dieser Arbeit wurde die sensorlose Positionsbestimmung entwickelt. Diese beruht auf dem INFORM [4] Verfahren von O.Univ.Prof.Dipl.-Ing. Dr.tech. Manfred Schrödl. Zu diesem Zweck wurde in einem ersten Schritt ein mathematisches Modell der Spule entwickelt. Darauf aufbauend wurde die positionsabhängige Induktivität mit Messungen am Motor identifiziert. Es hat sich gezeigt, dass aufgrund von Problemen mit dem mechanischen Aufbau die Identifikation für jeden Spule separat durchgeführt werden muss. Die Identifikationsaufgabe konnte mit Mes-

sungen verifiziert werden. Um die sensorlose Positionsbestimmung robuster zu machen, wurde in einem nächsten Schritt ein Beobachter entworfen. Mithilfe von Messungen wurde gezeigt, dass der Beobachter das Ergebnis deutlich verbessert. Das Finden der Start-Position im Stillstand hat sich als schwierig erwiesen, weil die Identifikation an gewissen Planetenpositionen eine zu große Abweichung von der IST-Position aufweist. Um dieses Problem zu lösen wurde abschließend ein Algorithmus entwickelt um die Start-Position der Planeten sensorlos zu bestimmen. Dieser Algorithmus basiert auf dem Wissen über die Zwangsbedingungen, welche sich durch die Kopplung der Planeten über die Sonne ergeben.

Im letzten Teil wurden ein Stromregler und ein Drehzahlregler entwickelt. Die Bestimmung der Regelparameter für den Stromregler erfolgte mit dem Frequenzkennlinienverfahren. Dieses Verfahren hat den Vorteil, dass damit auch Totzeiten, wie sie in dem System vorkommen, berücksichtigt werden können. Der Stromregler wurde erfolgreich im Mikrocontroller implementiert, und mit Messungen konnte gezeigt werden, dass er die gewünschte Regeldynamik erreicht. Als Drehzahlregler kommt ein PID-Regler zum Einsatz. Die Regelparameter wurden empirisch ermittelt, und die Verifizierung des Reglers erfolgte mithilfe von Messungen.

6.1 Ausblick

Infolge der Erkenntnisse in dieser Diplomarbeit könnte in einem nächsten Schritt der mechanische Aufbau verbessert werden. Durch eine Lagerung der Sonne und einer Lagerung der Planeten über einen Käfig kann ein konstanter Luftspalt eingestellt werden, welcher nicht mehr von der Schwerkraft abhängig ist. Der konstante Luftspalt würde zu einer Vereinfachung der sensorlosen Positionsbestimmung führen. Durch die Lagerung der Planeten könnte auch eine Evolventenverzahnung zum Einsatz kommen, wodurch die Reib-Verluste im Motor reduziert werden. Mit einem konstanten Luftspalt und einer Reibung, welche nicht mehr positionsabhängig ist, kann mit Messungen ein Zusammenhang zwischen der Planetenposition, dem Strom in der Spule und dem dadurch entstehenden Moment gefunden werden. Damit kann die Regelungsstrategie verbessert werden. Des Weiteren kann durch die Bestimmung eines mathematischen Modells des Motors, die Geschwindigkeitsregelung mit einem modellbasierten Regler erfolgen. Dies hat den Vorteil, dass durch zusätzliches Systemwissen die Regelperformance verbessert werden könnte.

Durch die Messung des Spulenstromes vor dem Zwischenkreis entsteht der Nachteil, dass die Messauflösung um die Hälfte reduziert wird. Durch den Einsatz von Stromsensoren auf dem Prinzip des Hall-Effektes, könnte die Strommessung direkt in den Spulen erfolgen. Dadurch würde nicht der Nachteil entstehen, dass für jede Spule ein separater Stromsensor benötigt wird, da mehrere Spulen durch den selben Stromsensor geführt werden könnten. Erste Abschätzungen haben

gezeigt, dass damit eine deutliche Verbesserung der sensorlosen Positionsbestimmung erreicht werden kann.

7 ANHANG

7.1 Mechanischer Aufbau

Wie bereits in Kapitel 1 beschrieben ist der mechanische Aufbau nicht Teil dieser Diplomarbeit. Dieser wurde im Zuge der Fachvertiefung 370.039 ANTRIEBSTECHNIK VERTIEFUNG SS2017 entwickelt. Zur Vollständigkeit wird der mechanische Aufbau an dieser Stelle beschrieben. Er besteht im Wesentlichen aus einem Gehäuse und dem Motor. Das Gehäuse für den Motor ((1) in Abbildung 7.1) hat die Aufgabe die Planeten und die Sonne axial zu fixieren. Das Gehäuse am unteren Teil des Motors ((6) in Abbildung 7.1) beinhaltet die Leistungselektronik.

Die Komponenten des Motors sind in Abbildung 7.2 dargestellt. Der Motor besteht aus einem Stator (3) mit 84 Zähnen und einem Innendurchmesser von 240 mm. Auf jedem zweiten Zahn ist eine Spule mit ca. 100 Windungen (aufgrund von Fehlern in der Fertigung haben nicht alle Spulen die gleiche Anzahl an Windungen) angebracht, damit ergeben sich in Summe 42 Spulen. Die 4 Planeten (2) haben jeweils 21 Zähne und einen Außendurchmesser von 60 mm. Die Sonne (1) hat 42 Zähne und einen Außendurchmesser von 120 mm. Die Zähne sind als Halbkreise ausgeführt. Sowohl Stator, als auch Rotor sind aus zusammengeklebten Trafoblechen aufgebaut. Diese haben eine gesamte Dicke von 9,5 mm.

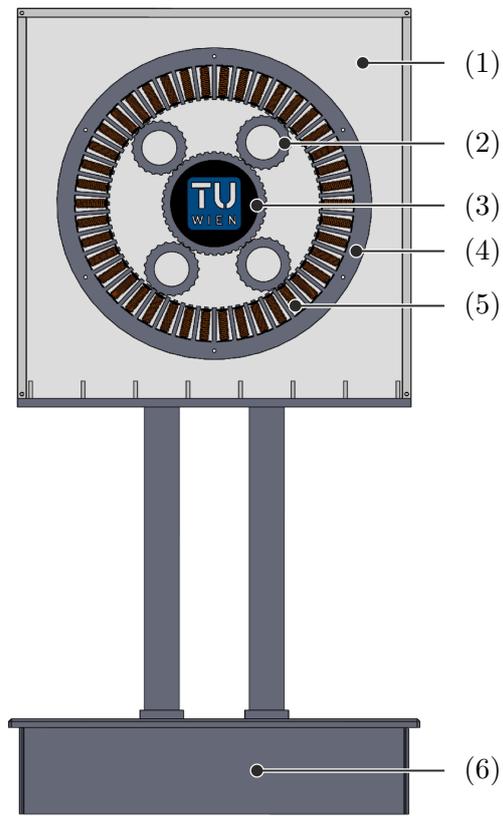


Abbildung 7.1: Mechanischer Gesamtaufbau des Motors mit Motorgehäuse (1), Planeten (2), Sonne (3), Stator (4), Spulen (5) und Elektronikgehäuse (6)

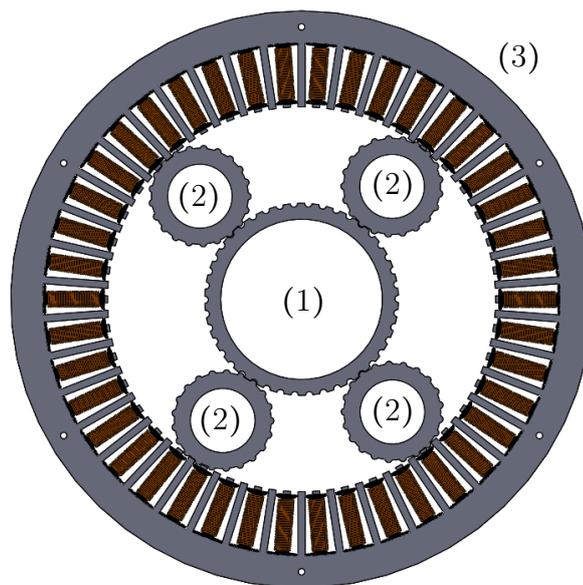
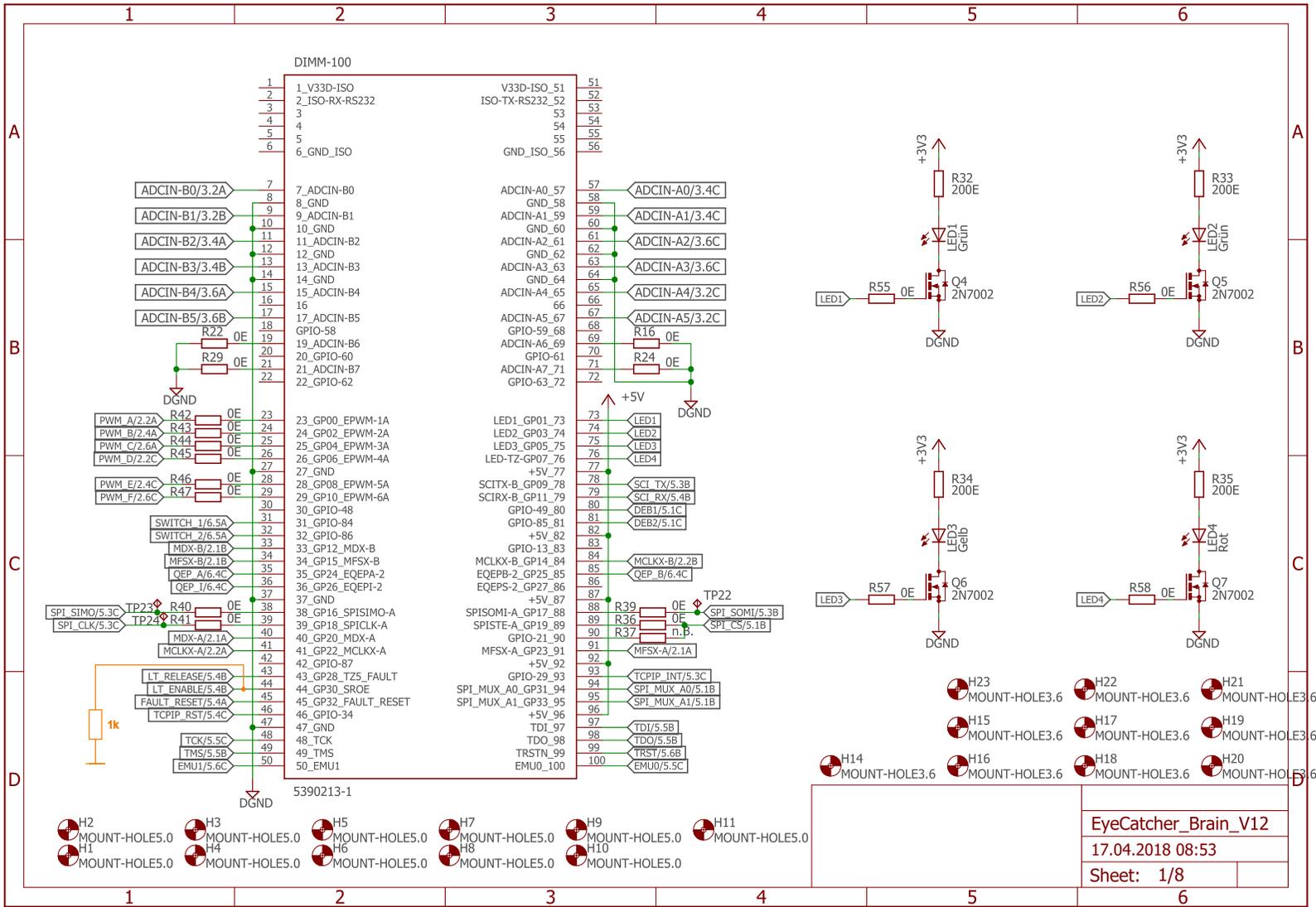


Abbildung 7.2: Übersicht über die mechanischen Komponenten des Motors

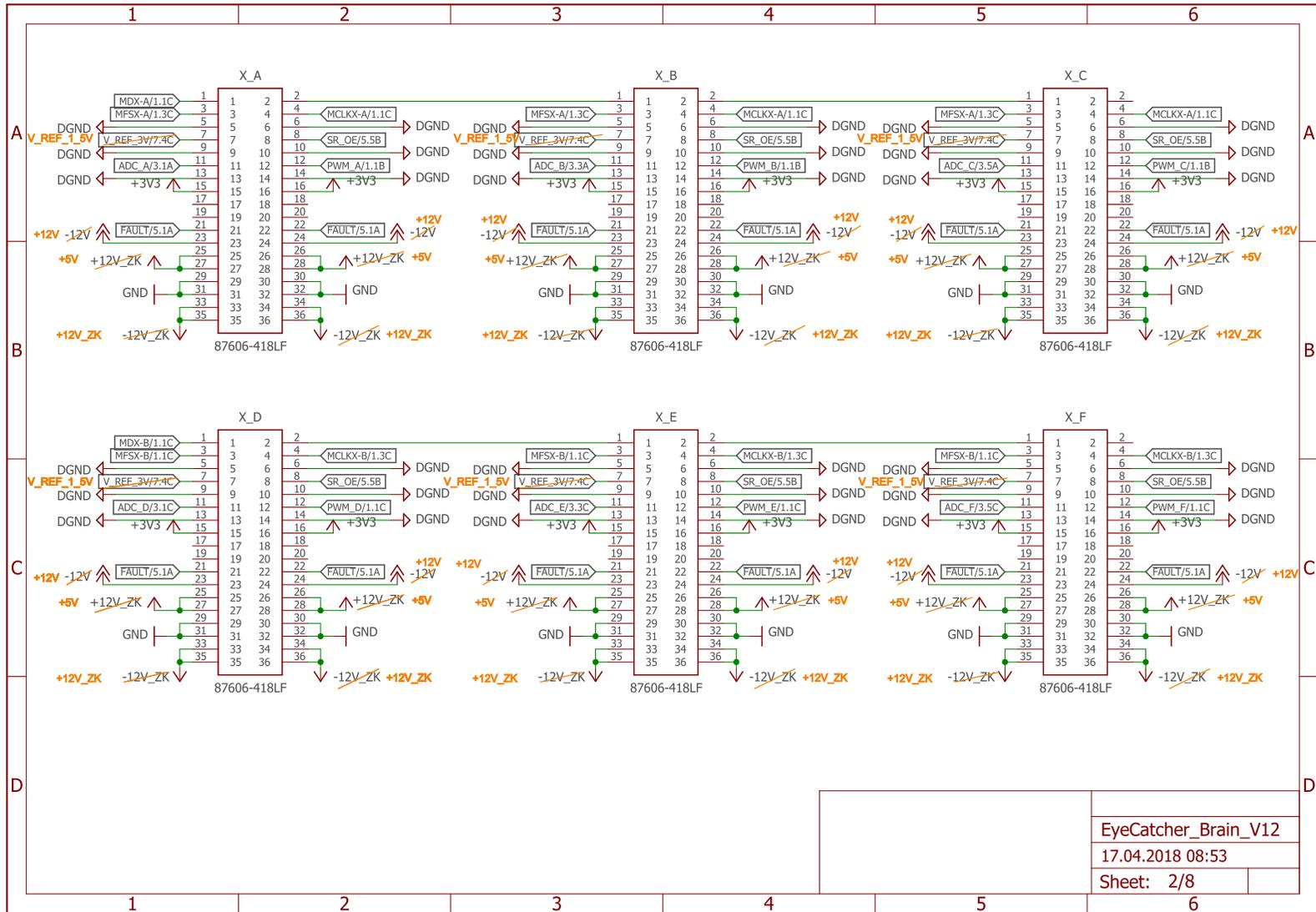
7.2 Schaltplan Motherboard

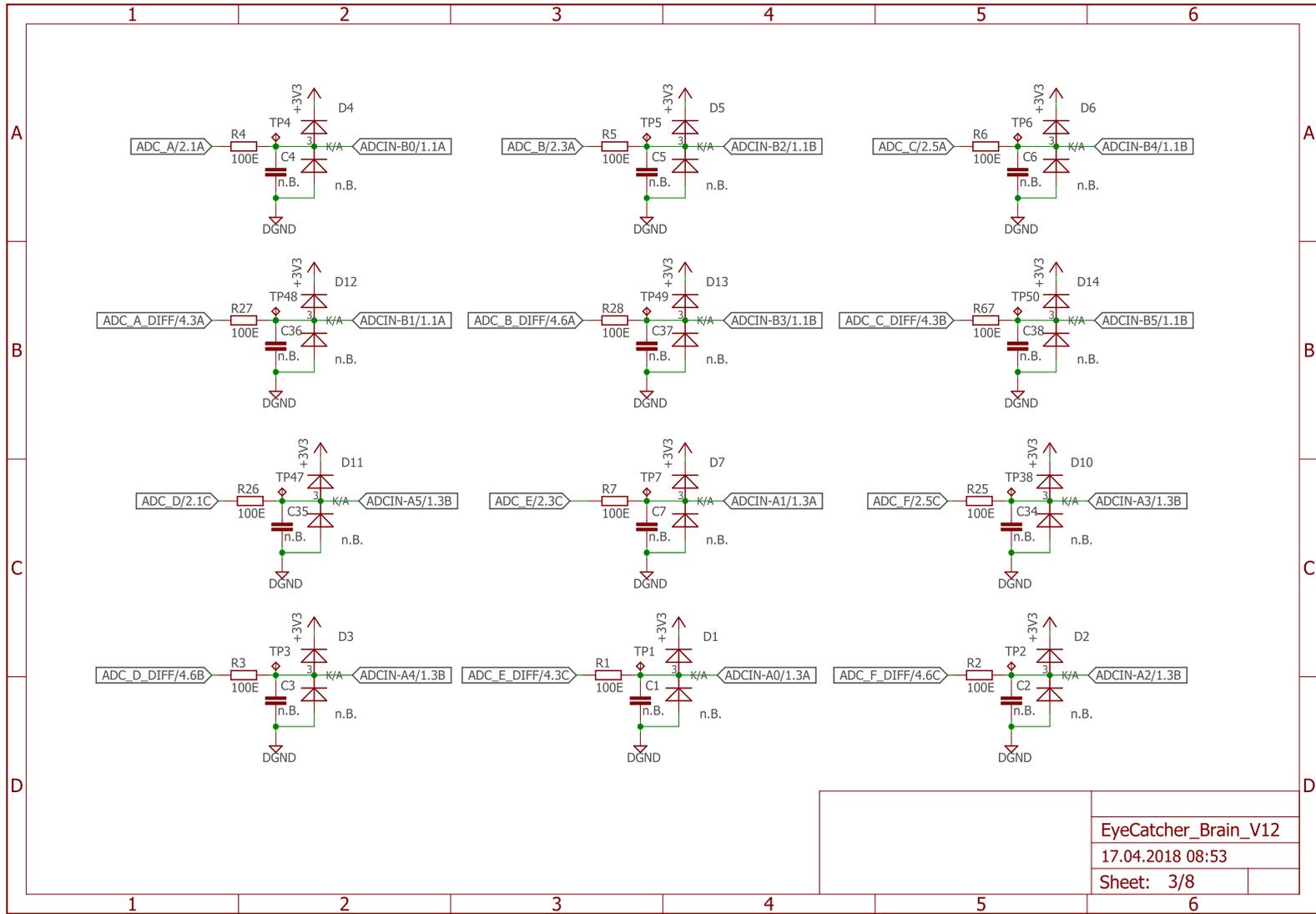


81

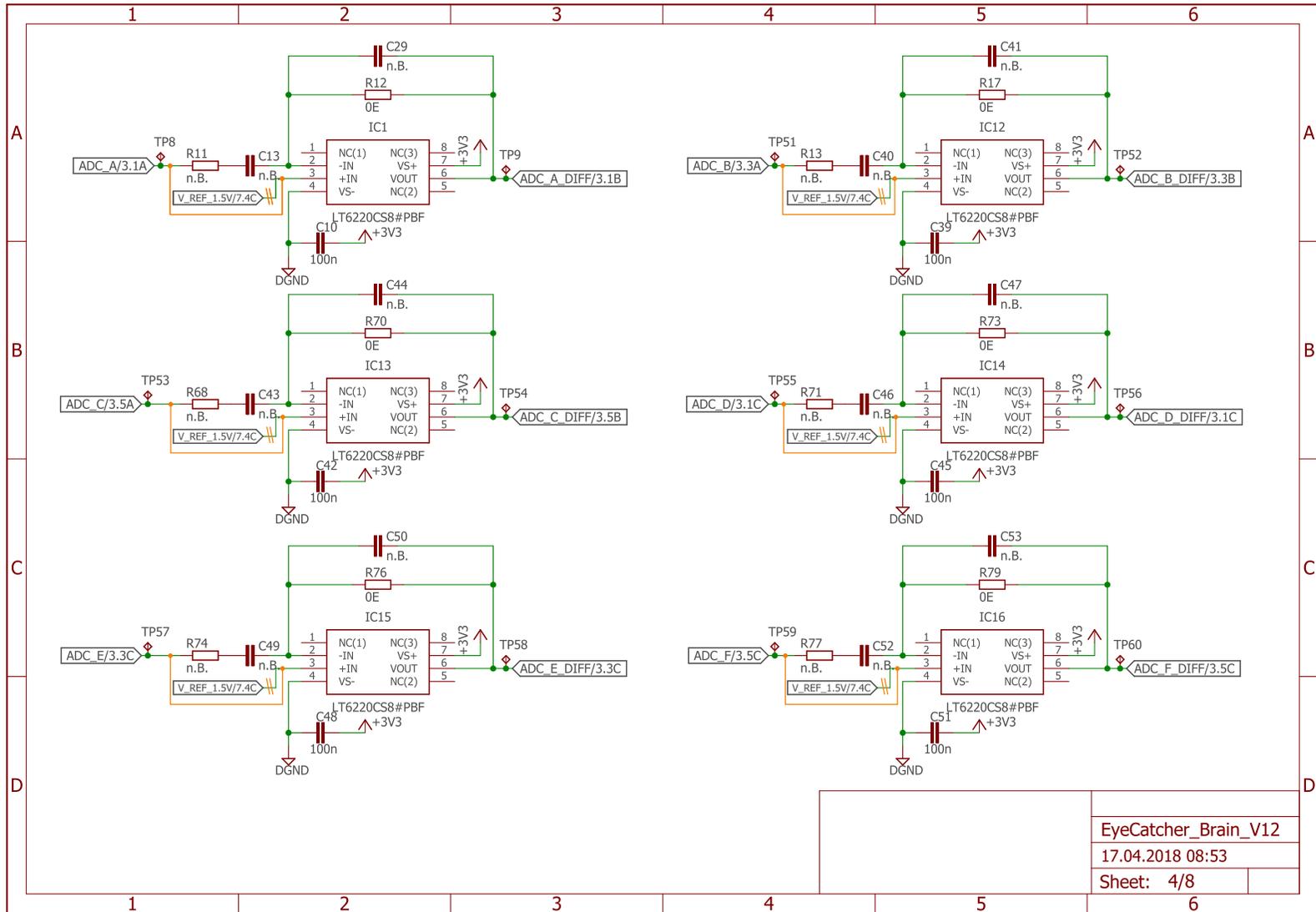
EyeCatcher_Brain_V12
17.04.2018 08:53
Sheet: 1/8

82

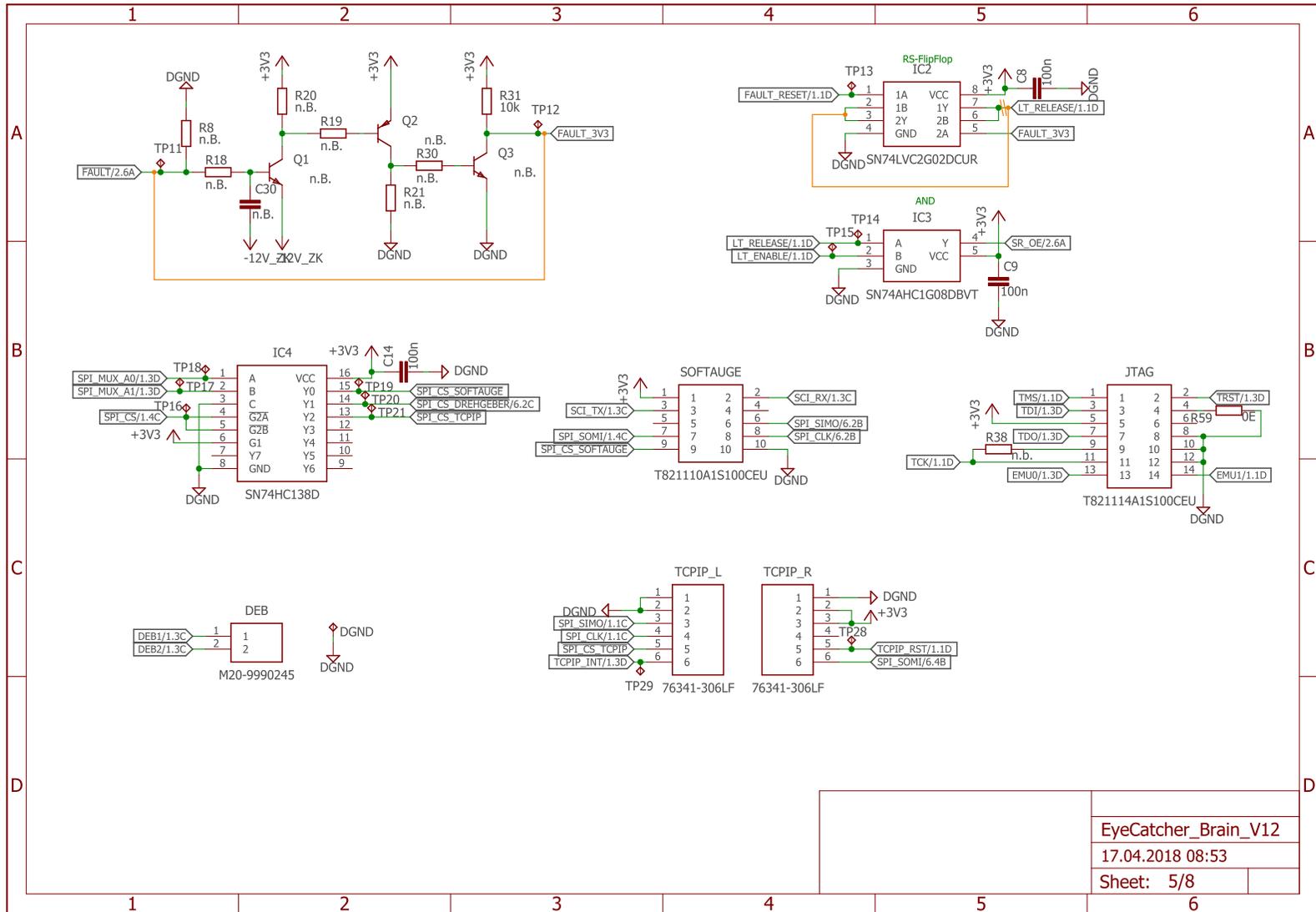




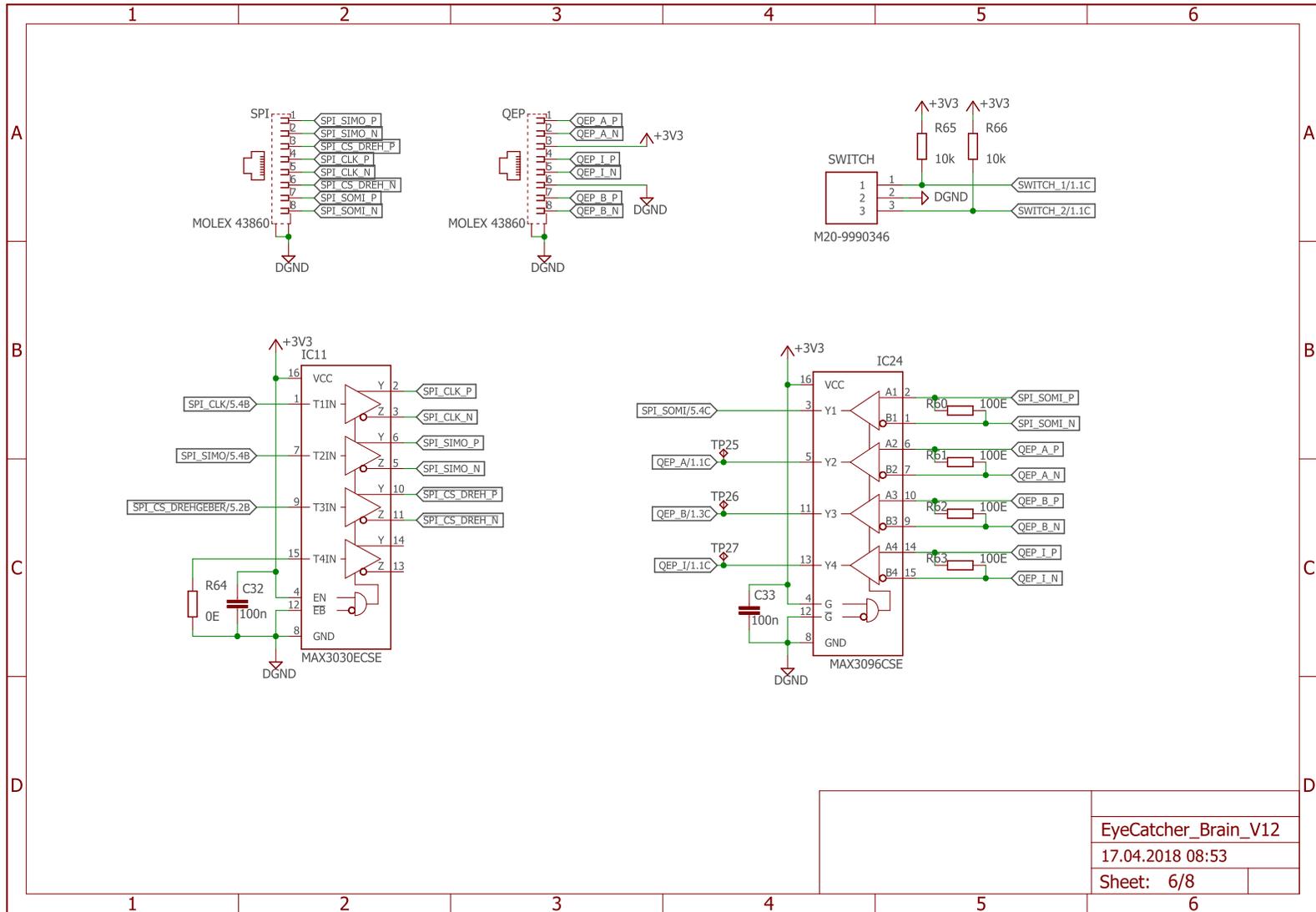
84



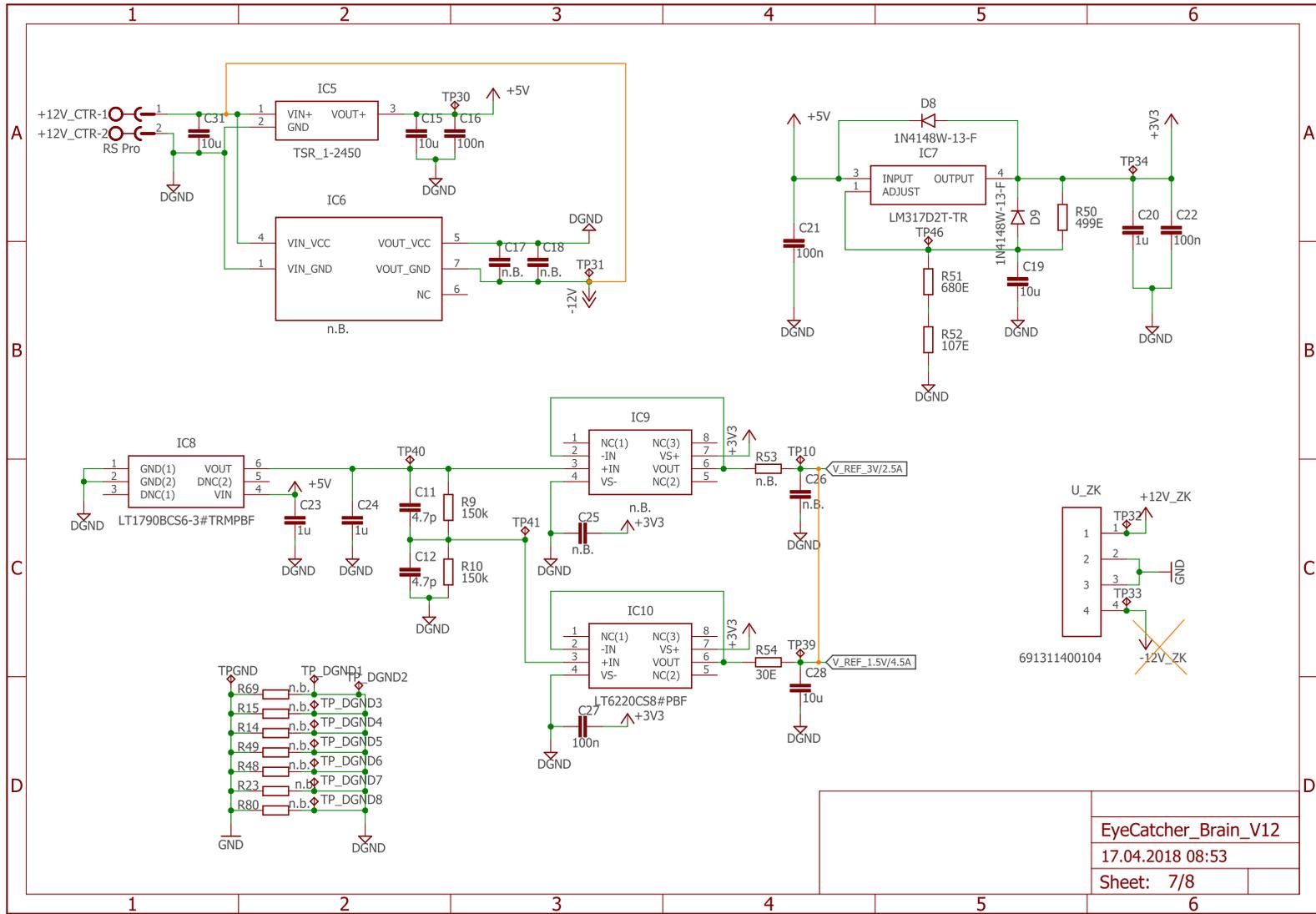
85

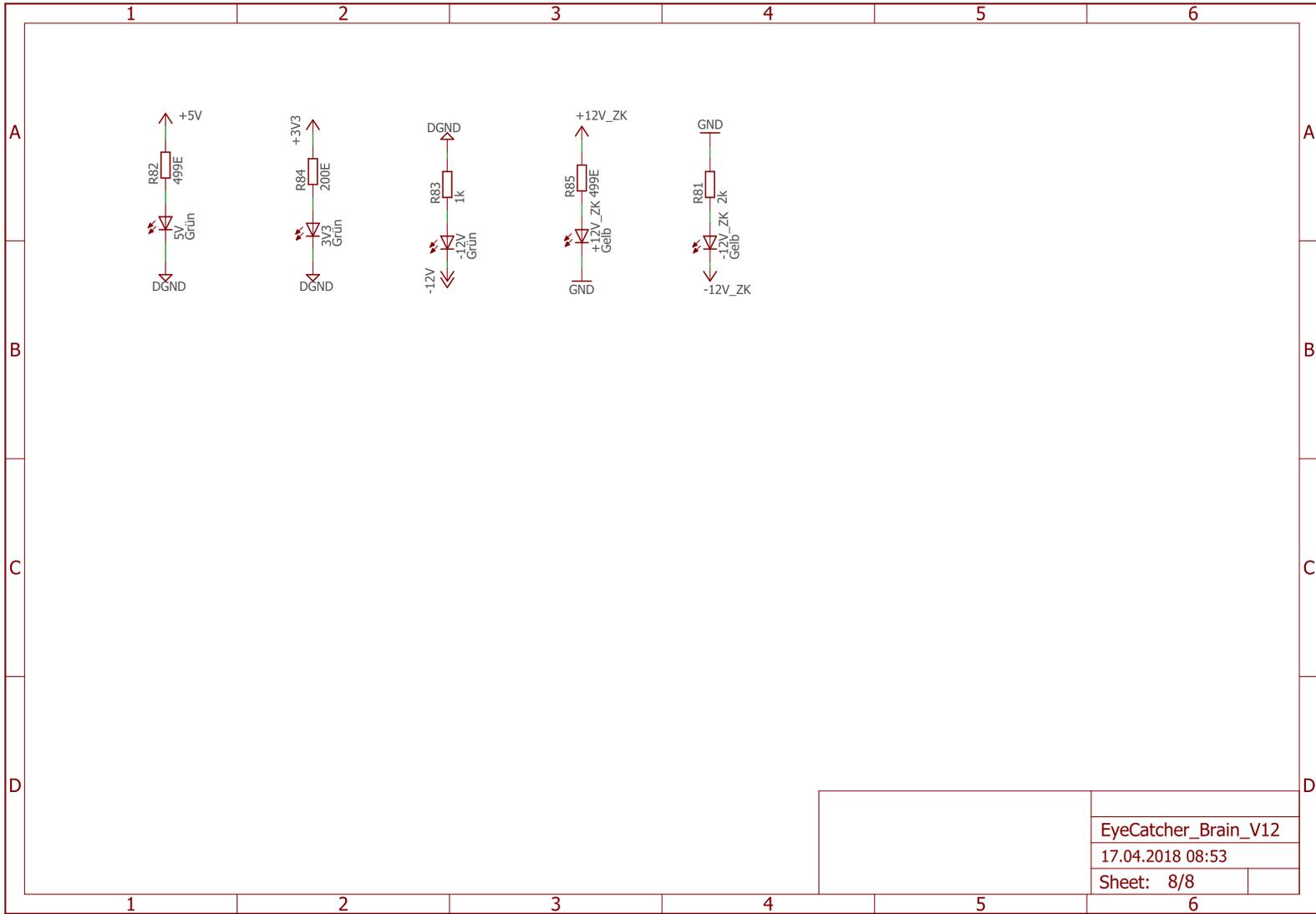


EyeCatcher_Brain_V12
17.04.2018 08:53
Sheet: 5/8

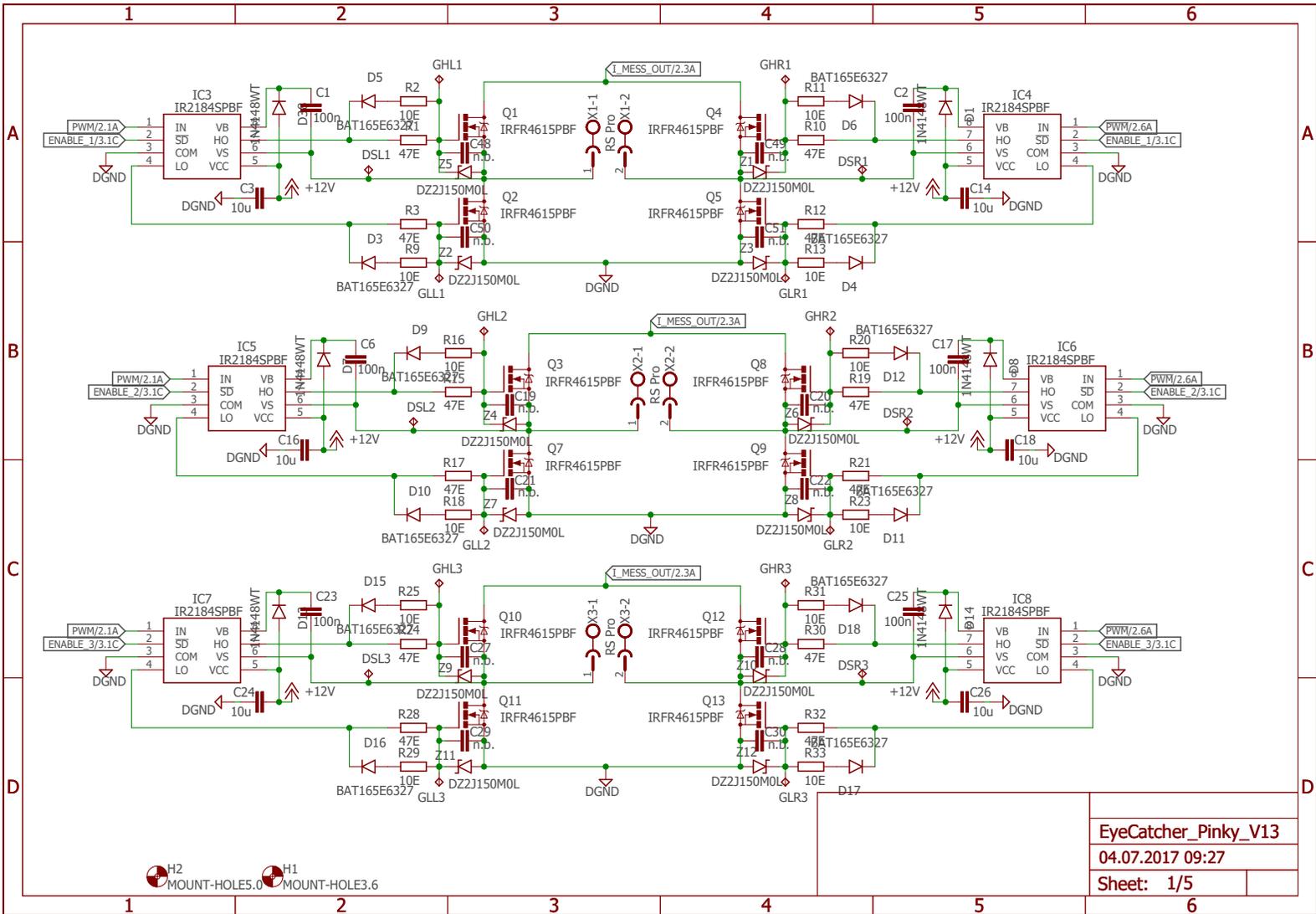


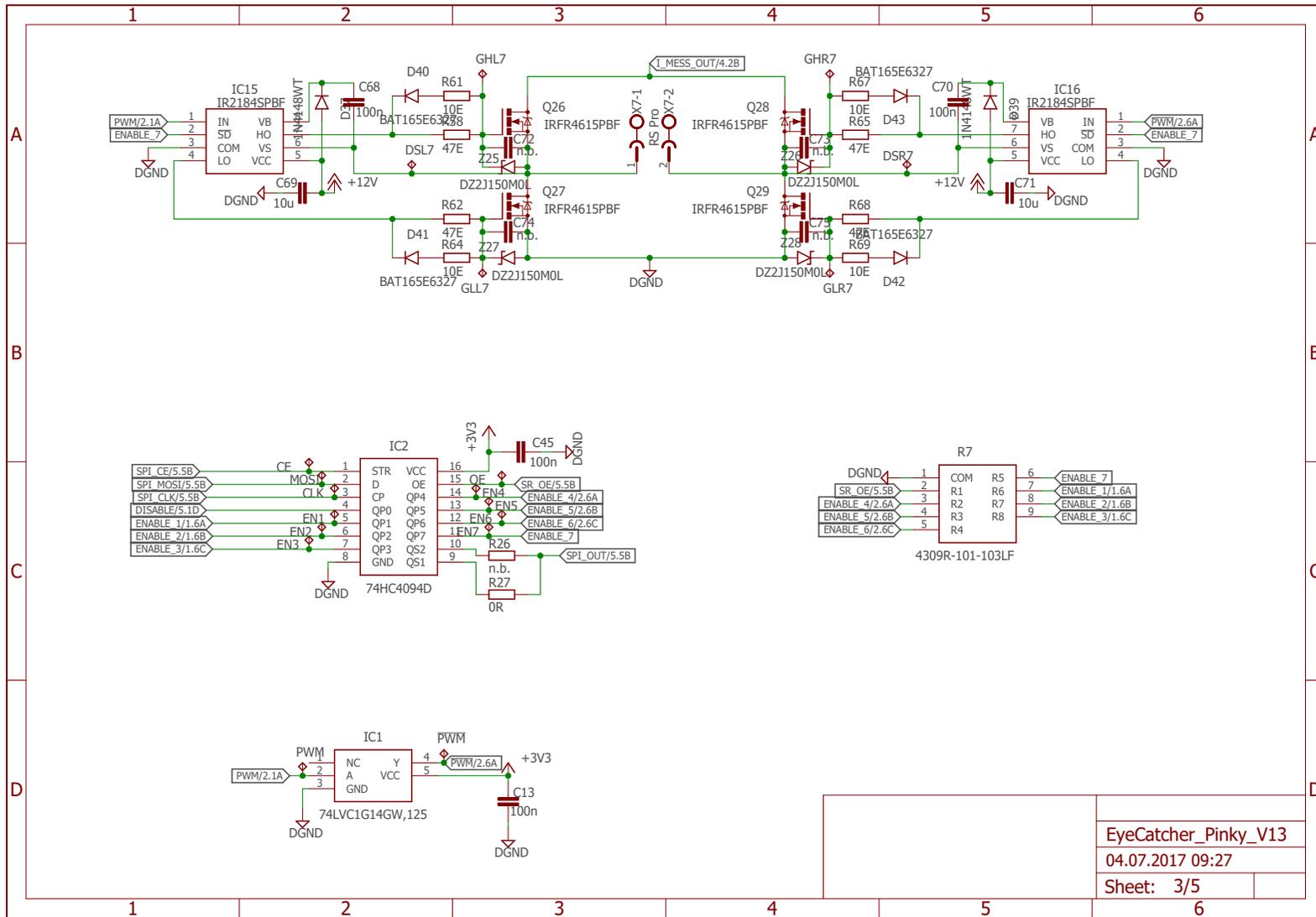
EyeCatcher_Brain_V12
17.04.2018 08:53
Sheet: 6/8



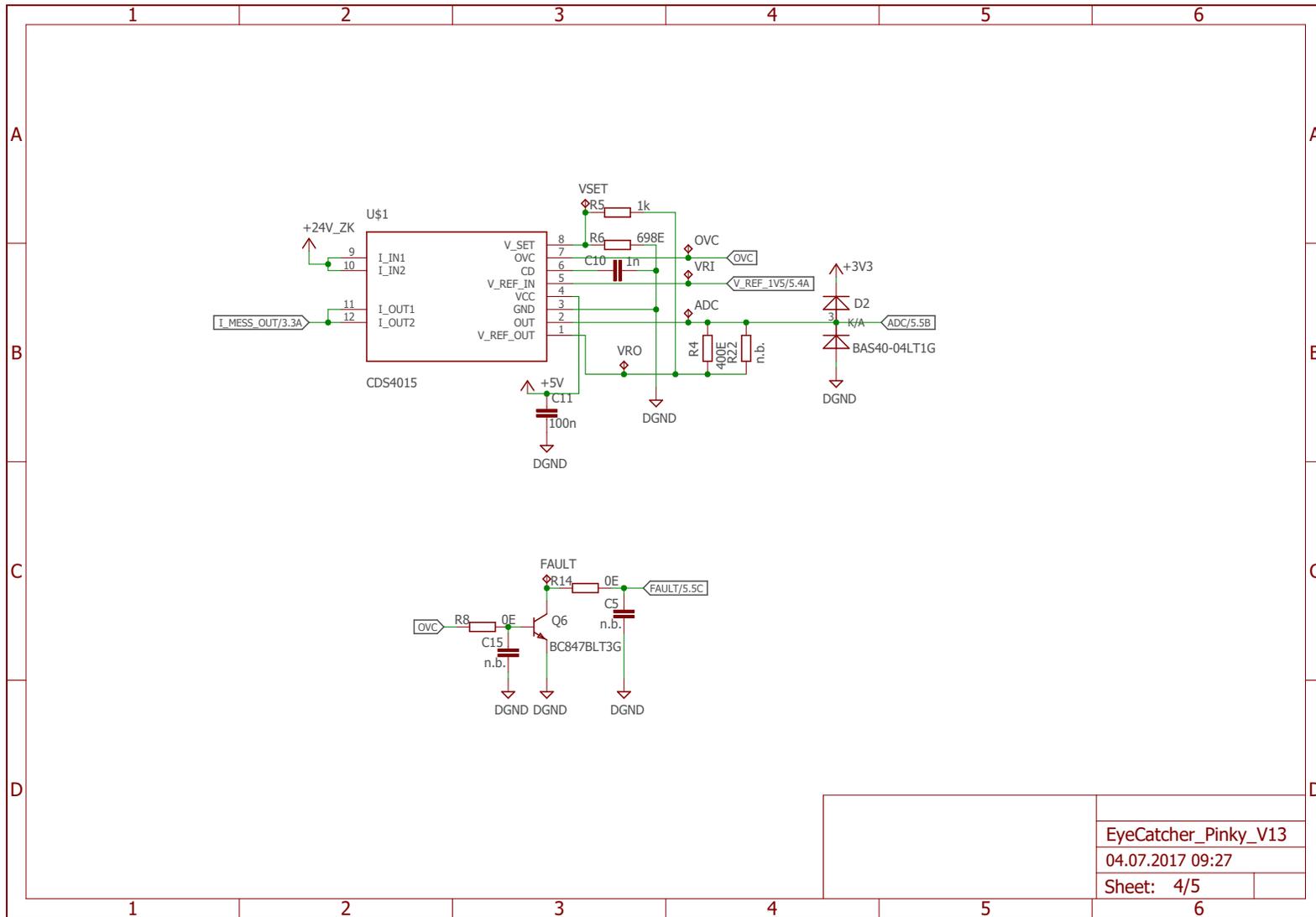


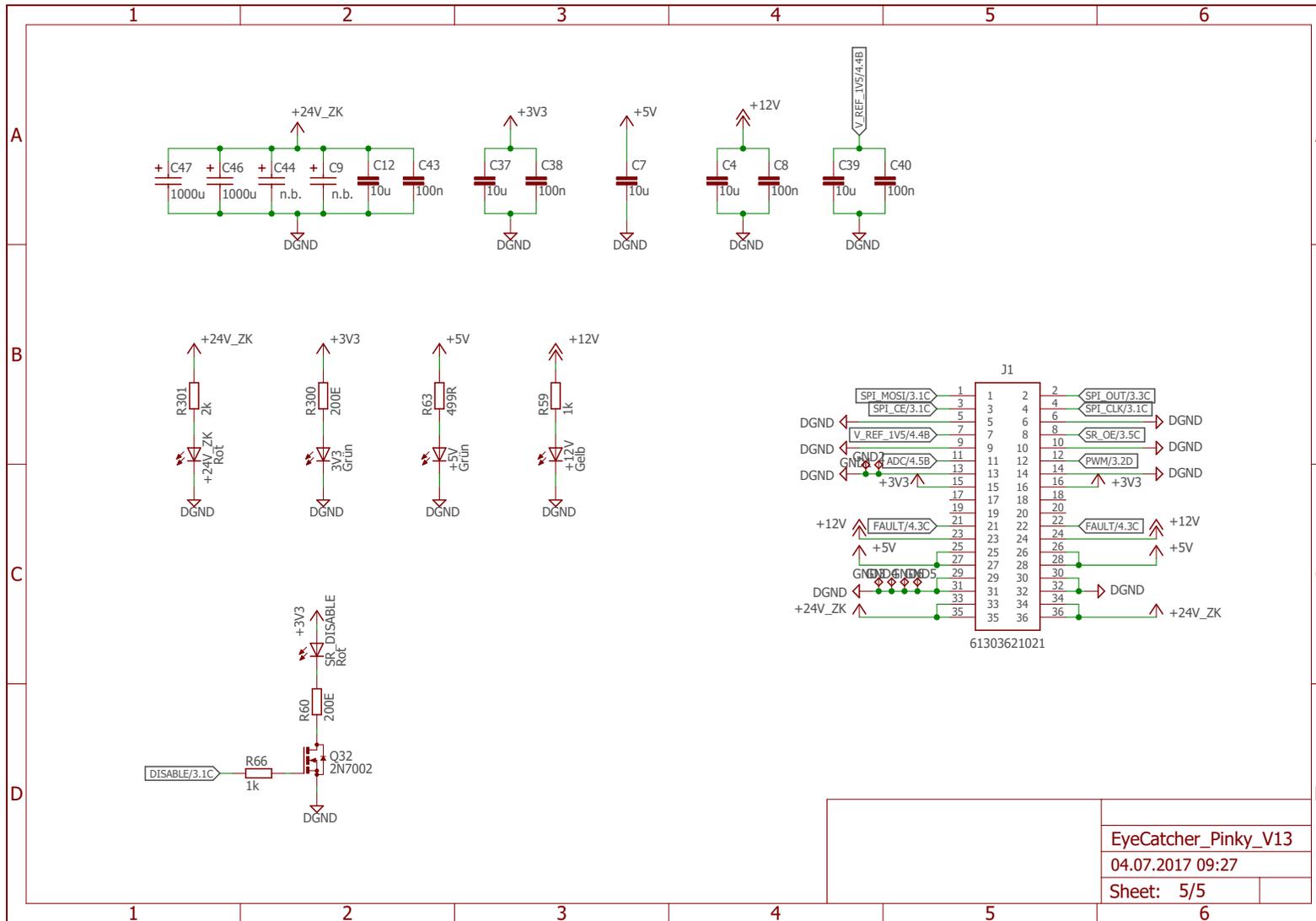
7.3 Schaltplan Leistungselektronik Platine





EyeCatcher_Pinky_V13	
04.07.2017 09:27	
Sheet:	3/5





EyeCatcher_Pinky_V13
 04.07.2017 09:27
 Sheet: 5/5

ABBILDUNGSVERZEICHNIS

1.1	Mechanischer Gesamtaufbau des Motors mit Motorgehäuse (1), Planeten (2), Sonne (3), Stator (4), Spulen (5) und Elektronikgehäuse (6)	2
2.1	Übersicht über das Reluktanzmodell des Motors.	4
2.2	FEM-Simulation des Motors.	5
2.3	Beschreibung der Flussröhren für das Reluktanzmodell.	6
2.4	Reluktanzmodell des Motors.	7
2.5	Berechnung der Kraft auf den Planeten.	9
2.6	Kraftangriffspunkte auf den Planeten.	9
2.7	Skizze zur Berechnung der Richtung der Kraftvektoren.	11
2.8	Schaltungs-Topologie: Buck-Konverter mit kurzgeschlossenem Ausgang.	13
2.9	Schaltungs-Topologie: Zwischenkreis mit zwei Netzgeräten.	14
2.10	Schaltungs-Topologie: Vollbrücke.	14
3.1	Zuordnung der Leistungselektronik zu den Spulen	17
3.2	Aufteilung der Funktionen auf Leiterplatten.	18
3.3	Foto des Motherboards.	18
3.4	Foto der Leistungselektronik Leiterplatte.	19
3.5	Zusammenbau des Motherboards und der Leistungselektronik Platine.	19
3.6	Übersicht über die Spannungsversorgungen.	20

3.7	Übersicht über die Leistungselektronik-Platine.	21
3.8	Stromaufteilung und Stromrippelverlauf im Zwischenkreis.	22
3.9	Schaltplan der Schieberegister.	23
3.10	Stromverlauf in der Spule und im Stromsensor.	25
3.11	Schaltplan der Strommessung.	25
3.12	Schaltplan der Vollbrücke.	25
3.13	Dynamische Modell des MOSFETS [9].	28
3.14	Schaltverhalten des MOSFET's bei 5/13A Spulenstrom.	29
3.15	Schaltverhalten des MOSFET's bei 8/21A Spulenstrom.	29
3.16	Schaltplan des 5V Spannungsreglers.	30
3.17	Schaltplan des 3,3V Spannungsreglers.	31
3.18	Schaltplan des 1,5V Referenzspannung.	32
3.19	Schaltplan der Sicherheitsabschaltung.	34
3.20	RS-Flipflop mit NOR-Gattern.	34
3.21	Schaltplan des Schieberegisters.	36
3.22	Übersicht über die TCP/IP Verbindung.	37
3.23	Schaltplan der externen Positionserfassung.	38
3.24	Konzeptzeichnung des mechanischen Aufbaues für die externe Positionserfassung.	38
4.1	Änderung des Luftspaltes in Abhängigkeit von der Position der Planeten.	40
4.2	Bezeichnungskonvention im statorfesten $\alpha\beta$ -Bezugssystem.	42
4.3	Strom- und Spannungsverlauf in einer idealen Sensor-Spule.	43
4.4	Identifikation der positionsabhängigen Induktivität ohne Momentenbildende-Spule.	43
4.5	Aufzeichnung der positionsabhängigen Induktivität ohne Momentenbildende-Spulen.	44
4.6	Einteilung der Messwerte in diskrete Sektoren.	45
4.7	Finden der Lösungsfunktion für $\varphi_P = f(L)$	46

4.8	Identifikation der positionsabhängigen Induktivität ohne Momenten bildende Spule für alle Spulen.	47
4.9	Identifikation der positionsabhängigen Induktivität ohne Momentenbildende-Spule für die Spule 4.	48
4.10	Identifikation der positionsabhängigen Induktivität ohne Momentenbildende-Spule für die Spule 22.	49
4.11	Koeffizienten des Polynoms $\varphi_{P,i} = a_i + b_i L + c_i L^2, i = 1 \dots 42$	50
4.12	Verifikation der Identifikationsaufgabe.	57
4.13	Wahrscheinlichkeitsdichte Funktion des Fehlers.	58
4.14	Übersicht über die sensorlose Positionsbestimmung.	58
4.15	Messergebnisse für den Beobachter der Gruppe 1 für eine volle Umdrehung der Planeten.	59
4.16	Messergebnisse für den Beobachter der Gruppe 1 für die ersten 11 Spulen.	60
4.17	Eindeutige Positionsbestimmung aus der nicht bijektiven Funktion $\varphi_P = f(L)$. . .	61
4.18	Messung der Induktivität pro Spule zum Auffinden der Start-Position	61
4.19	Einteilung in Bereiche für das Auffinden möglicher Kandidaten mit Nahbereich (1), Normalbereich (2) und ungültiger-Bereich (3).	61
5.1	Übersicht über das Regelungskonzept.	63
5.2	Elektrisches Modell für den Stromregler.	64
5.3	Gesamtübersicht des Stromreglers.	64
5.4	Vergleich der Übertragungsfunktionen im s- und q-Bereich.	65
5.5	Bodediagramm des offenen Regelkreises $L(j\Omega)$	68
5.6	Sprungantwort des geschlossenen Regelkreises.	69
5.7	Messergebnisse zur Verifizierung des Stromreglers.	70
5.8	Bodediagramm des PIDT1-Drehzahlreglers.	71
5.9	Gesamtübersicht des Drehzahlreglers.	72
5.10	Messergebnisse des Drehzahlreglers mit dem Encoder für die Positionserfassung. . .	74

5.11 Messergebnisse des Drehzahlreglers mit dem Inform-Verfahren für die Positionserfassung.	75
7.1 Mechanischer Gesamtaufbau des Motors mit Motorgehäuse (1), Planeten (2), Sonne (3), Stator (4), Spulen (5) und Elektronikgehäuse (6)	80
7.2 Übersicht über die mechanischen Komponenten des Motors	80

TABELLENVERZEICHNIS

3.1	Verwendung der unterschiedlichen Spannungslevel.	19
3.2	Technische Daten des MOSFET's IRFR4615PBF.	26
3.3	Technische Daten des MOSFET-Treibers IR2184SPBF.	27
4.1	Liste der möglichen Kandidaten für das Auffinden der Start-Position	55
4.2	Liste der möglichen Kandidaten nach der Nachbarsumme	56

LITERATURVERZEICHNIS

- [1] PRECHTL, A.: *Vorlesung über die Grundlagen der Elektrotechnik Band 2*. Springer Verlag, 1995
- [2] DONCKER, R. D. ; DUCO, W.J. P. ; VELTMAN, A.: *Advanced Electrical Drives*. Springer Verlag, 2011
- [3] VDI-GES.: *Planetengeräte eine leistungsfähige Komponente der Antriebstechnik*. VDI-Verlag, 1988
- [4] SCHRÖDL, M. ; WEINMEIER, P.: Sensorless control of reluctance machines at arbitrary operating conditions including standstill. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* Bd. 9, TU Wien, 1994, S. 225–231
- [5] KEMMETMÜLLER, W. ; GLÜCK, T. ; STEINBÖCK, A.: Fortgeschrittene Methoden der Modellbildung, TU Wien, ACIN, 2014
- [6] PRECHTL, A.: *Elektrodynamik*, TU Wien, 2012
- [7] ERTL, H.: *Leistungselektronik und Stromrichtertechnik*, 2009
- [8] TIETZE, U. ; SCHENK, C. ; GAMM, E.: *Halbleiter-Schaltungstechnik*. Springer Vieweg, 2016
- [9] BERTAGNOLLI, E.: *Elektronische Bauelemente*, 2013
- [10] KUGI, A.: *Automatisierung*. 2015
- [11] DOBLINGER, G.: *Zeitdiskrete Signale und Regelungssysteme*. J. Schlembach Fachverlag, 2010
- [12] KEMMETMÜLLER, W. ; KUGI, A.: *Regelungssysteme 1*, TU Wien, ACIN, 2015

Eidesstattliche Erklärung

Hiermit erkläre ich, dass die vorliegende Arbeit ohne unzulässige Hilfe Dritter und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel angefertigt wurde. Die aus anderen Quellen oder indirekt übernommenen Daten und Konzepte sind unter Angabe der Quelle gekennzeichnet. Die Arbeit wurde bisher weder im In- noch im Ausland in gleicher oder in ähnlicher Form in anderen Prüfungsverfahren vorgelegt.

Wien, am 23.05.2018

Schauer Andreas