

Bachelorarbeit zur Erlangung des akademischen Grades
Bachelor of Engineering (B. Eng.)

Entwicklung, Aufbau und Inbetriebnahme einer Schrittmotorsteuerung

Hochschulbetreuer: Prof. Dr.-Ing. habil. Jörg Grabow
Mentor: Dipl.-Ing. (FH) Stefan Franke

Eingereicht am: 11. März 2014

von: Henry Pohl

Datum der Themenausgabe: 16.01.2014

Studiengang: Mechatronik (Ba.)

Matrikelnummer: 633 430

Ort, Datum: Jena, 11. März 2014

Inhalt

Inhalt	II
Abkürzungsverzeichnis	III
1 Aufgabenstellung	1
1.1 Antrieb	2
1.2 Kommunikation	2
2 Grundlagen	3
2.1 Schrittmotor	3
2.1.1 Aufbau und Funktion	5
2.1.2 Ansteuerung	7
2.2 Motortreiber	8
2.3 Buck-Converter	10
2.4 I ² C	10
3 Hardware-Realisierung	13
3.1 Mikrocontroller	13
3.2 H-Brücke	14
3.3 Pegelwandler	16
3.4 Spannungsversorgung	19
4 Software-Realisierung	20
4.1 Schrittgenerierung	20
4.2 Stromregelung	21
4.2.1 Theoretische Vorbetrachtung	22
4.2.2 Praktische Umsetzung im Controller	27
4.3 Kommunikation-I ² C	27
Literaturverzeichnis	V
Abbildungsverzeichnis	VI
Tabellenverzeichnis	VII
Anhang	
A Motordrehung	VIII

Abkürzungsverzeichnis

ADC	Analog-Digital-Converter
ARM	Advanced-RISC-Machines
AVR	Advanced-Virtual-RISC
DMS	Dehnungsmessstreifen
FAULT	Überstromschutz
GVDD	Gatespannung
I ² C	Inter-Integrated Circuit
IC	integrierte Schaltung
IDE	integrierte Entwicklungsumgebung
IGBT	Insulated-gate bipolar transistor
IO	Input-Output
ISP	In-System-Programing
JTAG	Joint-Test-Action-Group
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor
OTW	Übertemperaturschutz
PM	Permanentmagnet
PVDD	Spannung des Leistungsteils
PWM	Puls-Weiten-Modulation

TI Texas Instrument

VDD Versorgungsspannung

1 Aufgabenstellung

Im Rahmen eines Projektes wurde ein Aufbau entwickelt und konstruiert, der eine Dehnungsmessung an einem Implantat für Knochenbrüche möglich macht. In Abbildung 1.1 ist dieser Messaufbau dargestellt. Das Implantat wird in dem Aufbau eingespannt und mittels eines Linearantriebes und einem Schrittmotor kontrolliert elastisch verformt. Durch eine Vierletermessung mit vier Dehnungsmessstreifen (DMS) am Implantat wird die eingeprägte Kraft ermittelt. In Abbildung 1.2 ist eine Übersicht über den Informationsverlauf der verschiedenen Abschnitte dargestellt. In der vorliegenden Arbeit wird die Entwicklung und der Aufbau der Schrittmotorsteuerung behandelt.

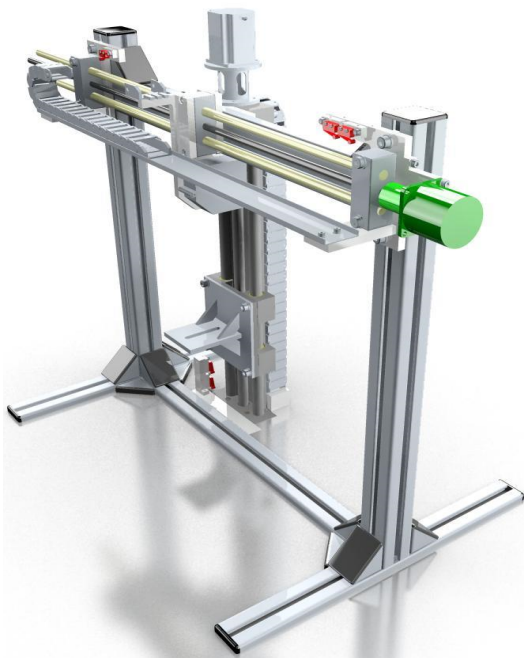


Abbildung 1.1: Computergrafik des Messstandes, erstellt von Christoph Heinemann

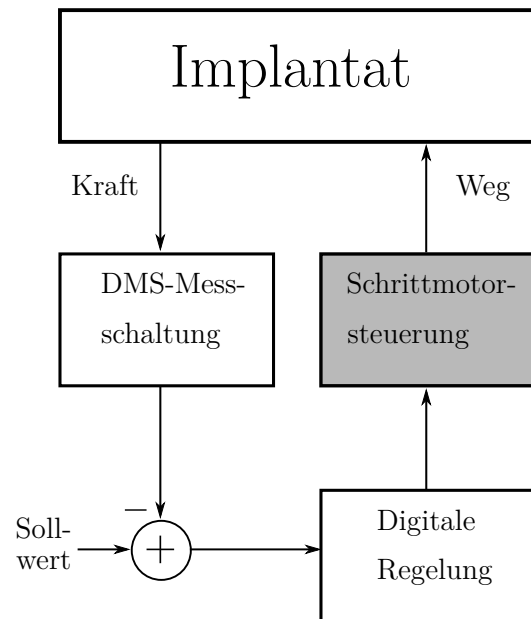


Abbildung 1.2: Informationsverlauf des Messaufbaus

1.1 Antrieb

Zur Kraftübertragung wird eine Kombination aus einem Schrittmotor und einem Linearantrieb verwendet. In Tabelle 1.1 sind die Eigenschaften der vorhandenen Schrittmotoren gegenübergestellt. Der Schrittmotor für die vertikale Richtung besitzt ein höheres Drehmoment, da dieser relevant für die Kraftregelung ist. Das maximale Moment ist 1,7 Nm und besitzt einen maximalen Phasenstrom von 4,2 A_{eff}. Der Motor für die horizontale Richtung ist kleiner, besitzt ein geringeres Drehmoment von 0,59 Nm und einen Phasenstrom von 0,6 A.

Tabelle 1.1: Motoreigenschaften, (Datenblatt im Anhang + Infos von JenAT)

	Motor 1 (vertikale Richtung)	Motor 2 (horizontale Richtung)
Impedanz/Phase	0,5 Ω	20 Ω
Induktivität/Phase	1,6 mH	38 mH
max. Strom/Phase	4,2 A _{eff}	0,6 A
Spannung	2,1 V	12 V
Haltemoment	1,7 Nm	0,59 Nm
Rastmoment	0,1 Nm	-

Die Spindel für die vertikale Achse hat eine Steigung von 4 mm, die für die horizontale Achse besitzt 2 mm Steigung (siehe Tabelle 1.2).

Tabelle 1.2: Spindeleigenschaften

	Spindel 1 (vertikale Richtung)	Spindel 2 (horizontale Richtung)
Hersteller	IGUS	unbekannt
Bezeichnung	SLW 2080	unbekannt
Steigung	4 mm	2 mm
Wellen- durchmesser	18 mm	10 mm

1.2 Kommunikation

Die Kraftregelung (Bild 1.2) besteht aus drei Teilbereichen: der DMS-Messschaltung, dem Kraftregler und der Motorsteuerung. Die Messschaltung und die Kraftregelung wird unter anderem mit Atmel Mikrocontrollern durchgeführt. Um einen Datenaustausch zwischen den Controllern gewährleisten zu können, wurde eine Kommunikation über einen Inter-Integrated Circuit (I²C) Datenbus festgelegt.

2 Grundlagen

2.1 Schrittmotor

Der Schrittmotor hat, wie die meisten anderen elektrischen Motoren, einen Stator und einen Rotor. Die Funktionsweise ist anders als bei Gleichstrommotoren, diese entspricht einem zweiphasigen Synchronmotor und einem AC-Servomotor. Die Schrittmotoren teilen sich in drei Unterkategorien auf. Diese sind der Reluktanzschrittmotor, der Permanentmagnet (PM)-Schrittmotor und eine Kombination aus beiden, dem sogenannten Hybrid-Schrittmotor. Wichtige Kenngrößen sind in Tabelle 2.1 aufgelistet.

Tabelle 2.1: Kenngrößen eines Schrittmotors [1]

Kenngröße	Erläuterung
Phasenzahl	gibt an wie viele Phasen ein Schrittmotor besitzt
Phasenstrom	ist der Strom einer Phase beim Nennmoment des Motors
Schrittwinkel	Auflösung eines Motors ohne elektronische Zusatzmaßnahmen
Haltemoment	gibt das maximale Drehmoment einer Drehzahl von $0 \frac{rad}{s}$ an
maximale Drehmoment	gibt das maximale Drehmoment bei einer Drehzahl von $> 0 \frac{rad}{s}$ an
Wicklungswiderstand	beschreibt den ohmschen Widerstand einer Phase
Wicklungsinduktivität	beschreibt die Größe der Induktivität einer Phase

Der Rotor von Reluktanzmotoren besteht aus gezahntem Weicheisen, der Stator aus Elektromagneten. Diese Motoren nutzen das Prinzip der geringsten magnetischen Kapazität zur Erzeugung der Drehbewegung. Nachteil ist, dass im stromlosen Zustand kein Rastmoment erhalten bleibt und das Drehmoment geringer ist als bei einem PM-Schrittmotor.

Der PM-Schrittmotor besitzt als Rotor einen Permanentmagnet und im Stator, wie der Reluktanzmotor, Elektromagnete. Im spannungsfreien Zustand bleibt ein Rastmoment erhalten.

Der Hybrid-Schrittmotor vereint die Eigenschaften beider Motorarten. Der Rotor besteht aus Permanentmagneten und besitzt zusätzlich einen Zahnkranz aus Weicheisen.

Des Weiteren wird unterschieden zwischen unipolaren und bipolaren Ausführungen mit vier, sechs oder acht Anschlüssen.

Reine unipolare Schrittmotoren besitzen 6 Anschlüsse. Zu einer Phase gehören jeweils drei Leitungen, eine zum Spuleneingang, eine zum Spulenausgang und eine zum Mittelabgriff. Der Vorteil von unipolaren Schrittmotoren ist, dass diese mit zwei halben H-Brücken angesteuert werden können. Die Erklärung einer H-Brücke erfolgt im Kapitel 2.2 im Zusammenhang mit dem Motortreiber. Nachteil ist, dass durch den Mittelabgriff nicht an der ganze Spule ein Strom fließt damit und das Drehmoment geringer ist.

Bei bipolaren Schrittmotoren existiert kein Spulenmittelabgriff, im Betrieb wird die gesamte Spule mit Strom durchflossen. Ein Nachteil ist, dass zwei H-Brücken für die Ansteuerung notwendig sind, was einen erhöhten Schaltungsaufwand zur Folge hat. Weiter sind bipolare Schrittmotoren auch mit acht Anschlüssen erhältlich. Diese ermöglichen auch einen unipolaren Betrieb. Es befinden sich insgesamt vier Phasen im Schrittmotor, die Anordnung entspricht dem eines Zwei-Phasen-Schrittmotors. Pro Phase sind zwei Anschlüsse vorgesehen, die eine serielle oder eine parallele Verschaltung ermöglichen. Ebenso ist die Konnektierung für einen unipolaren Betrieb möglich. Die serielle Beschaltung erhöht die Induktivität und ermöglicht bei kleinem Phasenstrom ein höheres Moment aber mit geringerer maximal Drehzahl. Die parallele Beschaltung ist für hohe Drehzahlen vorgesehen, die Induktivität sinkt aber der Strom muss, für das gleiche Haltemoment einer seriellen Verschaltung, doppelt so groß sein.

2.1.1 Aufbau und Funktion

Wie oben beschrieben, bestehen PM-Schrittmotoren aus einem Rotor und einem Stator, in Abbildung 2.1 ist ein prinzipieller Aufbau dargestellt. Im Stator befinden sich die Spulen zur Erzeugung des elektromagnetischen Feldes, wonach sich der Rotor ausrichtet. Im spannungslosen Zustand hat der Schrittmotor schon eine Vorzugsposition, in der die Dauermagneten mit den Statorspulen den magnetischen Kreis schließen. Dieses bestehende Drehmoment wird Rastmoment genannt. Liegt

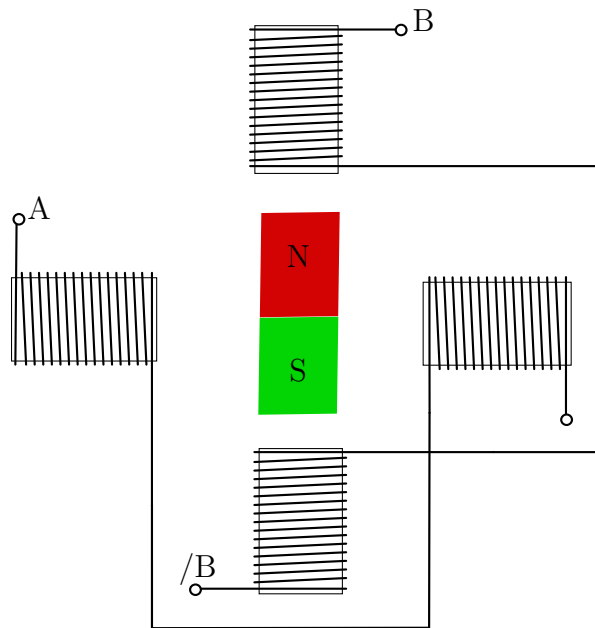


Abbildung 2.1: Prinzipaufbau eines zweiphasigen PM-Schrittmotors

an der Spule eine Spannung an, wird ein Magnetfeld erzeugt, welches ein Nord- und Südpol ausbildet. Nach diesem Feld richtet sich der Rotor aus und bildet das Haltemoment.

Im Anhang in Abbildung A.1 ist eine Motordrehung, im Uhrzeigesinn, dargestellt. Werden die Spulen sukzessiv durchgeschaltet entsteht ein sich drehendes Magnetfeld. Der Drehwinkel α , den ein PM-Schrittmotor pro Schritt macht, hängt von der Anzahl der Polpaare p ab

$$\alpha = \frac{360^\circ}{2 \cdot p}.$$

Die meisten PM-Schrittmotoren besitzen 100 Polpaare und haben einen Schrittwinkel von $1,8^\circ$. Die Schrittauflösung ist durch die Polpaarzahl des Rotors begrenzt. In Abbildung A.1 beträgt diese 90° .

Wichtige Eigenschaften von Schrittmotoren sind zum einen das Haltemoment und zum anderen das maximale Drehmoment sowie die maximale Drehzahl. Wenn bei einem Schrittmotor die Spulen permanent unter Spannung stehen, entsteht keine Drehbewegung. Die Permanentmagnete richten sich dem Magnetfeld aus und verbleiben in dieser Position. Wird jetzt an der Motorwelle ein Drehmoment angelegt, hält die Welle so lange ihre Position bis das Drehmoment das maximale Haltemoment M_{\max} übersteigt und der Rotor sich schlagartig dreht. Kurz vor dem Zeitpunkt der Schrittausführung entspricht das Lastmoment dem maximalen Haltemoment M_{halt} . Dieser Zusammenhang ist auch in Abbildung 2.2 zu sehen.

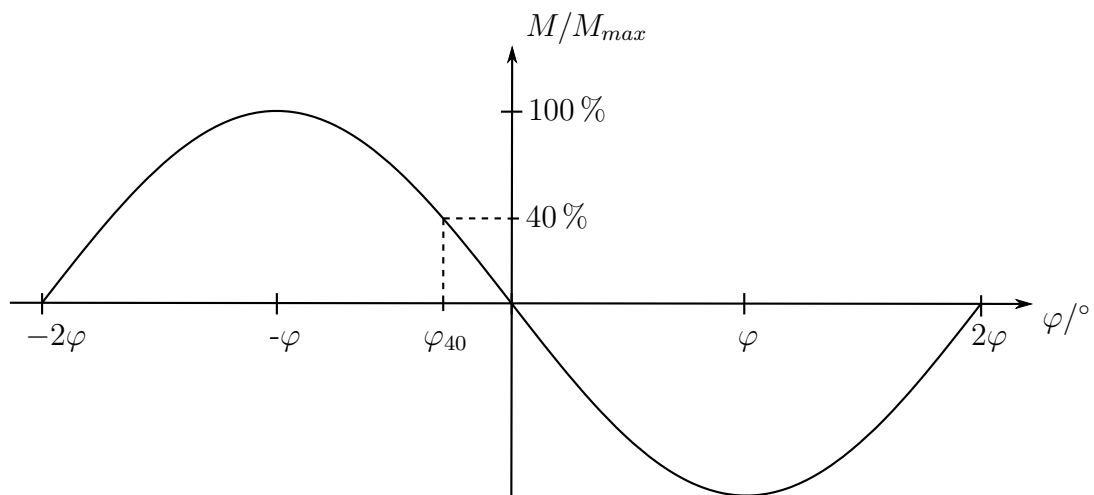


Abbildung 2.2: Haltemomenten-Kennlinie

Das Drehmoment hingegen ist von der Drehzahl des Motors abhängig, dieses ist meist kleiner als das Haltemoment und sinkt mit steigender Drehzahl. In Abbildung 2.3 ist beispielhaft eine Drehmomenten-Kennlinie dargestellt.

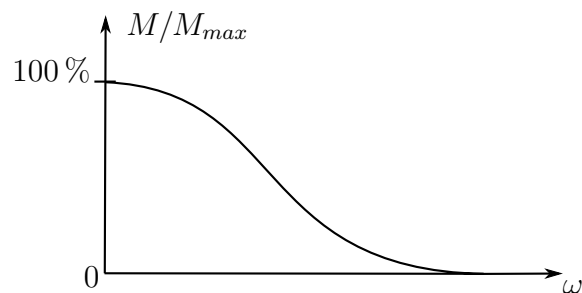


Abbildung 2.3: Drehmoment-Kennlinie

Ein zusätzlicher Zusammenhang zwischen Dreh- und Haltemoment ist der Schritt-winkelfehler. Angenommen im Arbeitspunkt beträgt das anliegende Lastmoment 40%

des Haltemomentes, so entsteht der Schrittwinkelfehler φ_{40} , der je nach Drehrichtung positiv oder negativ ist (siehe Abbildung 2.2).

2.1.2 Ansteuerung

Ein Schrittmotor kann nicht selbständig an der Spannungsversorgung betrieben werden. Er muss immer über eine elektronische Schaltung gesteuert werden. Ein Schrittmotor hat den Vorteil, dass ein Eingangsimpuls äquivalent einem Schritt einspricht. Dies begünstigt vor allem die Ansteuerung durch Mikrocontroller und Logikgatter. Die einfachste Ansteuerung ist das schrittweise Durchschalten der Phasen, was dem Vollschrittbetrieb entspricht. In Tabelle 2.2 sind die Phasen-Pegel dargestellt.

Schritt	A	/A	B	/B
0	H	L	H	L
1	L	H	H	L
2	L	H	L	H
3	H	L	L	H

Tabelle 2.2: Phasen-Pegel im Vollschrittbetrieb; H-High (VCC), L-Low (GND)

Neben dem Vollschrittbetrieb existiert noch der Halbschrittbetrieb, der ebenfalls ohne viel Aufwand in der Ansteuerung realisiert werden kann (siehe Tabelle 2.3).

Schritt	A	/A	B	/B
0	H	L	H	L
1	L	L	H	L
2	L	H	H	L
3	L	H	L	L
4	L	H	L	H
5	L	L	L	H
6	H	L	L	H
7	H	L	L	L

Tabelle 2.3: Phasen-Pegel im Halbschrittbetrieb; H-High, L-Low

Es existieren noch weitere Unterteilungen des Schrittwinkels: Viertel-, Achtel-, Sechzehntel- und bis zu Vierundsechzehntel-Schrittbetrieb. Diese Modi sind dann nur über die Anpassung des Phasenstroms realisierbar und entsprechen dem AC-Servoprinzip.

2.2 Motortreiber

Der Motortreiber ist der Leistungsverstärker in einer Schrittmotorsteuerung und befindet sich zwischen Motor und Ansteuerlogik. Je nach verwendetem Motor sind zwei oder mehr elektronische Schalter (Transistoren, Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor (MOSFET) oder Insulated-gate bipolar transistor (IGBT)) notwendig. Am Messaufbau werden bipolare PM-Schrittmotoren verwendet, dass heißt es werden zwei H-Brücken mit je vier MOSFETs benötigt. In Abbildung 2.4 sind zwei Vollbrücken mit zwei Motorwicklungen dargestellt.

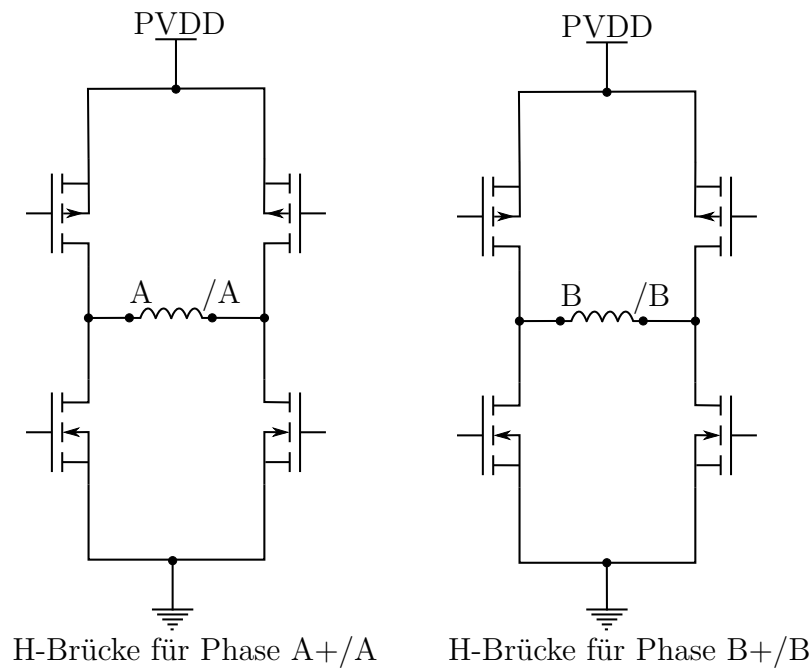


Abbildung 2.4: MOSFET-Endstufe mit Motorwicklung

Wenn ein Schrittmotor angesteuert wird, werden die MOSFETs nach Tabelle 2.2 oder 2.3 durchgeschaltet. Beim Übergang zwischen den Schritten befinden sich noch Ladungsträger in den FETs. Erfolgt das Umschalten zu schnell wird die Versorgungsspannung PVDD mit Masse kurzgeschlossen und die MOSFETs übertreten ihre maximale Verlustleistung.

Um den Ladungsträgerabbau gewährleisten zu können, ist eine Umschaltzeit einzuplanen. Hier für eignen sich MOSFET-Treiber. Diese sind dafür konzipiert, den Ladungsträgerabbau zu gewährleisten (siehe Abbildung 2.5). Die in der Abbildung gezeichnete Halbbrücke besteht aus N-Kanal MOSFETs (Q3, Q4). Diese werden leitend wenn die Gate-Source-Spannung positiv ist. N-Kanal MOSFETs haben den

Vorteil, dass sie durch ihre Elektronenleitung (P-Kanal sind Löcher leitend) geometrisch kleiner sind als P-Kanal MOSFETs, bei gleichen Belastungseigenschaften. Des Weiteren besitzen sie einen geringeren Übergangswiderstand zwischen Drain und Source. Zwei baugleiche N-Kanal MOSFETs verfügen zudem über identische Schaltzeiten, was kleinere Leckströme beim Umschalten zur Folge hat. P-Kanal MOSFETs weisen durch ihre größeren Übergangswiderstände höhere Schaltzeiten und damit auch erhöhte Leckströme auf.

Wenn MOSFETs mit einer höheren Gate-Spannung als TTL-Pegel betrieben werden müssen, ist eine Bootstrap-Schaltung zu verwenden. Diese erhöht den Pegel der Gate-Spannung über die Versorgungsspannung hinaus [2]. Die Bootstrap-Schaltung erfolgt durch hinzufügen einer Diode (D1) und einem Kondensator (C1) am MOSFET-Treiber (siehe Abbildung 2.5). Im Einschaltmoment lädt sich der Kondensator (C2)

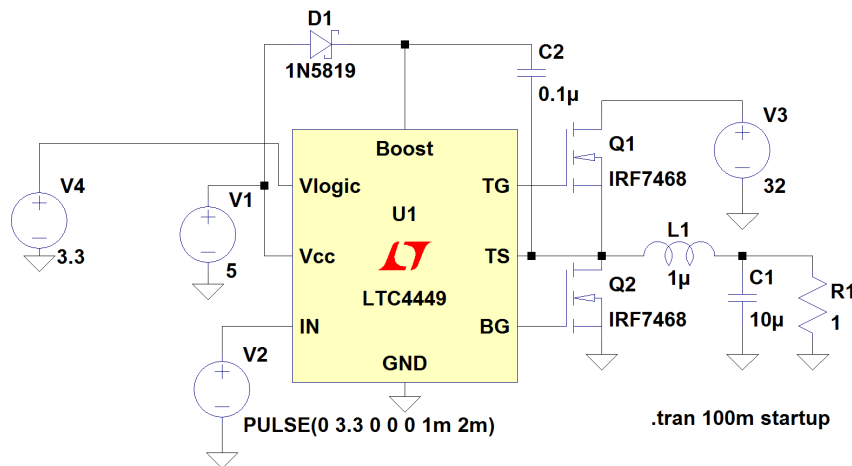


Abbildung 2.5: Halbbrücke mit MOSFET-Treiber und Bootstrap-Schaltung in LT-Spice (vgl. [3])

über die Diode (D1) auf die Spannung $V1 - U_{D1}$ auf. Sobald der erste Impuls des PWM-Signals von V2 den MOSFET (Q1) einschaltet, liegt am Ausgang (TS) die Versorgungsspannung von V3 an. Die Spannung am Boost-Eingang beträgt dann die Summe aus der Spannungsversorgung für den MOSFET-Treiber und der Spannung für den MOSFET ($V1 - U_{D1} + V3$). Durch die Spannungserhöhung am Boost-Eingang wird der TG-Ausgang ebenfalls, durch die interne Verschaltung auf die Spannung angehoben und der MOSFET wird mit erhöhter Gatespannung gesteuert. [4]

2.3 Buck-Converter

Der Buck-Converter oder auch Step-Down-Wandler genannt, wird benutzt um aus einer größeren Gleichspannung eine niedrigere zu erzeugen. Normale Linearregler wandeln die überschüssige Energie in Wärme um, was einen geringen Wirkungsgrad zur Folge hat. Buck-Converter speichern diese Energie in einer Spule zwischen und geben sie zu einem späteren Zeitpunkt wieder ab. Der Wirkungsgrad von Buck-Convertern kann bei über 90% liegen.

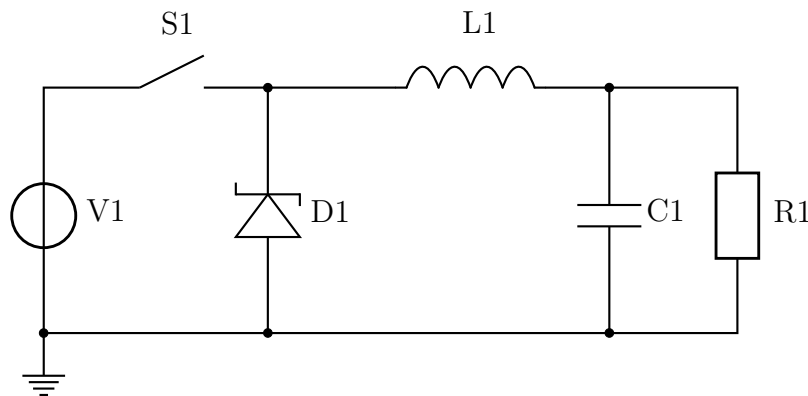


Abbildung 2.6: prinzipielle Schaltung eines Buck-Converters (vgl. [2], S. 13)

In Abbildung 2.6 ist eine prinzipielle Step-Down-Schaltung dargestellt. Bei geschlossenem Schalter S_1 fließt durch die Spule ein Strom, der ansteigt und den Kondensator C_1 auflädt. Die Ausgangsspannung über R_1 entspricht der Spannung an C_1 . Wird nun die Eingangsspannung Null (S_1 offen) wird die Diode leitend und die in der Spule und im Kondensator gespeicherte Energie kann an den Lastwiderstand abgegeben werden. Wenn die Energie in der Ausschaltphase nicht Null wird und vorher eine neue Einschaltphase beginnt, spricht man von Continuous-Mode (kontinuierlichem Betrieb). Wird die Energie Null so ist das der Discontinuous-Mode (Lückenbetrieb). Die Größe der Ausgangsspannung kann mit Hilfe des Tastverhältnisses zwischen Ein- und Ausschaltzeit eingestellt werden. Mit Hilfe der Schaltfrequenz wird das Schwingen und die Überswinghöhe eingestellt [2].

2.4 I²C

I²C ist eine serielle Schnittstelle welche zur Kommunikation zwischen einzelnen Elektronikbauteilen im Jahr 1982 von Philips entwickelt wurde. Wie alle seriellen Bussysteme sollte diese den Bedrahtungsaufwand minimieren. Der Bus benötigt zwei Leitungen, eine Datenleitung (SDA - serial data) und eine Taktleitung (SCL - serial

clock). Für die Hardwarerealisierung benötigt jede Leitung einen Pull-Up Widerstand (R1 und R2). Die Datenleitungen arbeiten bidirektional, wenn keine Kommunikation stattfindet ist der Bus logisch HIGH. Die Ausgänge der Slaves müssen Open-Kollektor oder Open-Drain (Kollektor bzw. Drain Anschluss ist offen), um die eine logische UND-Verknüpfung zu gewährleisten. Es können bis zu 128 Teilnehmer angeschlossen werden (siehe Abbildung 2.7).

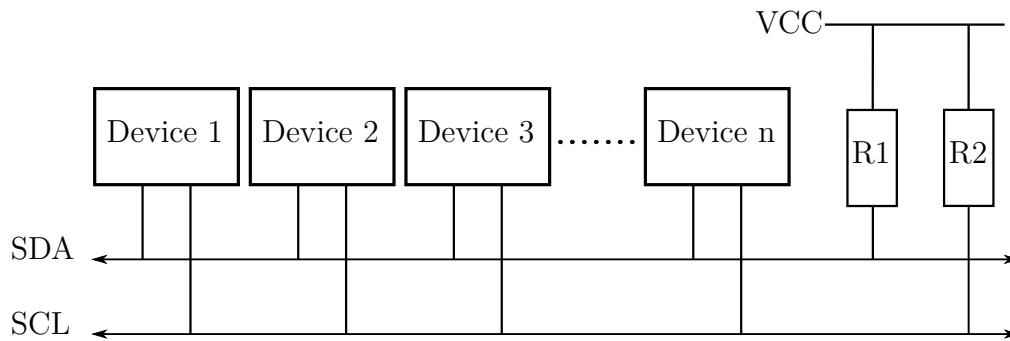


Abbildung 2.7: Beschaltung der Busteilnehmer (vgl. [5], S. 207)

Eine Kommunikation findet immer zwischen einem Master und einem Slave statt und beginnt den Datenaustausch über eine sogenannte START-Condition und beendet ihn mit einer STOP-Condition. Für die Initiierung der Zustände muss die Taktleitung (SCL) logisch HIGH sein. Wenn vom Master die START-Condition initiiert wird, wechselt der Pegel der Datenleitung von HIGH auf LOW und die Slaves vergleichen die vom Master angeforderte Slaveadresse mit ihrer Adresse. Stimmt diese überein, werden die nachfolgenden Daten entgegen genommen oder an den Master gesendet. Ist die Datenübertragung erfolgreich wird die STOP-Condition ausgelöst. Durch das direkte Ansprechen eines Masters auf einen Slave, durch die definierte Slaveadresse kann eine Buskollision durch die Slaves ausgeschlossen werden.

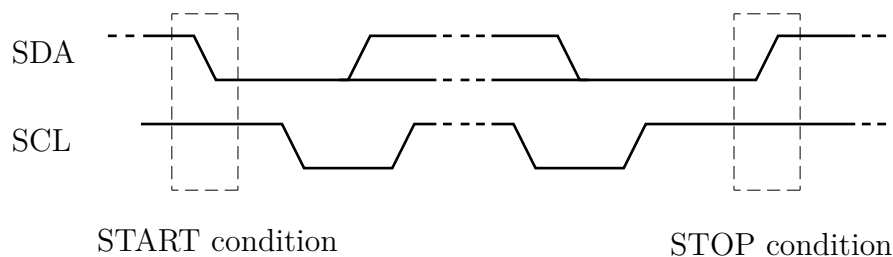


Abbildung 2.8: Zustände der Leitungen für START- und STOP-Condition, (vgl. [6], S. 10)

Das Adresspaket enthält die 7 Bit Slaveadresse und ein READ oder WRITE Bit. Das Ganze wird mit SLA+R/W abgekürzt (siehe Tabelle 2.4). Das Datenpaket beinhaltet die zu sendenden Informationen (siehe Tabelle 2.5). Ein Acknowledge

Bit (Bestätigung) ist in beiden Paketen reserviert. Dieses Bit ermöglicht es dem Empfänger einen erfolgreichen Empfang dem Sender mitzuteilen und ermöglicht das eventuelle Senden neuer Daten.

Tabelle 2.4: Adressbits, mit R/W und Acknowledge (vgl. citeAtmel:Datasheet, S. 209)

SLA+R/W					
Addr MSB			Addr LSB	R/W	ACK
1	2	...	7	8	9

Tabelle 2.5: Datenbits mit Acknowledge (vgl. [5], S. 209)

Data+R/W				
Data MSB			Data LSB	ACK
1	2	...	7	8

Die Taktrate für den I²C-Bus ist bei Atmel Controller auf maximal 400 kHz begrenzt. Für höhere Geschwindigkeiten müssen die Pull-Up Widerstände angepasst werden, da zu große Widerstände die Geschwindigkeit mindern. Es sind folgende Taktraten spezifiziert.

Tabelle 2.6: Weitere Taktraten für den I²C-Bus (vgl. [6], S. 35)

Modus	Geschwindigkeit
Standard Mode	100 kBit/s
Fast Mode	400 kBit/s
Fast Mode+	1 MBit/s
High Speed Mode	3,4 MBit/s
Ultra Fast Mode	5 MBit/s

3 Hardware-Realisierung

Für die Hardwarerealisierung sind verschiedenen Bedingungen zu beachten. Zum einen die Kompatibilität zur Messplatine, zum anderen müssen die Leistungskennndaten der Schrittmotoren und die verfügbare Spannungsversorgung berücksichtigt werden. Weil zwei unterschiedliche Motoren zur Verfügung stehen, werden nur die Kennndaten mit den höheren Leistungskennndaten berücksichtigt. Die Steuerung kann dann auch für den anderen Motor verwendet werden.

3.1 Mikrocontroller

In der vorliegenden Messplatine für die Dehnungsmessstreifen, befindet sich ein Advanced-Virtual-RISC (AVR) ATmega 8-Bit Mikrocontroller von der Firma Atmel. Daher liegt es nahe, auch für die Schrittmotorsteuerung einen solchen Controller zu verwenden. Für die Schrittmotorsteuerung werden neben der I²C Schnittstelle zur Kommunikation, auch zwei Timer benötigt. Die Steuerung des Treiber ICs erfordert sechs Input-Output (IO)-Pins, für die geplante Stromregelung müssen zwei Analog-Digital-Converter (ADC)-Kanäle eingeplant werden. Zur Programmierung muss eine integrierte Entwicklungsumgebung (IDE) und ein Programmiergerät zur Verfügung stehen.

Ein Advanced-RISC-Machines (ARM)-Controller wäre für diese Aufgabe auch geeignet. Sehr viele Hersteller produzieren ARM-Controller und damit auch ihre eigenen Besonderheiten. Der ARM-Controller verfügt über einen größeren Speicher, mehr Peripherie und mehr Rechenleistung. Für die Schrittmotorsteuerung ist keine hohe Komplexität zu erwarten und des Weiteren ist die Einarbeitung in die Architektur sehr zeitaufwendig, daher wird auf einen AVR-Controller zurück gegriffen. Hier liegt ein breites Spektrum von Atmel vor. Ein ARM-Controller wäre für diese Aufgabe auch geeignet. Sehr viele Hersteller produzieren ARM-Controller und damit auch ihre eigenen Besonderheiten. Der ARM-Controller verfügt über mehr einen größeren Speicher, mehr Peripherie und mehr Rechenleistung. Für die Schrittmotorsteuerung ist keine hohe Komplexität zu erwarten und des weiteren ist die Einarbeitung in die

Tabelle 3.1: Mindestanforderungen und Eigenschaften der Mikrocontroller

Eigenschaften	Anforderung	ATmega324P	ATmega8
IO-Pins	9	32	23
I ² C	1	1	1
ADC-Kanäle	2	8	8
Timer	2	3	3
Spannungsversorgung	5 V	1,8 V – 5,5 V	2,7 V – 5,5 V
Programmierschnittstelle	JTAG	JTAG	ISP

Architektur sehr Zeitaufwendig, daher wird auf ein AVR-Controller zurück gegriffen. Hier liegt ein breites Spektrum von Atmel vor.

Eine weitere wichtige Anforderung, ist das Vorhanden sein einer Programmierschnittstelle und eines geeigneten Programmier- und Debugwerkzeuges. Für Atmel Mikrocontroller ist dafür die Joint-Test-Action-Group (JTAG)-Schnittstelle oder ein In-System-Programing (ISP)-Programmer notwendig. In Tabelle 3.1 ist ein Vergleich zwischen den Mindestanforderungen und einer kleinen Auswahl an Mikrocontrollern. Die Übersicht zeigt recht deutlich, dass für die Motorsteuerung theoretisch auch einer der bekanntesten Mikrocontroller von Atmel, der ATmega8, ausreichen würde. Auf Grund von Sammelbestellungen und dem Vorliegen eines In-System-Debuggers wird der angegebene ATmega324P verwendet.

3.2 H-Brücke

Wie in der Einleitung zu Kapitel 3 beschrieben, wird die Schrittmotorsteuerung für die horizontale Fahrrichtung (Motor 1, siehe Tabelle 1.1) dimensioniert. Relevant ist hier der maximale Strom von 4,2 A bei einer Spannung von 2,1 V (nach Rechnung (3.1)). Zur Energieversorgung stehen 24 V und maximal 1 A zur Verfügung. Das heißt, dass eine Stromregelung nach dem Buck-Converter-Prinzip am Motortreiber umgesetzt wird. Um für andere Anwendungen später eine Steuerung zur Verfügung zu haben, sollte der Motor-Treiber (H-Brücke) überdimensioniert werden

$$U_{\text{Phase}} = 4,2 \text{ A} \cdot 0,5 \Omega = 2,1 \text{ V}. \quad (3.1)$$

Für die Schrittmotorsteuerung werden zwei H-Brücken benötigt. Um den Schaltungsaufbau zu minimieren, wird ein integrierte Motortreiber (Texas Instruments: DRV8432) mit zwei H-Brücken von Texas Instrument (TI) benutzt. Der DRV8432 arbeitet mit einer maximale Betriebsspannung von 52 V und kann einen Dauerstrom

von 2 x 7A (2 x 12 A Spitzenstrom) liefern. Der Motor-Treiber kann eine PWM-Frequenz von bis zu 500 kHz verarbeiten. Zusätzlich besitzt der Motortreiber einen einstellbaren Überstromschutz und Selbst-Schutzmechanismen wie Unterspannungsschutz, Übertemperaturschutz (OTW), Überladungsschutz und Überstromschutz (FAULT) [7]. Zur Auswertung wird sowohl für Überstrom als auch für Übertemperatur jeweils ein PIN (aktiv LOW) für den Mikrocontroller zur Verfügung gestellt. Die Puls-Weiten-Modulation (PWM)-Signaleingänge besitzen 3,3 V TTL Pegel.

Varianten zur Strommessung mit Shunt

Eine Möglichkeit ist die Strommessung über einen Shunt zu realisieren. Dieser befindet sich im Emitterstrompfad und der Mikrocontroller kann die gemessene Spannung direkt auswerten. Eine weitere Möglichkeit den Strom eines Motors zu ermitteln, ist die direkte Messung des Phasenstroms. Dies hat zur Folge, dass sowohl positive als auch negative Spannungen gemessen werden, da der Strom in der Phase nach der Schrittfolge in unterschiedliche Richtungen fließt. Ein Mikrocontroller kann aber nur positive Spannungen messen, eine Signalaufbereitung durch eine Analogschaltung ist hier für notwendig. Diese zwei erwähnten Messmöglichkeiten werden mit einem Shunt durchgeführt. Eine weitere ist die Messung mittels eines Stromwandlers. Hier wird zwischen aktiven und passiven unterschieden. Der passive Stromwandler besteht aus einem Eisenring, wodurch der stromdurchflossene Leiter gewickelt ist (Primärwicklung). Eine weitere Wicklung (Sekundärwicklung) ist mit einem Shunt verbunden. Der aktive Stromwandler wird ebenfalls mit einem Eisenring und zusätzlich mit einem Hall-Sensor ausgeführt, welcher im Schlitz des Eisenringes eingefügt ist. In beiden Arten wird das Magnetfeld des Leiters gemessen. Nachteil dieser Messmethoden ist ein erhöhter Schaltungsaufwand und die damit erhöhten Kosten, welche für die Strommessung am Schrittmotor nicht notwendig sind.

Zur Bestimmung des Stromes wird die Strommessung mittels Shunt im Emitterstrompfad umgesetzt. Der ADC im Mikrocontroller wird auf eine Referenzspannung von 1,1 V eingestellt. Die Wandlung der Spannung im ADC wird bei steigender Flanke des PWM-Signals getriggert. So ist gewährleistet, dass der Strom immer zum High-Signal der PWM gemessen wird. Weitere Erläuterungen zur PWM werden in Kapitel 4.2 erläutert. Der maximale Phasenstrom beträgt 4,2 A. Der Shunt muss für folgende Leistung dimensioniert sein:

$$P = U \cdot I = 1,1 \text{ V} \cdot 4,2 \text{ A} = 4,62 \text{ W} \quad (3.2)$$

Es wird ein Shunt von VISHAY mit $0,25\,\Omega$ und $5\,\text{W}$ maximaler Verlustleistung benutzt. Der Widerstand besitzt ein Thermalpad auf der Oberseite, das heißt es besteht die Möglichkeit mit einem zusätzlichem Kühlkörper die maximal mögliche Verlustleistung zu erhöhen.

3.3 Pegelwandler

Der Mikrocontroller wird mit $5\,\text{V}$ betrieben, das heißt, dass die IO Ausgänge ebenfalls diese Spannung besitzen und nicht direkt mit dem Motortreiber verbunden werden können. Folglich muss der Spannungspegel angepasst werden. Der Pegelwandler muss $5\,\text{V}$ eingangstolerant sein und darf nicht für Push-Pull und Open-Drain-Betrieb ausgelegt sein (siehe Abbildung 3.1).

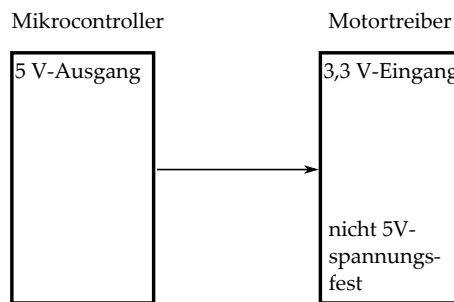


Abbildung 3.1: Signalübertragung zwischen Mikrocontroller und Motortreiber ohne Pegelwandlung

Die Pegelwandlung kann über einen Spannungsteiler (siehe Abbildung 3.2) realisiert werden. Nachteilig ist, dass der Ausgang des Mikrocontrollers zu hoch mit Strom belastet wird.

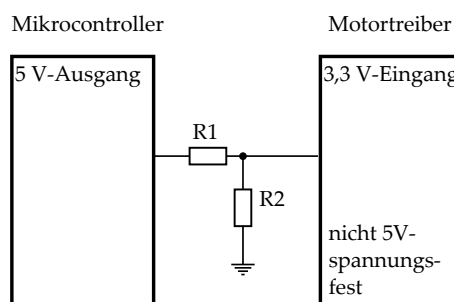


Abbildung 3.2: Pegelanpassung mittels Spannungsteiler

Eine weitere Möglichkeit ist eine Klemmdiode am $3,3\,\text{V}$ -Eingang. Um den Strom durch die Diode gering zu halten, muss noch ein Vorwiderstand hinzugefügt werden.

Dieser besitzt jedoch den Nachteil, dass der Spannungspegel eventuell nicht so schnell wie gewünscht umgewandelt wird (siehe Abbildung 3.3). Ein weiterer Nachteil einer Klemmdiode ist, dass Strom in den 3,3 V-Eingang gespeist wird. Abhilfe schafft ein Transistor der den Strom an die Masse abführt (siehe Abbildung fig:pegel3).

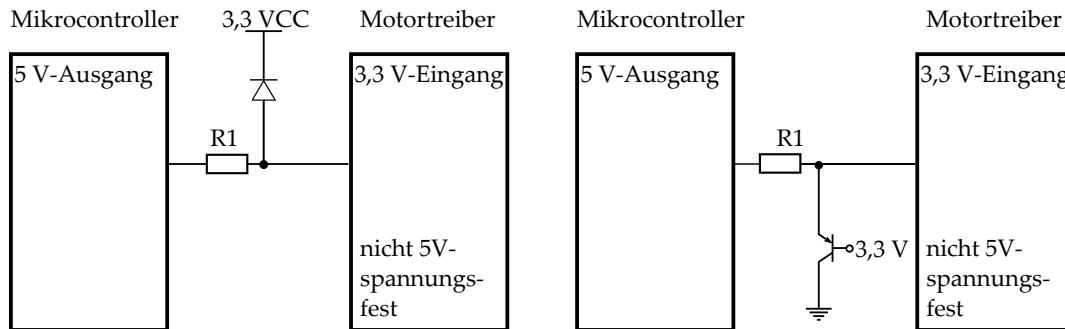


Abbildung 3.3: Pegelanpassung mittels Diode **Abbildung 3.4:** Pegelanpassung mittels Transistor

Für den verwendeten Motortreiber müssen insgesamt sechs Signale auf 3,3 V gewandelt werden. Vier zur Generierung des Drehfeldes an den zwei Phasen des Schrittmotors und zusätzlich zwei Signale zum Ein- und Ausschalten der Phasen. Ein diskreter Aufbau, wie die beschriebenen Lösungen führen bei Anpassung mehrere Signale zu einem erhöhten Bedrahtungsaufwand [8]. Durch eine integrierte Schaltung (IC) lässt sich dieser minimieren (siehe Abbildung 3.5). Das heißt anstatt mehrere kleinere passive Bauelemente zu verschalten wird nur ein aktives Bauteil verwendet. Hier für wird der 74LVC245A von TI eingesetzt [9].

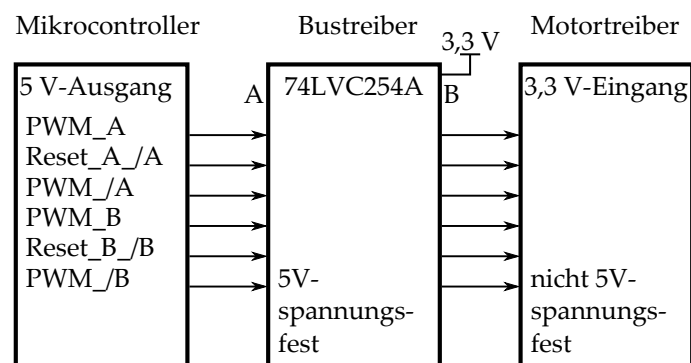


Abbildung 3.5: Pegelanpassung mittels Pegelwandler 74LVC245A

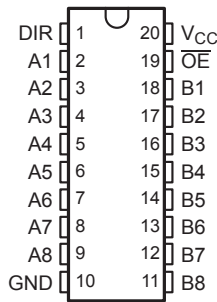


Abbildung 3.6: Pinbelegung 74LVC245A, (vgl. [9] S.1)

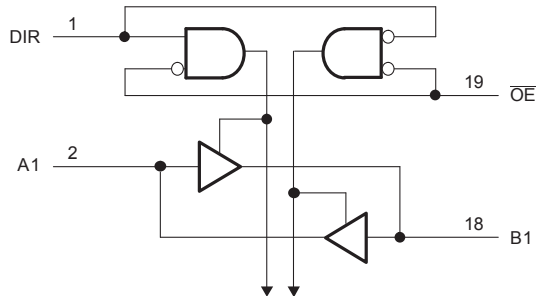


Abbildung 3.7: Logikplan 74LVC245A, (vgl. [9] S.2)

Dies ist ein Bustreiber mit 5 V toleranten Eingängen und wird in der Schaltung als Pegelwandler verwendet. Er kann in Abhängigkeit des Logikpegels am Richtungspin (DIR) Signale von Seite A zu B oder umgekehrt übertragen. Der Ausgangsspannungsbereich liegt zwischen 1,65 V und 3,6 V [9]. In Tabelle 3.2 sind die drei Zustände des Pegelwandlers in Abhängigkeit der Logikpegel an den Eingängen beschrieben, zusätzlich ist der Logikplan aufgezeichnet (siehe Abbildung 3.7).

Tabelle 3.2: Funktionstabelle 74LVC245A, H-High, L-Low, X-Tristate, (vgl. [9] S.2)

Eingänge		Operation
OE	DIR	
L	L	Datentransfer von B nach A
L	H	Datentransfer von A nach B
H	X	Isolation

3.4 Spannungsversorgung

Für die gesamte Schaltung sind unterschiedliche Spannungen notwendig. Vom Netzteil werden 24 V direkt für die Spannung des Leistungsteils (PVDD) und 5 V direkt für den Mikrocontroller zur Verfügung gestellt. Der Motortreiber benötigt 12 V für die Versorgungsspannung (VDD) und für die Gatespannung (GVDD) mit einer maximalen Stromaufnahme von 18,5 mA, der Pegelwandler benötigt 3,3 V und ± 50 mA. Diese Spannungen werden durch Linearregler gewandelt (siehe Tabelle 3.3), aus 24 V werden 12 V und aus 5 V werden 3,3 V erzeugt. Wie im Kapitel 2.3 beschrieben ist der Wirkungsgrad von Linearregler nicht sehr groß, da sie die überschüssige Energie in Wärme umwandeln. Da keine großen Leistungen gewandelt werden, sind die Verluste vernachlässigbar klein.

Tabelle 3.3: Spannungsversorgung der ICs

Bauelement	benötigte Versorgungsspannung	Bauteil
IO-Mikrocontroller	5 V	Netzteil
Motortreiber	Leistungsspannung: 24 V Gatespannung: 12 V	Netzteil LM3490IM5-12
ADC-Pegelwandler	3,3 V	LM3480IM3-3.3

4 Software-Realisierung

Die Software für den Mikrocontroller wird in ANSI C geschrieben, bestehend aus folgenden drei Schwerpunkten: Schrittgenerierung, Stromregelung, Kommunikation (I²C).

4.1 Schrittgenerierung

Die Schrittgenerierung (Phasengenerierung) erfolgt über dem in Kapitel 2.1.2 beschriebenen Ablauf. Nach dem letzten Schritt wiederholt sich der Ablauf, so dass die State Machine aus vier Zuständen besteht (siehe Abbildung 4.1). Die State Machine wird in der Interrupt-Service-Routine (ISR) des Timer 2 als Switch-Case Anweisung abgearbeitet. Die Frequenz (f) des Timers ist äquivalent der Drehzahl (n) des Motors und abhängig der Schrittweite (α).

$$n = f \cdot 60 \cdot \frac{\alpha}{360}, \quad [n] = \frac{1}{\text{min}}, \quad [f] = \text{Hz} \quad (4.1)$$

Soll zwischen Vorwärts (v) und Rückwärts (\bar{v}) unterschieden werden, läuft der Zustandsgraph gegen den Uhrzeigersinn ab. Die Richtung und die Schrittfrequenz wird vom Kraftregler an den Schrittmotorsteuerung übergeben.

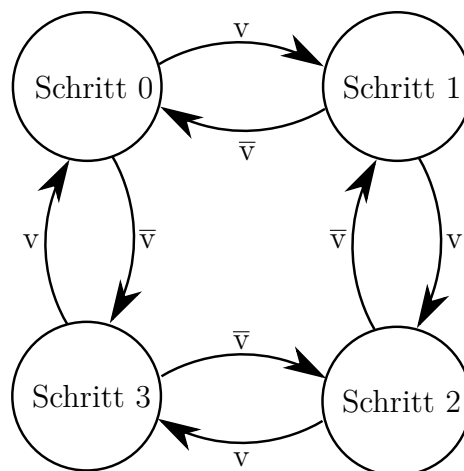


Abbildung 4.1: State Machine

4.2 Stromregelung

Um eine Stromregelung zu generieren, wird die Ansteuerung nach dem Buck-Converter-Prinzip vorgenommen (siehe Kapitel 2.3). Das heißt, dass zusätzlich zu den vier Zuständen der Ausgänge ein PWM-Signal überlagert wird (siehe Abbildung 4.2). Das PWM-Signal wird im Timer 0 erzeugt und läuft mit einer Frequenz von 78,125 kHz. Um die Überlagerung zu gewährleisten, wird das PWM-Signal herausgeführt und über ein UND-Glied mit den Signalen aus der State Machine konjunktiv verknüpft.

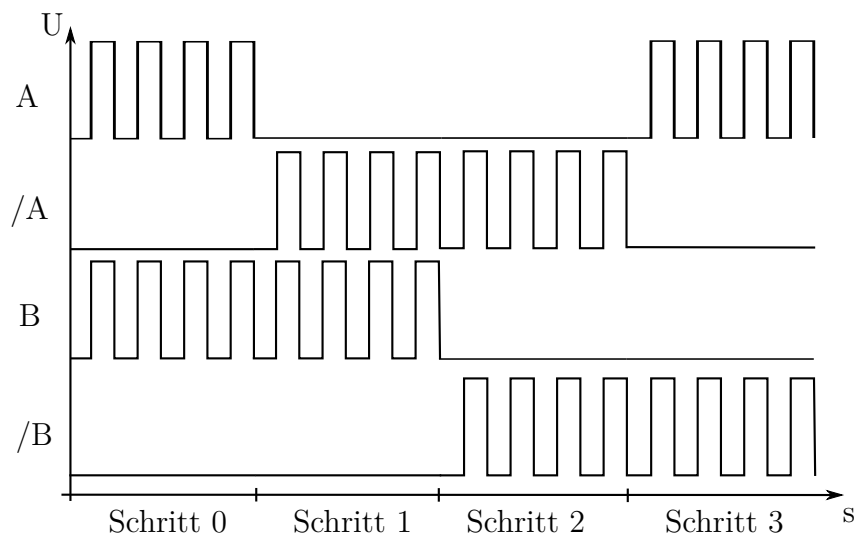


Abbildung 4.2: Prinzipielle Darstellung der Überlagerung von der PWM und der Schrittgenerierung

4.2.1 Theoretische Vorbetrachtung

Für die theoretische Bestimmung der Regelparameter wird eine Vorbetrachtung der Regelstrecke in MATLAB/Simulink durchgeführt. Wie im Kapitel 3.2 beschrieben wird der Strom über eine Spannungsmessung am Shunt mit $0,25\ \Omega$ ermittelt. Es wird in allen Diagrammen nur die Spannung angezeigt, es kann jeder Zeit für den Strom umgerechnet werden. In Abbildung 4.3 ist die Sprungantwort für den Schrittmotor dargestellt. Es wurde ein Spannungssprung mit 1 V bei 0,010 s auf die Strecke gegeben. Die Sprungantwort ist die Spannung am Shunt. Die Strecke ist in Abbildung 4.4, mit der Wicklungsimpedanz ($L_i = 1,6\ \text{mH}$, $R_i = 0,5$), dem Messwiderstand ($R_{\text{mess}} = 0,25\ \Omega$) dargestellt.

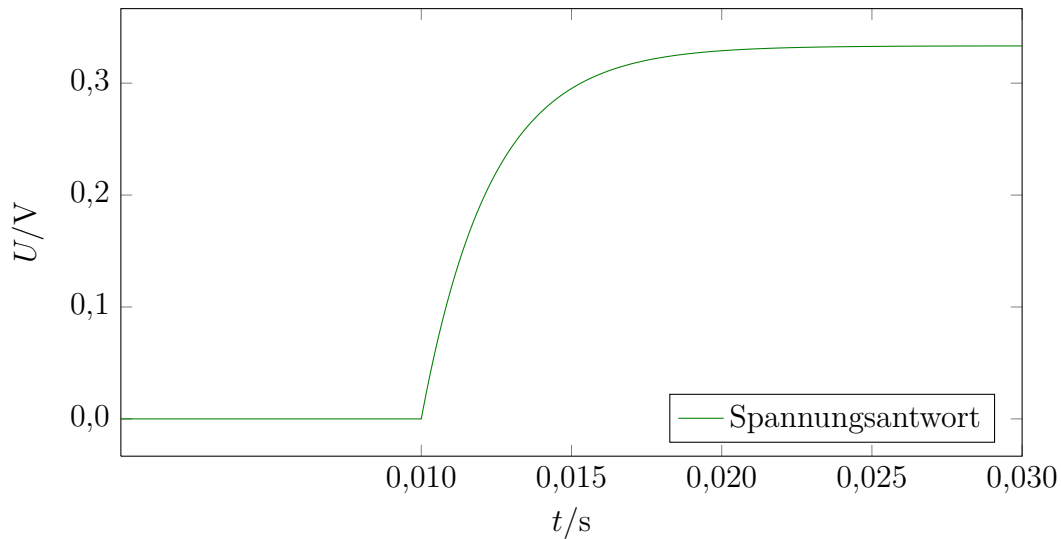


Abbildung 4.3: Schrittmotor Sprungantwort

Die Grafik zeigt für den Motor ein PT1-Verhalten mit einem Beharrungswert $w = 0,33\ \text{V}$ bei 0,03 s. Die Streckenverstärkung berechnet sich aus dem Quotienten der Ist-Wertänderung Δx (Spannungssprung) und der Soll-Wertänderung Δy (Beharrungswert des Stromes)

$$k_s = \frac{\Delta x}{\Delta y} = \frac{0,33\ \text{V}}{1\ \text{V}} = 0,33 . \quad (4.2)$$

Nach 0,63% von w ist $T_{0,63} = 0,0023\ \text{s}$. Daraus ergibt sich für die Regelstrecke die Übertragungsfunktion:

$$G(s) = \frac{0,33}{1 + 0,0023s} . \quad (4.3)$$

Es wird für die Regelung ein PI-Regler angewendet. Dieser hat, im Gegensatz zum P-Regler, durch den Integralanteil keine bleibende Regelabweichung. Der Regler besteht aus dem Proportionalglied mit dem Parameter k_p und dem Integralglied mit dem Parameter k_i

$$y(t) = k_p \cdot e(t) + k_i \cdot \int_0^t e(\tau) d\tau . \quad (4.4)$$

Die Bestimmung von k_p und k_i erfolgt über die Einstellregeln von *Chien-Hrones-Reswick* für einen PI-Regler.

$$k_p = \frac{0,35}{k_s} \cdot \frac{T_g}{T_u} \quad (4.5)$$

$$k_i = k_p \cdot 1,2 \cdot T_g \quad (4.6)$$

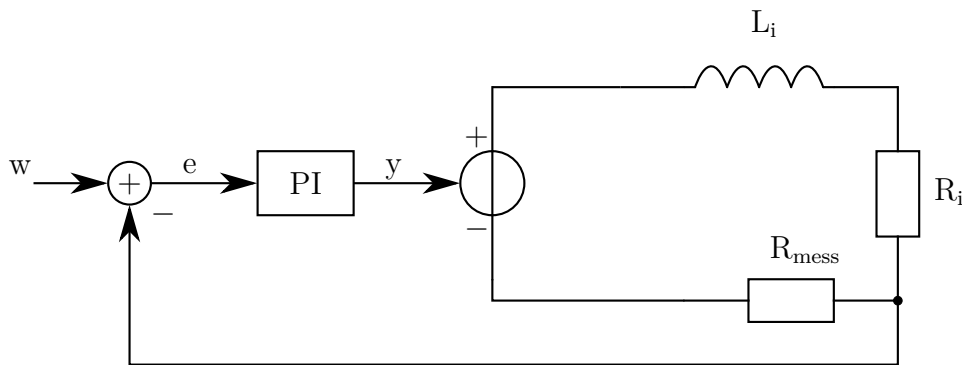


Abbildung 4.4: Prinzipdarstellung des Regelkreises

Für die PT1-Strecke ist eine Ausgleichszeit $T_g = 0,0023$ s, aus Abbildung 4.3. ermittelt worden. Eine Verzugszeit T_u ist nicht enthalten, so wird deshalb für die Berechnung der Parameter als viel kleiner als die Ausgleichszeit angenommen: $T_u \ll T_g$, d.h. $T_u = 0,0001$ s. Eingesetzt in die Formeln 4.5 und 4.6 ergibt das für $k_p = 24.4$ und für $k_i = 0,0023$.

Der prinzipielle Aufbau des Regelkreises in Simulink ist in Abbildung 4.4 dargestellt. Der Beharrungswert stellt sich nach 0,0076 s ein (siehe Abbildung 4.5a) und erreicht, durch das kleine Integralglied (k_i), den SOLL-Wert nicht. Um ein hinreichend schnelles Erreichen des Beharrungswertes zu gewährleisten, wird durch empirische Anpassung der Regelparameter das Führungsverhalten angepasst. Die Korrektur des Proportionalitäts-Faktors hat die größte Auswirkung auf das Führungsverhalten.

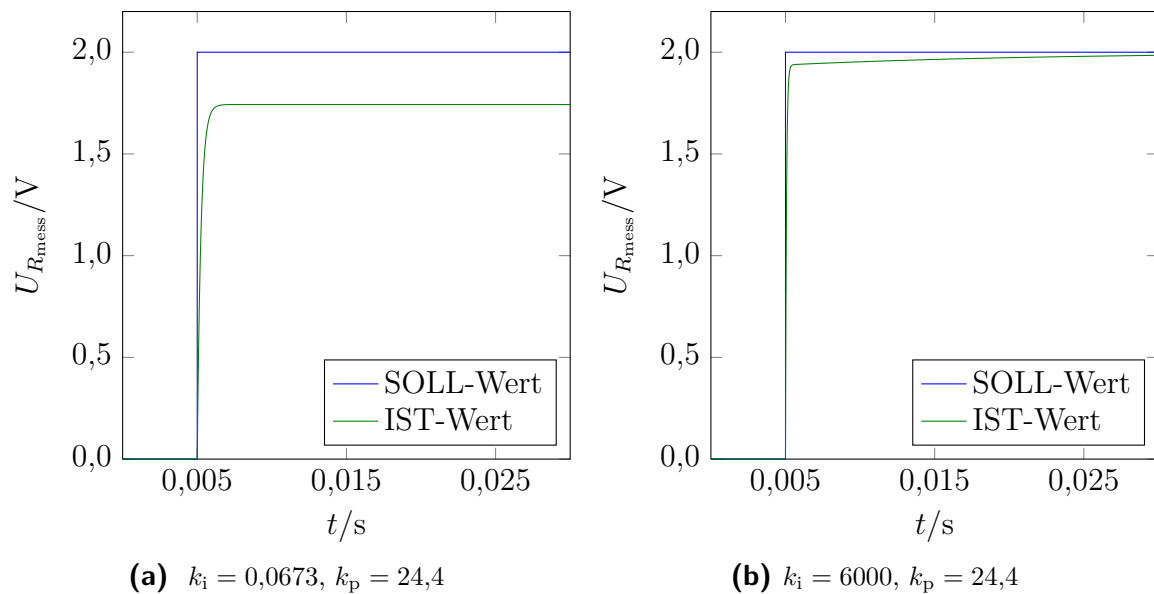


Abbildung 4.5: Führungsverhalten:

- a) nach berechneten Regelparametern
- b) nach korrigierten Regelparametern

95% des SOLL-Werts wird bei $t = 0,025$ s erreicht und nähert sich ihm weiter asymptotisch (siehe Abbildung 4.5b). Für die Regelung im Mikrocontroller muss eine Diskretisierung vorgenommen werden. Der Motor 1 kann einen maximalen Strom von 4,2 A aufnehmen. Zur Auswertung am Mikrocontroller kommt der ADC zum Einsatz. Der ADC-Wandler besitzt eine maximale Auflösung von 10 Bit. Da die maximale Registerbreite des ATmega 8 Bit beträgt, wird der gewandelte Wert in zwei Register aufgeteilt. Die Rechnung mit einem 10 Bit-Wert ist durch die Arbeit mit zwei Registern aufwändiger, deshalb wird eine Auflösung mit 8 Bit bevorzugt. Die 10 Bit-Auflösung liefert eine Spannungsauflösung von 0,001 V, eine Minimierung auf 8 Bit erzeugt eine Auflösung von 0,004 V (siehe Tabelle 4.1). Die resultierende

Tabelle 4.1: Spannungsauflösung

Auflösung	Spannungsauflösung	resultierende Stromauflösung	Anzahl der Register
10 Bit	$1,1 \text{ V} / 2^{10} = 0,0011 \text{ V}$	$0,0011 \text{ V} / 0,25 \Omega = 0,004 \text{ A}$	2
8 Bit	$1,1 \text{ V} / 2^8 = 0,0043 \text{ V}$	$0,0043 \text{ V} / 0,25 \Omega = 0,0172 \text{ A}$	1

Stromauflösung von 0,004 A bei 8 Bit ist für die Strom Regelung ausreichend.

Um eine mögliche Umsetzung für den Mikrocontroller zu untersuchen, wird der zuvor simulierte Regler mit einer 8 Bit Auflösung in MATLAB/Simlink diskretisiert. Die

Spannungswandlung für den ADC wird bei einer steigenden Flanke des PWM-Signals getriggert. So ist gewährleistet, dass der Strom immer zum High Signal der PWM gemessen wird. Die Samplefrequenz entspricht der PWM-Frequenz und beträgt 78,125 kHz. In Abbildung 4.6 ist die diskreditierte Sprungantwort der Regelstrecke dargestellt.

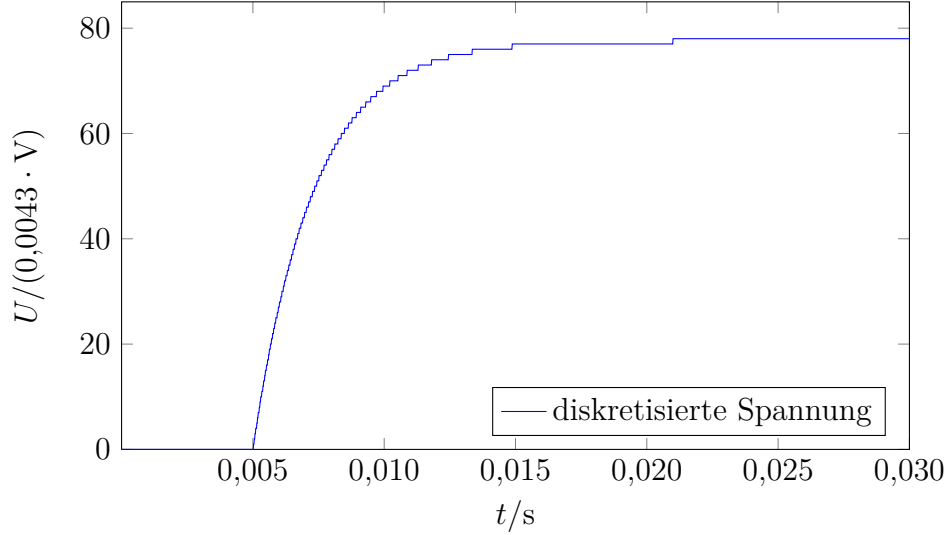


Abbildung 4.6: 8 Bit diskrete Sprungantwort

Die diskrete Sprungantwort erreicht den Beharrungswert von 78 Digits nach 0,021 s. Nach den Einstellregeln von *Takahashi* für einen digitalen PI-Regler berechnen sich die Regelparameter wie folgt:

$$k_{p_{\text{diskret}}} = \frac{1}{k_s} \cdot \frac{0,9 \cdot T_g}{T_u + \frac{T_{\text{Abtast}}}{2}} = 58,12 \quad (4.7)$$

$$k_{i_{\text{diskret}}} = k_{p_{\text{diskret}}} \cdot 3,3 \cdot \left(T_u + \frac{T_{\text{Abtast}}}{2} \right) = 0,021. \quad (4.8)$$

Die Parameter k_s sowie T_g und T_u bleiben gleich, da sich die Strecke nicht verändert hat. Die Abtastzeit $T_{\text{Abtast}} = \frac{1}{f_{\text{PWM}}}$ beträgt 13,9 μs . Für die berechnete Parameter ist das Führungsverhalten in Abbildung 4.7a dargestellt. Es ist deutlich zu erkennen, dass der Regler um den SOLL-Wert mit einer maximalen Überschwingweite von 12 Digits schwingt. Nach Minimierung des Proportionalgliedes auf $k_{p_{\text{diskret}}} = 5$ senkt sich die maximale Überschwingweite auf 4 und es stellt sich der SOLL-Wert nach 0,01 s ein (siehe Abbildung 4.7b).

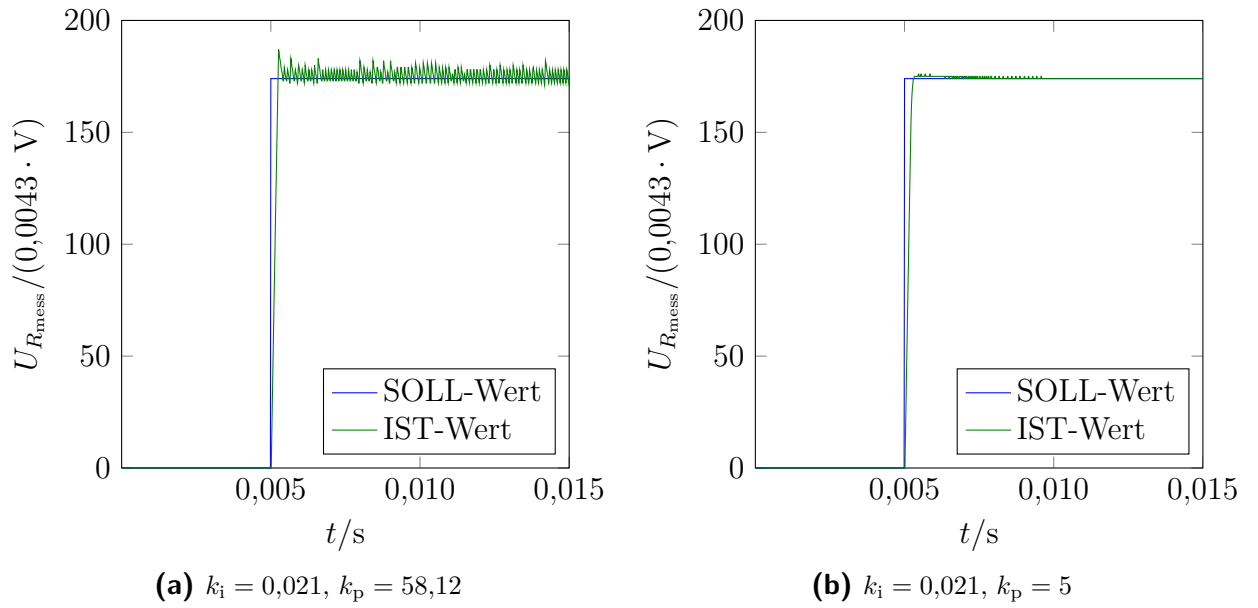


Abbildung 4.7: Führungsverhalten:

- a) nach berechneten Regelparametern
- b) nach korrigierten Regelparametern

Die Regelparameter wurden auf ein gutes Führungsverhalten optimiert. Zusätzlich soll das Störungsverhalten betrachtet werden. Eine besondere Untersuchung des Störverhaltens muss erfolgen, da die Kraftregelung einen direkten Einfluss auf die Stromaufnahme des Motors hat. Hier für wird im Simulink Modell ein zusätzlicher Strom eingeprägt, was eine Erhöhung der Kraft entspricht und der Motor mehr als den eingestellten Strom benötigt. Es wird davon ausgegangen, dass der Motor mit einem maximalen Strom von 4 A betrieben wird. Durch eine Erhöhung der Stellgröße im Kraftregler benötigt der Motor sprunghaft mehr Leistung. In der Abbildung 4.8a ist die höhere Leistung durch einen sprunghaften Anstieg des IST-Wertes zu sehen. Diese Störung wird durch die 8 Bit Auflösung nicht vollständig dargestellt, der ADC erreicht eine Sättigung bei 255. In der Abbildung 4.8b ist die Führungsgröße reduziert, bei gleicher Störgröße kommt es zu keiner Sättigung. Der Unterschied zwischen den beiden Abbildungen im Störverhalten ist, dass wenn keine Sättigung vorliegt der Integralteil geringer ist. Der SOLL-Wert wird durch ein starkes Unterschwingen später erreicht. Für die Abbildung 4.8a ist zusätzlich zur Sättigung zu erwähnen, dass es ein maximales Überschwingen von 5 Digits erfolgt, was einen Strom von 86 mA entspricht (siehe Gleichung 4.9).

$$\text{Messwert} \cdot \frac{\text{Spannungs-Auflösung}}{\text{Messwiderstand}} = 5 \cdot \frac{0,0043 \text{ V}}{0,25 \Omega} = 86 \text{ mA} \quad (4.9)$$

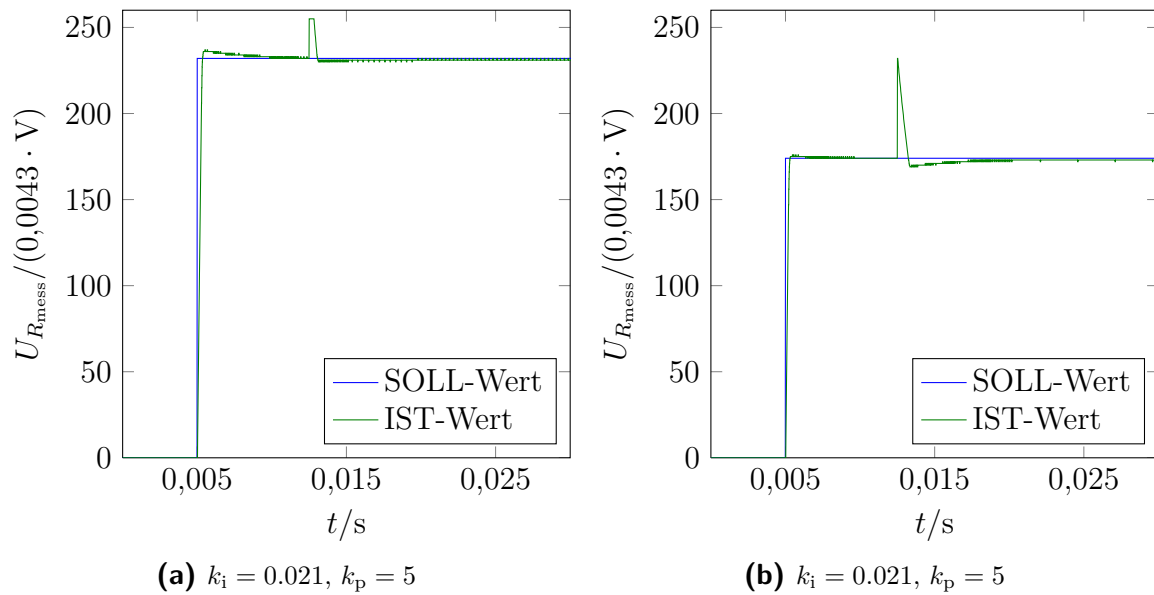


Abbildung 4.8: Ströverhalten:

- a) SOLL-Strom: 4 A, Störung: 1 A, Sättigung bei 255
- b) SOLL-Strom: 3 A, Störung: 1 A, keine Sättigung vorhanden

4.2.2 Praktische Umsetzung im Controller

Die praktische Umsetzung im Mikrocontroller erfolgt nach dem Verfahren der Rückwärtsdifferenz. Neben dieser existiert noch die Vorwärtsdifferenz und die Trapez-Regel. Die Vorwärtsdifferenz ist auf dem Controller nicht anwendbar, da nicht bekannt ist wie die zukünftigen Messwerte aussehen. Die Trapez-Regel hat den Vorteil, dass der Messfehler durch die Diskretisierung geringer ist als bei der Rückwärtsdifferenz. Sie besitzt aber einen größeren Rechenaufwand. Die Rückwärtsdifferenz wurde in der theoretischen Vorbetrachtung in Simulink angewendet.

4.3 Kommunikation-I²C

Die Parametrisierung der Motorsteuerung erfolgt über I²C. Bevor die Platinen für einen Motor in Betrieb genommen werden kann, muss vorher der maximale Strom eingestellt werden. Ebenso sollte die maximale Drehzahl und die Parameter für die Stromregelung übermittelt werden. Durch diese Einstellungen kann die Schrittmotorsteuerung für unterschiedliche Schrittmotoren verwendet werden.

Der Kraftregler soll der Motorsteuerung die Drehzahl übermitteln, das Vorzeichen bestimmt die Drehrichtung.

Literaturverzeichnis

- [1] SCHÖRLIN, Felix: *Mit Schrittmotoren steuern, regeln und antreiben*. Franzis Verlag, 1995
- [2] SCHLIENZ, Ulrich: *Schaltnetzteile und ihre Peripherie*. 3. Auflage. Friedr. Vieweg und Sohn Verlag, 2007
- [3] LINEAR, Technology: *LTC4449, High Speed Synchronous N-Channel MOSFET Driver*. <http://www.linear.com/product/LTC4449>. Version: 2013, Abruf: 7. Februar 2014
- [4] ELEKTRONIK, Industries: *Vewendung von Bootstrap-Schaltung*. http://material.htlwien10.at/wissensspeicher/Bootstrap/Verwendung_von_Bootstrap-Schaltungen.pdf. Version: 2008, Abruf: 24.02.2014
- [5] ATMEL, Corporation: *8-bit Atmel Microcontroller with 16K/32K/64K Bytes In-System Programmable Flash*. http://www.atmel.com/images/atmel-8011-8-bit-avr-microcontroller-atmega164p-324p-644p_datasheet.pdf. Version: 2013, Abruf: 31. Januar 2014
- [6] NXP, B.V.: *I2C-bus specification and user manual*. http://www.nxp.com/documents/user_manual/UM10204.pdf. Version: 2012, Abruf: 31. Januar 2014
- [7] TEXAS, Instruments: *DR8412/8432, Dual Full Bridge PWM Motor Driver*. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/drv8432.pdf>. Version: 2009, Abruf: 9. Februar 2014
- [8] MICROSHIP, Technology: *3V Tips and Tricks*. http://www.microchip.com/stellent/groups/techpub_sg/documents/devicedoc/en026368.pdf. Version: 2008, Abruf: 12. Februar 2014
- [9] TEXAS, Instruments: *SN74LVC245A , OCTAL BUS TRANSCEIVER WITH 3-STATE OUTPUTS*. <http://www.farnell.com/datasheets/1764276.pdf>. Version: 2013, Abruf: 12. Februar 2014
- [10] HULZEBOSCH, Jürgen: *USB in der Elektronik*. Franzis Verlag, 2008

Abbildungsverzeichnis

1.1	Computergrafik des Messstandes, erstellt von Christoph Heinemann .	1
1.2	Informationsverlauf des Messaufbaus	1
2.1	Prinzipaufbau eines zweiphasigen PM-Schrittmotors	5
2.2	Haltemomenten-Kennlinie	6
2.3	Drehmoment-Kennlinie	6
2.4	MOSFET-Endstufe mit Motorwicklung	8
2.5	Halbbrücke mit MOSFET-Treiber und Bootstrap-Schaltung in LT-Spice (vgl. [3])	9
2.6	prinzipielle Schaltung eines Buck-Converters (vgl. [2], S. 13)	10
2.7	Beschaltung der Busteilnehmer (vgl. [5], S. 207)	11
2.8	Zustände der Leitungen für START- und STOP-Condition, (vgl. [6], S. 10)	11
3.1	Signalübertragung zwischen Mikrocontroller und Motortreiber ohne Pegelwandlung	16
3.2	Pegelanpassung mittels Spannungsteiler	16
3.3	Pegelanpassung mittels Diode	17
3.4	Pegelanpassung mittels Transistor	17
3.5	Pegelanpassung mittels Pegelwandler 74LVC245A	17
3.6	Logikplan 74LVC245A	18
3.7	Logikplan 74LVC245A	18
4.1	State Machine	20
4.2	Prinzipielle Darstellung der Überlagerung von der PWM und der Schrittgenerierung	21
4.3	Schrittmotor Sprungantwort	22
4.4	Prinzipdarstellung des Regelkreises	23
4.5	Führungsverhalten: a) nach berechneten Regelparametern b) nach korrigierten Regelparametern	24
4.6	8 Bit diskrete Sprungantwort	25
4.7	Führungsverhalten: a) nach berechneten Regelparametern b) nach korrigierten Regelparametern	26
4.8	Ströerverhalten: a) SOLL-Strom: 4 A, Störung: 1 A, Sättigung bei 255 b) SOLL-Strom: 3 A, Störung: 1 A, keine Sättigung vorhanden . . .	27
A.1	Rotordrehung	VIII

Tabellenverzeichnis

1.1	Motoreigenschaften, (Datenblatt im Anhang + Infos von JenAT) . . .	2
1.2	Spindeleigenschaften	2
2.1	Kenngrößen eines Schrittmotors [1]	3
2.2	Phasen-Pegel im Vollschrittbetrieb; H-High (VCC), L-Low (GND) . .	7
2.3	Phasen-Pegel im Halbschrittbetrieb; H-High, L-Low	7
2.4	Adressbits, mit R/W und Acknowledge (vgl. citeAtmel:Datasheet, S. 209)	12
2.5	Datenbits mit Acknowledge (vgl. [5], S. 209)	12
2.6	Weitere Taktraten für den I ² C-Bus (vgl. [6], S. 35)	12
3.1	Mindestanforderungen und Eigenschaften der Mikrocontroller	14
3.2	Funktionstabelle 74LVC245A, H-High, L-Low, X-Tristate	18
3.3	Spannungsversorgung der ICs	19
4.1	Spannungsauflösung	24

Anhang A

Motordrehung

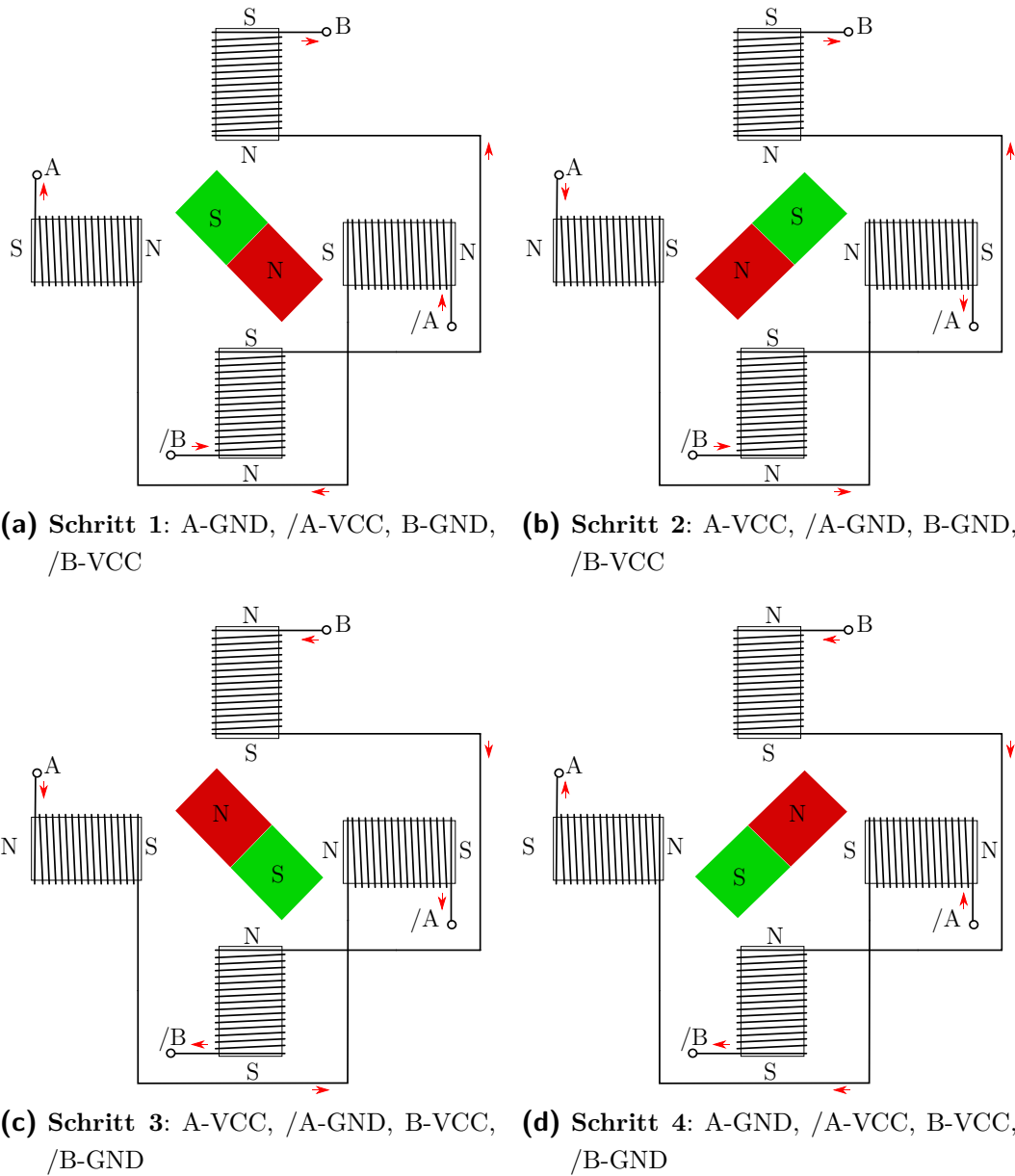


Abbildung A.1: Rotordrehung