

# Diplomarbeit

Studiengang  
Mechatronik

**Benjamin Ullrich**

Prüfstand für automatisierte Tests  
von BLDC Motoren

Erstprüfer: Prof. Dr. Hubert Högl

Zweitprüfer: Prof. Dr. Jürgen Scholz

Abgabe der Arbeit: 12.12.07

Fachhochschule  
Augsburg



University of  
Applied Sciences

Verfasser der Diplomarbeit:  
Benjamin Ullrich  
Tannenweg 2  
86845 Großaitingen  
Telefon: 08203 90106  
benjamin.ullrich@gmx.de

Fachbereich Elektrotechnik  
Telefon +49 821 5586-350  
Fax +49 821 5586-360  
fb-e@rz.fh-augsburg.de

Fachhochschule Augsburg  
University of Applied Sciences  
Baumgartnerstraße 16  
D 86161 Augsburg

Telefon +49 821 5586-0  
Fax +49 821 5586-222  
www.fh-augsburg.de  
poststelle@fh-augsburg.de



Erklärung:

Diplomarbeit gemäß §31 der Rahmenprüfungsordnung für die Fachhochschulen in Bayern (RaPO) vom 18.09.97 mit Ergänzung durch die Prüfungsordnung (PO) der Fachhochschule Augsburg vom 15.12.94.

Ich versichere, dass ich die Diplomarbeit selbstständig angefertigt, nicht anderweitig für Prüfungszwecke vorgelegt, alle benutzten Quellen und Hilfsmittel angegeben sowie wörtliche und sinngemäße Zitate gekennzeichnet habe.

Augsburg, den 12.12.2007

.....  
Benjamin Ullrich

Dieses Werk ist unter einem Creative Commons Namensnennung-Keine kommerzielle Nutzung-Weitergabe unter gleichen Bedingungen 2.0 Deutschland Lizenzvertrag lizenziert. Um die Lizenz anzusehen, gehen Sie bitte zu <http://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/2.0/de/> oder schicken Sie einen Brief an Creative Commons, 171 Second Street, Suite 300, San Francisco, California 94105, USA.

Sie dürfen:



das Werk vervielfältigen, verbreiten und öffentlich zugänglich machen



Bearbeitungen des Werkes anfertigen

Zu den folgenden Bedingungen:



**Namensnennung.** Sie müssen den Namen des Autors/Rechteinhabers in der von ihm festgelegten Weise nennen (wodurch aber nicht der Eindruck entstehen darf, Sie oder die Nutzung des Werkes durch Sie würden entlohnt).



**Keine kommerzielle Nutzung.** Dieses Werk darf nicht für kommerzielle Zwecke verwendet werden.



**Weitergabe unter gleichen Bedingungen.** Wenn Sie dieses Werk bearbeiten oder in anderer Weise umgestalten, verändern oder als Grundlage für ein anderes Werk verwenden, dürfen Sie das neu entstandene Werk nur unter Verwendung von Lizenzbedingungen weitergeben, die mit denen dieses Lizenzvertrages identisch oder vergleichbar sind.

- Im Falle einer Verbreitung müssen Sie anderen die Lizenzbedingungen, unter welche dieses Werk fällt, mitteilen und den Autor des Werks informieren.
- Jede der vorgenannten Bedingungen kann aufgehoben werden, sofern Sie die Einwilligung des Rechteinhabers dazu erhalten.
- Diese Lizenz lässt die Urheberpersönlichkeitsrechte unberührt.



# 1 Inhaltsverzeichnis

	Seite
1 Inhaltsverzeichnis .....	4
2 Einführung .....	7
2.1 Aufgabenstellung.....	7
2.2 Anforderungen.....	8
2.3 Planung der Vorgehensweise.....	8
3 Stand der Technik.....	9
3.1 Physikalische Größen zur Leistungsbestimmung.....	10
3.2 Funktion eines BLDC Motors.....	11
3.3 Existierende Messmethoden in der Technik.....	14
4 Entwicklung der Mechanischen Elemente .....	18
4.1 Aufbau der Wirbelstrombremse.....	20
4.2 Umwandlung des Drehmomentes in eine Druckkraft.....	22
4.3 Bau einer schwingungsgedämpften Motorenhalterung.....	24
4.4 Erstellen einer verschiebbaren Messsystem Plattform.....	25
5 Design der Elektronik.....	26
5.1 Sensoren .....	28
5.1.1 DMS Vollbrücke .....	28
5.1.2 Strom-Messung.....	29
5.1.3 Spannungsmessung .....	30
5.1.4 Drehzahlmessung .....	31
5.2 Signalaufbereitung - Auslegen der Filter und Verstärker.....	32
5.2.1 DMS Verstärker .....	33
5.2.2 Strom Verstärker.....	35
5.2.3 Spannungsmessung .....	35
5.2.4 Drehzahlweiterverarbeitung .....	36
5.3 Weitere Bestandteile der Steuerungsplatine .....	37
5.3.1 Stromversorgung der Platine .....	37
5.3.2 Beschaltung Atmega32.....	38
5.3.3 Signalübertragung zum PC.....	39



6	Auslegen der Steuerung .....	40
6.1	Analog-Digital-Wandlung der Spannungsmessungen .....	41
6.2	Frequenzmessung mit Hilfe einer Interruptgesteuerten Periodendauermessung .....	44
6.3	Ansteuerung des Wirbelstrombremsen Servos mittels PWM	47
6.4	Ansteuerung des Motorreglers mittels PWM .....	49
6.5	Konzept und Umsetzung des Testablaufs .....	50
6.6	Datenübertragung zum PC .....	52
7	Fehlerbetrachtung .....	53
8	Ausblick und mögliche Weiterentwicklungen .....	57
9	Zusammenfassung .....	59
10	Quellenangaben .....	60
	Index .....	61
	Anhang: .....	62
A	Zeichnung des Wirbelstromscheiben-Aufnehmers .....	62
B	Zeichnung der Motorenhalterung .....	63
C	Zeichnung der DMS-Biegebalkenhalterung .....	64
D	Zeichnung des WSB-Magnet-Systems .....	65
E	Zeichnung des U-I-Messsystems .....	66
F	Zeichnung des WSB-Hebelarm-Systems .....	67
G	3D Modell des Prüfstands .....	70
H	Schaltplan der Steuerplatine .....	71
I	Platinenlayout .....	73
J	Bauteilliste .....	75



## Abbildungsverzeichnis

	Seite
Abbildung 3.1.: Schematische Darstellung eines Gleichstrommotors .....	11
Abbildung 3.2.: Explosionszeichnung eines Eigenbau BLDC Motors .....	12
Abbildung 3.3.: Stern und Dreieckverschaltung eines BLDC Motors .....	12
Abbildung 4.1.: Prototyp des Motorenprüfstands .....	19
Abbildung 4.2.: Wirbelstrombremse .....	20
Abbildung 4.3.: Kraftaufnehmer .....	22
Abbildung 4.4.: Skizze des Hebelarmes .....	22
Abbildung 4.5.: Motorenhalterung von links .....	24
Abbildung 4.6.: Motorenhalterung von hinten .....	24
Abbildung 4.7.: Verschiebbare Messsystem Plattform .....	25
Abbildung 5.1.: Prototyp der Platine von oben .....	26
Abbildung 5.2.: DMS Vollbrücke Prinzipbild .....	28
Abbildung 5.3.: Prinzipschaltung für Strom und Spannungserfassung .....	29
Abbildung 5.4.: Drehzahlmessung mit Hilfe einer IR-LED .....	31
Abbildung 5.5.: DMS Instrumentenverstärker .....	33
Abbildung 5.6.: Spannungsteiler für Spannungsmessung .....	35
Abbildung 5.7.: Osziloskopbild des Drehzahlsensorsignals .....	36
Abbildung 5.8.: Schaltung der Spannungsversorgung .....	37
Abbildung 5.9.: Beschaltung des Atmega32 .....	38
Abbildung 5.10.: Pegeltreiber ST232 .....	39
Abbildung 6.1.: Steuerungsschema .....	40
Abbildung 6.2.: PWM Signal zur Ansteuerung von Modellbau Aktoren .....	47

## Listingsverzeichnis

	Seite
Listing 1: ADC Kanalauswahl .....	42
Listing 2: ADC Mittelwertbildung und Messwertrückgabe .....	42
Listing 3: Frequenzmessung .....	45
Listing 4: Frequenzberechnung .....	45
Listing 5: PWM Ansteuerung des Servomotors .....	48
Listing 6: Ablauf eines Motortests .....	51



## 2 Einführung

### 2.1 Aufgabenstellung

Inhalt der Diplomarbeit ist die Automatische Leistungsmessung an Bürstenlosen Gleichstrommotoren. Heutzutage wird bei Antrieben immer mehr Wert auf hohe Effizienz gelegt, gleichzeitig sollen diese perfekt regelbar, leicht, langlebig und störungsempfindlich sein. Speziell im Modellbaubereich dürfen die Motoren auch die anderen Verbraucher nicht beeinträchtigen. Bei herkömmlichen Motoren entsteht ein Bürstenfeuer, welches hochfrequente Störungen in das Leitungsnetz einspeist und somit andere Verbraucher stört. Dies begrenzt auch die maximale Drehgeschwindigkeit, da die Bürsten bei hohen Drehzahlen heiß werden und verschleiben. Des Weiterhin bewirken hohe Drehzahlen auch höhere Induktionsspannungen, die sogar zu einem umlaufenden Bürstenfeuer führen können.

Ein bürstenloser Gleichstrommotor ist aufgrund der aufwendigeren Steuerelektronik zwar meist teurer, hat aber keinen der genannten Nachteile und wird daher oft im PC Bereich eingesetzt, um dort Festplatten, Laufwerke oder Lüfter anzutreiben. Es ist möglich speziell im Modellbaubereich, einen solchen Motor mit Hilfe ausgedienter PC-Komponenten selbst herzustellen, bzw. die vorhandenen Motoren so zu modifizieren, dass sie den hohen Leistungsanforderungen des Modellbaus entsprechen. Dies ist auch interessant, da seit 2005 derartige Motoren für die deutsche RC-Car-Meisterschaft zugelassen sind.

Natürlich gibt es diese Motoren auch fertig zu kaufen, aber leider sind diese verhältnismäßig teuer und man erhält - sowohl bei den gekauften, als auch bei den Selbstbaumotoren - oft keine genauen Datenblätter oder Diagramme, welche für eine optimale Abstimmung des Motors auf die Anwendung notwendig sind.

Ziel ist es nun, einen Prüfstand zu entwerfen, mit dem Kenngrößen, wie Leistung, Drehzahl und Wirkungsgrad, erfasst werden, um aus diesen die benötigten Diagramme erstellen zu können.

Da keine kostengünstigen Serienteilsysteme zum Bau des gewünschten Prüfstandes existieren, muss jedes Teilsystem kostengünstig selbst entwickelt werden.

Aufgegliedert wird die Entwicklungsarbeit in:

- den mechanischen Aufbau des Prüfstandes,
- die Entwicklung und Verwendung von Sensoren,
- den Entwurf einer Steuerung für den Aufbau und
- die Auswertung mithilfe des PCs



## 2.2 Anforderungen

Der ganze Aufbau soll mit einfachen und kostengünstigen Teilen realisiert werden und möglichst flexibel sein. Die Messergebnisse müssen ausreichend genau sein, wobei ein Atmega32L-Mikrokontroller von AVR die Basis für die Steuerung und Erfassung der Messwerte bildet. Die Messung und Auswertung soll automatisch erfolgen und über einen PC ausgegeben werden können. Außerdem müssen die Messergebnisse reproduzierbar sein und eine gute Wiederholgenauigkeit aufweisen.

## 2.3 Planung der Vorgehensweise

- Prüfung der notwendigen physikalischen Größen
- Einarbeitung in die Funktionsweise von BLDC-Motoren
- Prüfung vorhandener Lösungen für ähnliche Problemstellungen
- Sammeln verschiedener Möglichkeiten zur mechanischen Realisierbarkeit
- Design einer Steuerungsplatine zur Messwernerfassung, Motoransteuerung und Kommunikation mit einem PC
- Aufbau einer Prüfanordnung
- Test der Anordnung und Verbesserung
- Entwicklung einer Software zur Auswertung und Steuerung





### 3 Stand der Technik

Um überhaupt mit dem Projekt beginnen zu können, müssen zuerst die physikalischen Größen bestimmt werden, welche für die Leistungsbestimmung notwendig sind. Da der Wirkungsgrad, die Leistung oder ein Drehmoment nicht direkt gemessen werden können, muss man sich die Herleitungen näher betrachten, um über andere, leichter messbare Größen und diverse Formeln zum Ziel zu gelangen. Damit beschäftigt sich Abschnitt 3.1.

Sind nun die notwendigen erfassbaren Größen bekannt, muss man sich näher in die Funktion eines BLDC Motors (Bürstenloser Gleichstrommotor, engl. *brushless direct current motor*) einarbeiten, um notwendige Schlüsse ziehen zu können, welche Messungen in welchen Betriebspunkten überhaupt sinnvoll sind und mit den vorhandenen Mitteln richtig realisiert werden können (Abschnitt 3.2).

Nachdem nun geklärt wurde, was gemessen werden muss und wie der zu vermessende Prüfling funktioniert, muss geprüft werden welche Lösungsansätze aktuell schon vorhanden sind und wie diese im Ganzen umgesetzt werden, was in Abschnitt 3.3 erfolgt. In den folgenden Kapiteln wird die eigene Umsetzung beschrieben, welche in die Teilbereiche Mechanik, Elektronik und Steuerung aufgeteilt ist. Je nach Teilbereich werden hierbei auch praktizierte Methoden mit der eigenen Teillösung verglichen und die Funktion beider näher beschrieben.



### 3.1 Physikalische Größen zur Leistungsbestimmung

Im Bereich von Modellbaumotoren sind für die Wahl der richtigen Luftschraube und das Erreichen möglichst lange Flugzeiten folgende Kenngrößen wichtig:

- Wirkungsgrad  $\eta$
- Abgegebene Leistung  $P_{\text{mech}}$
- Aufgenommene Leistung  $P_{\text{el}}$

Der Wirkungsgrad ergibt sich formelmäßig zu:

$$\eta = \frac{P_{\text{ab}}}{P_{\text{zu}}}$$

Die abgegebene Leistung entspricht der mechanischen Leistung an der Welle. Diese ist nicht direkt messbar und wird somit über die Drehzahl der Welle und das auftretende Drehmoment ermittelt.

$$P_{\text{mech}} = 2 \cdot \pi \cdot n \cdot M$$

Das Drehmoment  $M$  kann über die auftretende Kraft  $F$  an einem Hebelarm bestimmt werden:

$$M = F \cdot l = m \cdot g \cdot l$$

Die zugeführte Leistung  $P_{\text{zu}}$  ergibt sich aus der Spannung  $U$  am Regler des Motors und dem hinein fließenden Strom  $I$ .

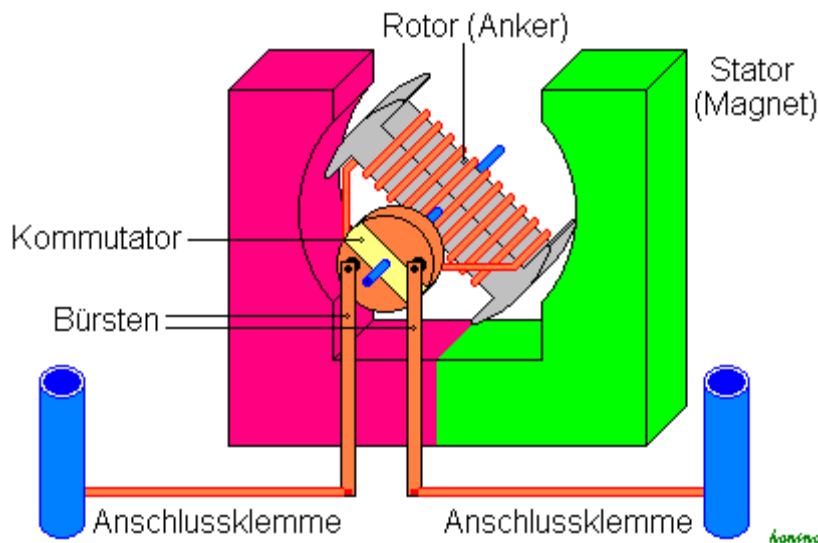
$$P_{\text{zu}} = U \cdot I$$

Benötigt werden also insgesamt 4 Sensoren, um die Drehzahl, die Kraft, die Spannung und den Strom am Motor zu bestimmen. Da es sich bei den Messwerten um stationäre Messpunkte handelt und alle Größen nicht mit Wechselanteil behaftet sind, kann auf eine komplexe Berechnung verzichtet werden.



### 3.2 Funktion eines BLDC Motors

Ein herkömmlicher Elektromotor ist eine Gleichstrommaschine, welche mit Gleichstrom betrieben wird, oder ein Generator, der umgekehrt mechanische Energie in Gleichstrom umwandelt. In einigen Anwendungsfällen kann ein Gerät auch beide Funktionen erfüllen. Er besteht aus einem unbeweglichen äußeren Teil, dem Stator, und einem drehbar gelagerten inneren Teil, dem Rotor. Bei konventionellen Gleichstrommaschinen besteht der Stator aus einem Elektromagneten oder bei kleineren Maschinen einem Permanentmagneten. Der Rotor - es handelt sich um einen Elektromagneten - wird bei konventionellen Maschinen Anker genannt. Ein konventioneller, bürstenloser Gleichstrommotor ist allerdings nicht wie in Abbildung 3.1 als Innenläufer, sondern als Außenläufer konzipiert. Zu den Vorteilen der Gleichstrommaschinen gehören gutes Anlaufverhalten und gute Regelbarkeit. Es folgt der prinzipielle Aufbau eines Gleichstrommotors.



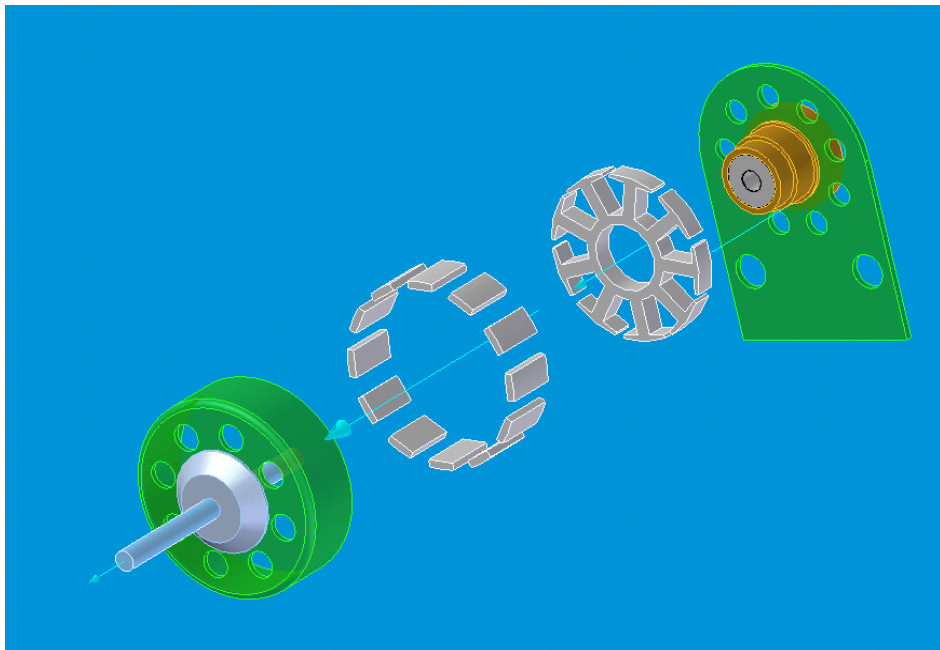
**Abbildung 3.1.: Schematische Darstellung eines Gleichstrommotors <sup>1</sup>**

Die erwähnten Nachteile können von einer bürstenlosen Gleichstrommaschine, BLDC, umgangen werden. Der Rotor besteht hier aus einem Permanentmagneten, der Stator besteht aus mehreren Elektromagneten. Die Lage des Rotors wird ständig gemessen, z.B. über die rückwirkende Induktionsspannung bzw. über den resultierenden Strom oder auch durch im Motor angebrachte Hallgeber. Die Elektromagneten im Stator werden entsprechend über eine Brückenschaltung aus MOS – FET – Transistoren kommutiert. Man spricht daher auch von EC-Motoren, (elektronisch kommutiert, engl. *electrical commutation*). Genau genommen handelt es sich bei dieser Variante auf

<sup>1</sup> Abbildung stammt von [www.wikipedia.de](http://www.wikipedia.de) und steht unter der [GNU Free Documentation License](https://www.gnu.org/licenses/old-licenses/fdl-1.0.de/)

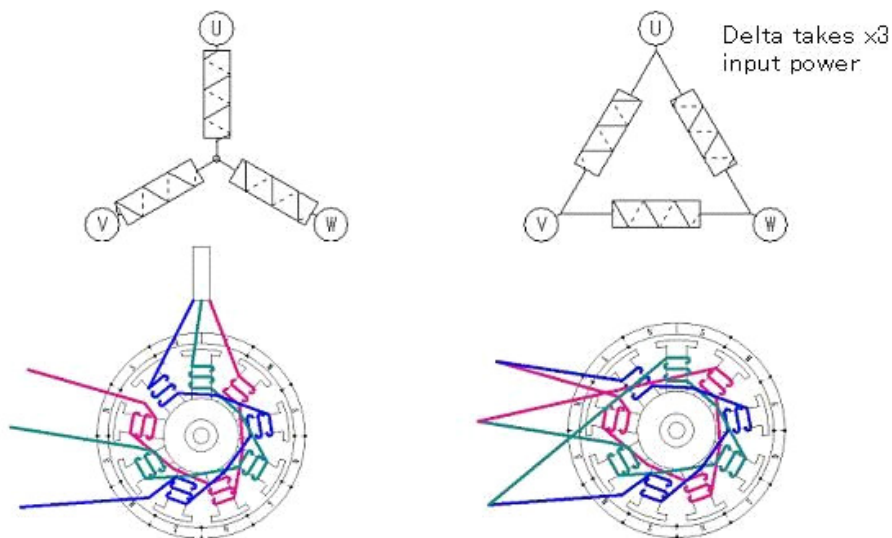


der Ebene der Motorklemmen um eine Synchronmaschine, die mit einer (im Vergleich zu echten Wechselrichtern) vereinfachten Umrichterelektronik von einer Gleichspannung gespeist wird.



**Abbildung 3.2.:** Explosionszeichnung eines Eigenbau BLDC Motors

Der Motor besteht aus zwei wesentlichen Teilen, dem beweglichen Teil - Welle, Buchse und Glocke - mit den eingeklebten Magneten links dargestellt und den feststehenden Teilen - Stator mit Halterungsblech - rechts dargestellt. Der Stator wird nach dargestelltem Schema bewickelt und kann je nach Bedarf in Stern oder Dreieck verschaltet werden.



**Abbildung 3.3.:** Stern und Dreieckverschaltung eines BLDC Motors



Bei beiden Verschaltungsvarianten wird eine Drehbewegung dadurch erzeugt, dass abwechselnd eine der Wicklungen (Violett, Türkis und Blau) bestromt wird. Hierdurch wird ein rotierendes Magnetfeld erzeugt, welches eine Kraft auf die in der Glocke verklebten Magnete bewirkt und den Außenläufer in Rotation versetzt.

Steuerungstechnisch kann man den Betrieb des Motors in 2 Bereiche aufteilen:

- Anlauf und Teillastbetrieb
- Volllastbetrieb

Bei stillstehendem Motor „weiß“ der Regler nicht, in welcher Position die Magnete sich zum Stator befinden, gleichzeitig würden, bei vollem Aufschalten der Versorgungsspannung, die Wicklungen verbrennen. Daher werden die jeweiligen Wicklungen mit einer zerhackten Gleichspannung angesteuert. Dadurch wird sichergestellt, dass, trotz Aufschalten der vollen Versorgungsspannung für einen kurzen Zeitraum, der zugeführte Strom im Durchschnitt sehr klein bleibt. Bei Drehung des Außenläufers erhält der Regler über die induzierte Gegenspannung die Bestätigung, dass sich der Motor dreht. Erst wenn die Magnete dem vorgegebenen Drehfeld wie gewünscht folgen, kann die Periodendauer der zerhackten Spannung erhöht werden und damit auch der zugeführte Strom bzw. die Leistung. Man kann somit vom Anlauf in den Teillastbetrieb übergegangen. Die Leistung des Motors ist über das Puls-Pause-Verhältnis der Wicklungsansteuerung regelbar.

Bei Volllastbetrieb wird den jeweiligen Wicklungen keine zerhackte, sondern eine konstante Gleichspannung aufgeschaltet. Die umgesetzte Leistung wird dann nur noch durch die Belastung des Motors und die Drehzahl bestimmt. Der dem Regler zugeführte Strom entspricht nun dem zeitlichen Verlauf eines konstanten Gleichstroms und ist daher messtechnisch relativ einfach zu bestimmen. Im Teillast- bzw. Anfahrbetrieb können, je nach Aufbau des Motorreglers, Schwankungen im zeitlichen Verlauf auftreten, was entweder die Effektivwertbildung über eine ganze Periode, oder eine Spitzenwertgleichrichtung notwendig machen würde. Folglich erhält man dann zuverlässige Messwerte, wenn der Motor auf Maximaldrehzahl beschleunigt wurde, sich im Volllastbetrieb befindet und dann langsam die mechanische Belastung steigert.



### 3.3 Existierende Messmethoden in der Technik

Nachdem nun bekannt ist, welche Messgrößen notwendig sind und wie der Prüfling funktioniert, müssen vorhandene Umsetzungen näher beleuchtet werden. Generell existieren Komplettsysteme zur Leistungs- und Wirkungsgradbestimmung im großtechnischen Bereich oft bei der Verbrennungsmotorherstellung, in Bereichen die damit zu tun haben z.B. Fa. Arvin Meritor [1], oder bei Herstellern leistungsstarker Elektromotoren z.B. Bosch oder Siemens. Da die verwendeten Prüfstände oft nur zur Einzelprüfung für einen speziellen Anwendungsfall gedacht sind, sind diese meist Spezialanfertigungen für den Laborbereich und keine Serienware. Die Messung der zugeführten Energie, aufgrund der eingespritzten Kraftstoffmenge, lässt sich auf einen elektrisch betriebenen Motor nicht übertragen. Sehr wohl aber die Simulation der Last, weshalb auch die nähere Betrachtung der Prüfstände für den Verbrennungsmotorbereich interessant ist.

Hierbei gibt es - je nach Anwendungsbereich und Leistungsklasse - verschiedene Möglichkeiten. Man unterscheidet dabei zwischen variabel einstellbarer und konstanter Last.

Für einfache Kleinstmotoren wird zur Belastung oft ein Bremsband verwendet. Dieses wird über die Welle des Motors gelegt und an einem Ende mittels eines Gewichts belastet, am anderen Ende wird ein Kraftmesser angeschlossen. Über den Hebelarm der Welle und den Kraftunterschied zwischen Stillstand und Betrieb des Motors kann auf ein Drehmoment geschlossen werden, das der Motor ausübt. Von Nachteil sind hierbei die große Reibungswärme und sehr unkonstante, wenig genaue Messwerte. Eine weitere Möglichkeit stellt die Verwendung eines Aufzugprinzips dar, wobei ein Motor über eine Umlenkrolle und ein Seil eine Masse bewegt oder als Winde funktioniert und ein Gewicht nach oben zieht. Diese Methoden sind ungeeignet, da eine Messung nur über einen sehr begrenzten Zeitraum durchgeführt werden kann (Gefahr der Überhitzung, begrenzte Seillänge) und die Last während der Messung schlecht verändert werden kann.

Bei mittleren Motoren besteht außerdem die Option, einen weiteren Motor als Generator anzukoppeln und diesen dann mit Lastwiderständen variabel zu belasten. Aufgrund der dabei umgesetzten Leistung kann bei bekanntem Wirkungsgrad des Generators die abgegebene mechanische Leistung ermittelt werden. Die Regelung ist - bei Verwendung von Leistungstransistoren als Last - fast stufenlos möglich. Allerdings ist die Leistungsermittlung, wenn man lediglich den Generatorwirkungsgrad zur Hilfe nimmt, welcher eine Drehzahlabhängigkeit aufweist, wenig genau. Das Generatorlastprinzip ist bei leistungsstarken Motoren interessanter, da die Möglichkeit besteht, die zugeführte Leistung umweltschutztechnisch korrekt wieder in das Stromnetz einzuspeisen. Des Weiteren fallen mechanische Reibungsverluste im Generator bei der höheren umgesetzten Leistung weniger ins Gewicht, was beispielsweise bei Arvin Meritor [1] praktiziert wird. Allerdings wird dort die abgegebene



Leistung nicht über den Generator-Wirkungsgrad bestimmt, sondern über Drehzahl und Drehmomentmessung.

Eine weitere Möglichkeit eröffnet sich darin, den Motor eine Pumpe antreiben zu lassen, welche ein beliebiges Medium bewegt und gegen einen Widerstand drückt. Im Kleinen entspricht das einer Luftschraube, die das Medium Luft bewegt und Schub erzeugt. Anhand von Luftschraubenkennlinien und der Drehzahl ist eine Leistungsbestimmung möglich. Da diese Kennlinien aber unter perfekten Laborbedingungen erstellt wurden und jegliche Aufbauten am Motor die Ergebnisse verfälschen, ist hiermit kein genaues Messen möglich. Die Last kann auch nur durch Austauschen der Luftschraube verändert werden.

Um größere Lasten zu erzeugen, ist es des Weiteren üblich, anstatt des Mediums Luft eine Flüssigkeit zu verwenden und diese in einem geschlossenen Kreislauf zu bewegen. Eine Lastvariation wird hierbei durch Ändern von Ventilstellungen erreicht. Ein direkter Rückschluss auf die umgesetzte Leistung ist nur schwer möglich.

Nach einem ähnlichen Prinzip arbeitet die oft verwendete Wirbelstrombremse. Hierbei wird entweder ein Magnetfeld innerhalb einer Spule bewegt oder umgekehrt. Je nach Abstand oder Intensität des Magnetfeldes wird außerdem eine Gegenkraft erzeugt. Eine Wirbelstrombremse ist daher einfach regelbar und arbeitet verschleißfrei - daher wurde sie auch für den Prüfstand ausgewählt (weitere Vorteile und genaue Umsetzung siehe 4.1).

Um nun ein genaues Drehmoment messen zu können, wird bei sehr genauen Prüfständen oder großtechnischen Anlagen wie z.B. Schiffen, eine Torsions-DMS-Kupplung eingesetzt. Hierbei handelt es sich um ein Verbindungsstück zwischen Motor und Last, auf welchem zwei, im 90-Grad Winkel zueinander stehende, Dehnungsmessstreifen appliziert werden. Da der Querschnitt der Kupplung und das verwendete Material bekannt sind, kann man aufgrund der Torsion, entstehend durch die Last, mithilfe der DMS ein Drehmoment ermitteln. Je nach Ausführung geschieht eine Drehzahlmessung elektronisch mithilfe eines Mitnehmers oder optisch von außen. Diese Methode ist sehr genau und erfordert meist keinen großen Umbau an schon vorhandenen Systemen, allerdings muss der Kupplungsquerschnitt dem Leistungsbereich angepasst sein und der Anschluss der Sensoren ist aufgrund der Drehung nicht unproblematisch. Oft wird hierbei eine drahtlose Verbindung via Funk zwischen Kupplung und Auswertesystem genutzt. Diese Variante, ein Drehmoment zu bestimmen ist sehr kostspielig, aber oftmals notwendig, wenn die folgende Möglichkeit nicht anwendbar ist.

Im Laborbetrieb ist es oft möglich, den kompletten Prüfling oder die Last um die Motorachse drehbar zu lagern. Im praktischen Betrieb ist das meist nicht möglich, denn dadurch würde sich der Prüfling oder die Last im Betrieb verdrehen. Ein Hebelarm, welcher zum Beispiel von einer Feder oder einem mit DMS bestückten Biegebalken gehalten wird, kann dies verhindern. Über den Hebelarm, gemessen vom Mittelpunkt der Motorwelle und die Dehnung der Feder oder Biegung des Balkens, ist ein Drehmoment ermittelbar. Früher wurde meist der Hebelarm mit einem Zeiger versehen und eine Skala dahinter angebracht. Kalibriert wurde alles mithilfe von Gewichten und eine Veränderung der Messauflösung



war durch Verändern des Hebelarms möglich. Eine aufwendige Kontaktierung der Sensoren entfällt somit und eine rein digitale Auswertung ist mithilfe eines DMS-Biegebalkens möglich. Verfälscht wird das Messergebnis durch Fehlmessung des Hebelarms oder durch die lagerungsbedingten Reibungsverluste. Wegen der geringeren Kosten, des einfachen umzusetzenden Prinzips (siehe 4.2), erhielt dieses Verfahren zur Drehmomentenbestimmung den Vorrang.

Um die noch fehlende Größe Drehzahl zu bestimmen, finden sich aktuell in der Praxis viele Möglichkeiten. Wenn man allerdings nur jene in Betracht zieht, welche keinen direkten Eingriff in die Steuerelektronik des Prüflings darstellen, also prüflingsunabhängig sind, kommt man meist zu optischen oder magnetischen Verfahren. Bei den zuvor beschriebenen DMS-Kupplungen, welche eine nicht drehende, direkte Kabelverbindung zur Messauswertung besitzen, ist eine Drehzahlmessung oft schon integriert und funktioniert je nach Preis und Anwendungsbereich magnetisch, optisch oder mechanisch. Bei nur gelegentlich stattfindenden Drehzahlmessungen werden meist Handgeräte verwendet. Hierzu wird am zu messenden, sich drehenden Objekt ein Reflektorklebeband aufgebracht, im Betrieb wird dieser dann meist mit einer Infrarotlichtquelle angeleuchtet. Über einen integrierten Empfänger wird der Hell- / Dunkelwechsel erkannt und somit eine Drehzahl errechnet. Bei fortlaufender Messung werden je nach Messumgebung fest installierte Einrichtungen verwendet. In „schmutziger“ rauer Messumgebung, wie z.B. im Automobilsektor, sind optische Messungen bei störungssensiblen Bauteilen ungeeignet, da die Sensoren verschmutzen oder ganz ausfallen können. Dort ist es deshalb üblich, bei der Motordrehzahlbestimmung oder der Kurbelwellenpositionsbestimmung an geeigneter Stelle im drehenden Objekt eine Bohrung vorzusehen, welche dann mithilfe eines Hallsensors erkannt werden kann. Schlitzräder, die sich zwischen Gabellichtschranken bewegen, wie es z.B. in Mechanischen PC-Mäusen üblich ist, werden eher bei der Positionsbestimmung oder sich sehr langsam drehenden Objekten eingesetzt. Theoretisch ist es auch möglich, Drehzahlen rein mechanisch zu messen und bei jeder Umdrehung einen Schalter zu betätigen. Dies ist aber sehr unüblich, da dazu eine Berührung des zu messenden Objekts notwendig ist und dies immer mit Verschleiß und Reibungsverlusten verbunden ist.

Das Messprinzip ist bei allen Varianten gleich: an einer bestimmten Stelle werden eine oder mehrere Markierungen angebracht und diese dann mit diversen Sensoren erkannt. Nur in der Auswertung stellt sich je nach Anwendung die Frage, ob eine Periodendauermessung oder eine Ereigniszählung verwendet werden soll (siehe 6.2). Da der Motorprüfstand unter Laborbedingungen aufgebaut wird und eine fortlaufende Drehzahlmessung zur Leistungsberechnung erforderlich ist, kann ein optisches Verfahren gewählt werden, ein Standard-Handmessgerät ist aber ungeeignet. Die Wahl fiel daher auf eine Eigenbau-Infrarot-Empfänger-Variante mit passender Auswerteelektronik (siehe Abschnitt 5.1.4).

Schlussendlich ist zur Wirkungsgradermittlung noch die Messung der zugeführten Energie notwendig. Hierbei wird nun auch deutlich, warum





der Abschnitt 3.2 Funktion eines BLDC Motors und die Wahl des Volllastbetriebspunktes sinnvoll ist. Betrachtet man einfache Leistungsmessgeräte, welche in diversen Discountern zur Messung von Haushaltselektrogeräten angepriesen werden, so sind diese für einen Prüfstand völlig ungeeignet. Bei diesen Geräten wird meist ein konstanter Effektivwert der Versorgungsspannung angenommen (zum Zeitpunkt des Schreibens 230V im Hausnetz) und nur ein durchschnittlicher Effektivwert des Stromes ermittelt, welcher auch in Sinusform angenommen wird. Bei einigen Verbrauchern ist dies auch zulässig, speziell bei einem BLDC Motor, welcher im Modellbau von einem Akkumulator gespeist wird, aber nicht. Je nach Ladezustand des Akkumulators und Belastung ändert sich die Versorgungsspannung und je nach Betriebspunkt des Motors ist der zeitliche Verlauf des Stromes nicht konstant. Daher ist eine getrennte Messung von Strom und Spannung erforderlich, oder auch ein Leistungsmessgerät mit der Bezeichnung „Echteffektivwert Messgerät“. Üblicherweise wird zur automatischen digitalen Spannungsmessung eine Kombination aus Anpassnetzwerk, z.B. ein Spannungsteiler oder Verstärker, und einem Analog/Digitalwandler verwendet, so auch geschehen beim zu erstellenden Motorprüfstand (5.1.3). Schwieriger gestaltet sich die Strommessung, denn Strom kann nicht direkt gemessen werden, sondern nur anhand seiner Wirkung oder dem Spannungsabfall an einem Verbraucher. Die Wirkung ist in Form eines Magnetfeldes erfassbar. Üblicherweise wird hierzu ein Versorgungskabel mithilfe einer Strommesszange umschlossen und je nach Empfindlichkeit des Sensors kann der Leiter auch in mehreren Schleifen gewickelt werden um die Magnetwirkung zu verstärken. Der Sensor in einem solchen Messgerät funktioniert auf Basis des Halleffekts. Dieses Messprinzip ermöglicht es, den Stromfluss verlustfrei und ohne Eingriff in die Prüflingelektronik zu ermitteln. Die Umsetzung mithilfe einfacher Mittel gestaltet sich aber eher schwierig, weshalb die Wahl auf die einfacher umzusetzende, indirekte Messmethode fiel. Hierzu wird in eine der Versorgungsleitungen ein Leiter mit definiertem Widerstand eingebracht - ein so genannter Shunt - um anhand des Spannungsabfalls auf den Stromfluss zu schließen. In einfachen Digital-Multimetern wird dies oft mithilfe eines Konstantendrahts realisiert. Je nach Empfindlichkeit des nachgeschalteten A/D-Wandlers wird ein Anpassnetzwerk zur Spannungsverstärkung oder Spannungsteilung verwendet. Nachteilig wirkt sich bei diesem Prinzip aber der Spannungsabfall am Shunt aus, denn dieser verringert die tatsächlich anliegende Versorgungsspannung am Verbraucher und kann je nach Messmethode (Stromrichtig oder Spannungsrichtig) die Spannungsmessung deutlich verfälschen. Da dies aber ein systematischer Fehler ist, ist dieser rechnerisch ausgleichbar. Die tatsächliche Umsetzung inklusive der Messproblematik wird ausführlich in Abschnitt 5.1.2 beschrieben.



## 4 Entwicklung der Mechanischen Elemente

Nachdem nun die theoretischen Grundlagen erarbeitet wurden kann mit der Mechanischen Umsetzung begonnen werden. Zeitlich wurden eigentlich zuerst Elektronik und Steuerung entwickelt, zum einfacheren Verständnis wird nun aber erst der Aufbau und die Funktion der Mechanik beschrieben.

Da die Ambition bestand den, Prüfstand in Eigenregie herzustellen, wurde als Werkstoff meist Holz verwendet. Zum einen besteht Zugang zu einer gut ausgestatteten Privatschreinerei zum anderen ergeben sich keine Nachteile durch die Materialwahl. Holz ist je nach Art sehr stabil und weist ein sehr gutes Stabilitäs–Eigengewicht-Verhältnis auf. Hinzu kommt, dass es noch mit relativ einfachen Mitteln gut bearbeitbar ist, was einen Nachbau relativ einfach macht und die Prototypen Fertigungskosten minimiert. Zur Herstellung der Einzelteile wurden hauptsächlich folgende Maschinen verwendet:

### Holzbearbeitungscenter:

Hersteller: Felder  
Typ: BF6-31  
Kreissäge, Unterfräse, Ober und Unterhobel  
Leistung: 3 x 4kW

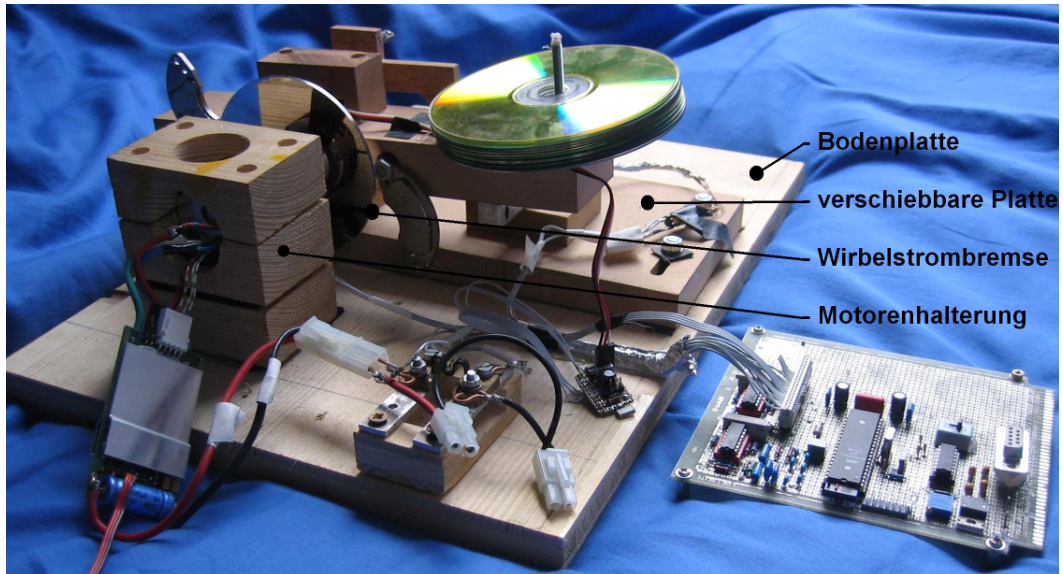
### Säulenbohrmaschine:

Hersteller: Flott  
Typ: E2  
Leistung: 0,75kW

### Oberfräse:

Hersteller: Elu  
Typ: MOF177/00 Typ 3  
Leistung: 1,6kW

Alle der im Folgend beschriebenen Einzelkomponenten wurden selbst entwickelt und hergestellt, eine Ausnahme bildet die Aufnahme der Wirbelstrombremsscheibe, welche zwar selbst konstruiert, aber aufgrund einer benötigten Drehbank in einer Lehrwerkstatt in Auftrag gegeben und dort hergestellt wurde (Ampack Amann, 86343 Königsbrunn, Lechfeldgraben 7). Siehe Anhang A. Standardteile wie Kugellager und Schrauben, die Platte einer PC-Festplatte und eine Biegebalkenwägezelle wurden größtenteils aus Altgeräten ausgebaut.



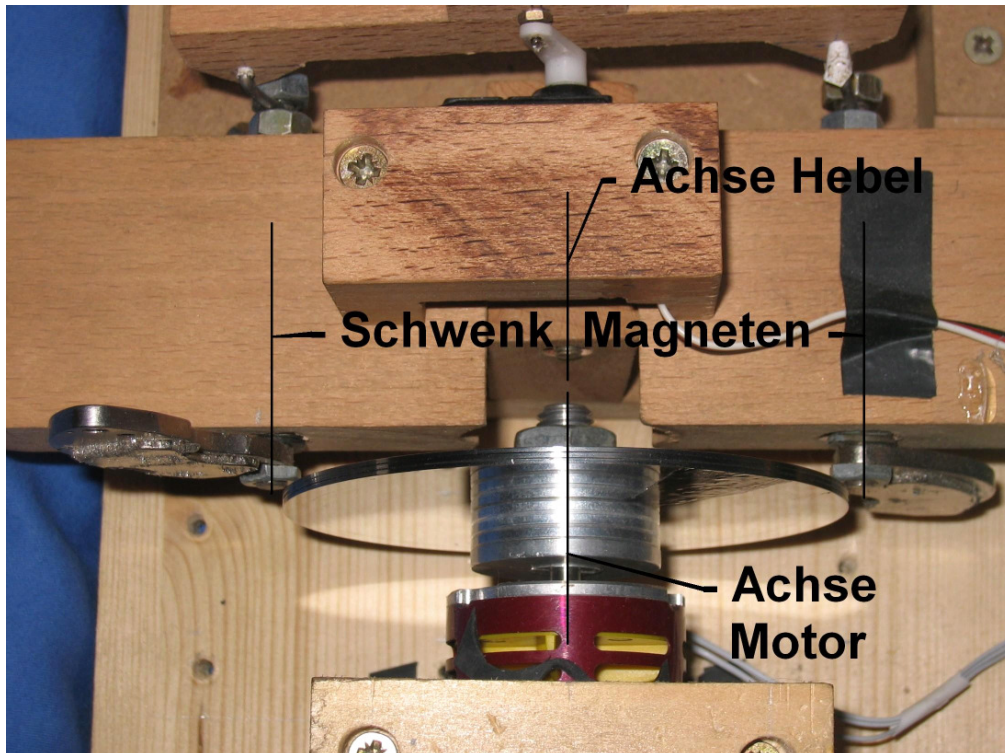
**Abbildung 4.1.:** Prototyp des Motorenprüfstands

In folgendem Kapitel werden die einzelnen mechanischen Aufbauten im Detail beschrieben und erläutert, wie diese praktisch umgesetzt wurden. Wie aus Abbildung 4.1 ersichtlich ist, kann der Prüfstand in 4 mechanische Baugruppen unterteilt werden.

Das Grundgerüst bildet eine Bodenplatte, die fest mit einer Motorenhalterung verbunden ist, dieser gegenüber befindet sich die Wirbelstrombremse welche auf einer verschiebbaren Platte montiert wird. Aufgrund der variablen Platte lässt sich die Wirbelstrombremse in Flucht mit der Achse des Motors ausrichten. Der Motor treibt die Scheibe der Wirbelstrombremse an, über welche ein regelbares Bremsmoment erzeugt werden kann. Das Bremsmoment wirkt über den Hebelarm auf den Kraftaufnehmer. An der Scheibe wird optisch die Drehzahl ermittelt. Strom und Spannung werden am Regler des Motors bestimmt.

Somit können alle interessanten Größen zur Motorvermessung ermittelt und verarbeitet werden. Der modulare Aufbau ermöglicht es, beliebige Motoren zu testen, aufgrund der Messung von Strom und Spannung am Regler müsste sogar die Vermessung eines normalen Bürstenmotors möglich sein.

#### 4.1 Aufbau der Wirbelstrombremse



**Abbildung 4.2.:** Wirbelstrombremse

Um den Motor mit einer definierten Last abzubremsen, wurden einige Möglichkeiten näher betrachtet.

Das Abbremsen mithilfe einer mechanischen Bremse - ähnlich einer Fahrradbremse - ist zwar theoretisch sehr einfach, führt aber zu Abrieb und Verschleiß, was unerwünscht ist.

Bei Einsatz eines kurzgeschlossenen, bzw. belasteten Motors entsteht zwar kaum Verschleiß, eine genaue Steuerung oder auch eine mögliche Stromrückspeisung ins Versorgungsnetz ist bei einem Kleinmotor aber zu aufwendig und unrentabel. Sinnvoll ist dies erst bei Groß- oder auch Verbrennungsmotoren.

Die oft praktizierte Methode, den Motor mit einer Luftschraube zu belasten, deren Kennlinie bekannt ist, sollte nicht gewählt werden, da die entstehenden Luftverwirbelungen das Messergebnis verfälschen und den Messbetrieb äußerst unangenehm gestalten.

Die Wahl fiel auf eine Wirbelstrombremse, die sich an der Vorlage von Herrn Retzbach [2] orientiert. Mit ihr wird ein verschleißfreies Abbremsen möglich, das Bremsmoment lässt sich sehr genau über schwenkbare Neodym Magneten regeln.

Eine handelsübliche PC Festplatte wird hierzu demontiert. Die Datenträgerscheibe eignet sich aufgrund der genauen Verarbeitung bestens, um auch bei hohen Drehzahlen keine großen Unwuchten zu erzeugen. Sie wird mithilfe einer geeigneten Spannvorrichtung am Motor befestigt und direkt durch diesen angetrieben. Der Vorteil hierbei - im



Gegensatz zu anderen Konstruktionen – ist, dass Motor und Scheibe fest auf der Bodenplatte verankert sind und somit besser von den Messeinrichtungen entkoppelt werden. Weiterhin kann eine Kupplung entfallen, die den Motor mit einem feststehenden Messsystem verbindet und zusätzlich Verluste und Vibrationen erzeugen würde. Allerdings muss der Mittelpunkt der Bremsvorrichtung exakt nach der Achse des Motors ausgerichtet werden, um genaue Messergebnisse zu erhalten.

Das Bremsmoment wird dadurch erzeugt, dass sich die Eisenoxidscheibe in einem feststehenden Magnetfeld dreht, wodurch ein Stromfluss innerhalb der Scheibe entsteht, der ebenfalls zu einem Magnetfeld führt, welches seiner Ursache entgegenwirkt.

Die hierbei erzeugte Wärme wird aufgrund der sich drehenden Scheibe und der Luftreibung sehr gut an die Umgebung abgegeben, die Scheibe wirkt dabei als Zentrifugalgebläse.

Wie stark das Bremsmoment ist, wird über die extrem starken Neodym-Magnete gesteuert, welche aus einer Festplatte ausgebaut wurden und symmetrisch in den Wirkungsbereich der Scheibe hineingedreht werden können. Zusätzlich kann die Bremswirkung durch Anbringen weiterer Scheiben erhöht werden. Weil zwei Magneten verwendet werden und diese sich symmetrisch einschwenken lassen, entsteht kein Einfluss durch Schwerpunktsverlagerung, wie er bei nur einem Magnet entstehen würde. Gesteuert wird die Drehbewegung durch einen Servo-Schrittmotor (HES-388N von Jamara), wie er im Modellbau üblich ist. Die ganze Konstruktion befindet sich in einem drehbar gelagerten Hebel der auf einen Kraftaufnehmer drückt.

Als Material wurde Buchenholz gewählt, dies hat zum einen bearbeitungstechnische Gründe, zum andern werden Störeinflüsse durch Ferromagnetismus vermieden und entstehende Schwingungen gut gedämpft. Materialien wie Aluminium oder andere unmagnetisierbare Metalle sind auch geeignet, mit den vorhandenen Maschinen aber nicht bearbeitbar. Des Weiteren ist erwähnenswert, dass Holz bei richtiger Wahl der Maserung zum jeweiligen Belastungsfall äußerst stabil ist und einen sehr guten Stabilitäts-Eigengewicht-Faktor aufweist.



## 4.2 Umwandlung des Drehmomentes in eine Druckkraft

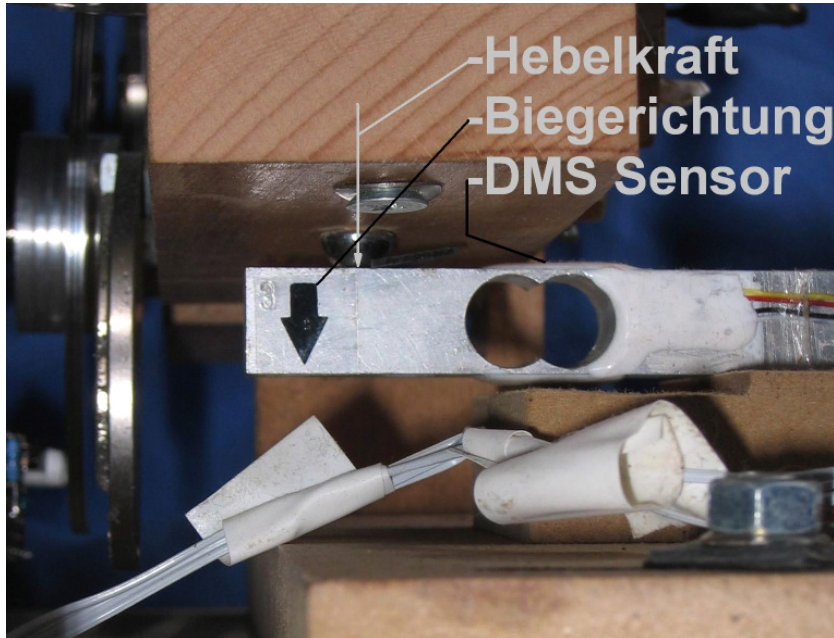


Abbildung 4.3.: Kraftaufnehmer

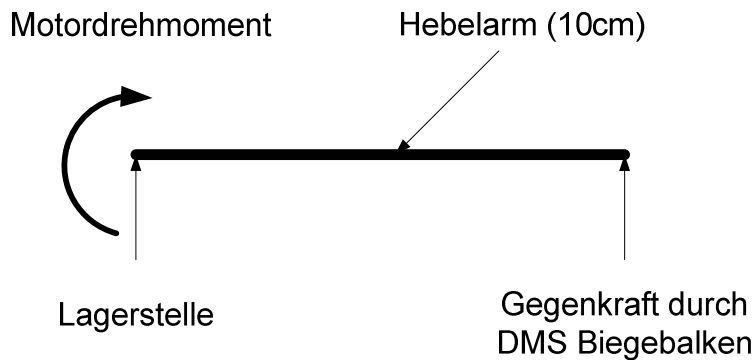


Abbildung 4.4.: Skizze des Hebelarmes

Das, durch die Wirbelstrombremse erzeugte Bremsmoment, wird über die, im Hebelarm verankerten Magnete, auf selbigen übertragen. Die Lagerstelle des Arms befindet sich in einer Flucht mit der Motorachse, hierbei wurde Wert darauf gelegt, eine möglichst lange Achse zu verwenden, um mögliches Spiel zu vermindern. Außerdem muss die Lagerung sehr leichtgängig sein, um Fehler bei der Messung durch Reibung zu minimieren. Daher wurden an den Enden der Lagerstellen jeweils zwei Kugellager zusammengesteckt und mithilfe einer speziellen selbstzentrierenden Achskonstruktion verbunden.



Um nun das Drehmoment in eine Gewichtskraft umzuwandeln, wird ein Hebelarm mit 10cm Länge verwendet, an dessen Ende eine Spitze auf eine Biegebalken drückt, welcher mit einer DMS-Vollbrücke versehen ist. Bei der Wahl des Kraftaufnehmers wurden diverse Piezoelemente und Folienmessaufnehmer in Betracht gezogen. Schlussendlich wurde aber ein Biegebalken mit DMS-Vollbrücke ausgewählt, der aus einer handelsüblichen Küchenwaage ausgebaut wurde. Dieser besitzt einen linearen Widerstands/Kraft-Verlauf und ist aufgrund der Vollbrückenordnung unempfindlich gegenüber Temperatur- und Torsionseinflüssen. Wie in Abbildung 4.1 zu sehen ist, befinden sich am Ende des Hebelarms CDs - diese eignen sich durch ihr konstantes gewicht von 16g zur Grobkalibrierung des Kraftaufnehmers, dienen aber als „Vorspann-Gewichte“ für den Kraftaufnehmer, sie erhöhen die Masse des Hebelarms und verlagern somit laut Martin Mayr [3] die Eigenfrequenz. Zusätzliche Schwingungsdämpfung wird durch Einbringen einer Gummiplatte zwischen Kraftaufnehmer und Spitze des Hebelarms erreicht.

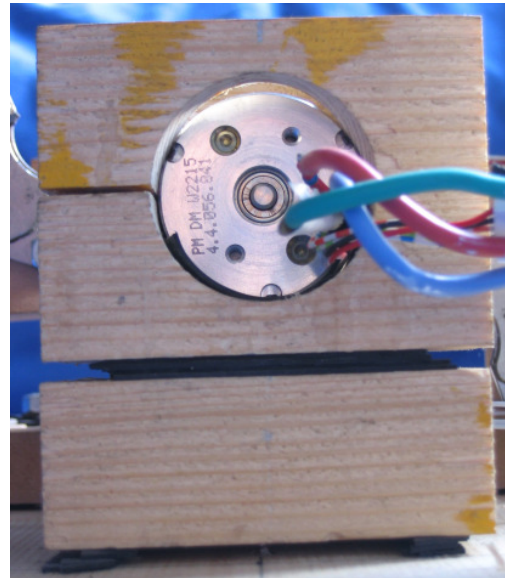
Über diese Anordnung kann nun auf das Drehmoment des Motors geschlossen werden, was in folgendem Beispiel deutlich wird.  
Anzeigewert 100g Gewicht am Kraftaufnehmer

$$M = m \cdot g \cdot l = 0,1kg \cdot 9,81 \frac{m}{s^2} \cdot 0,1m = 9,81Ncm$$

### 4.3 Bau einer schwingungsgedämpften Motorenhalterung



**Abbildung 4.5.:** Motorenhalterung von links

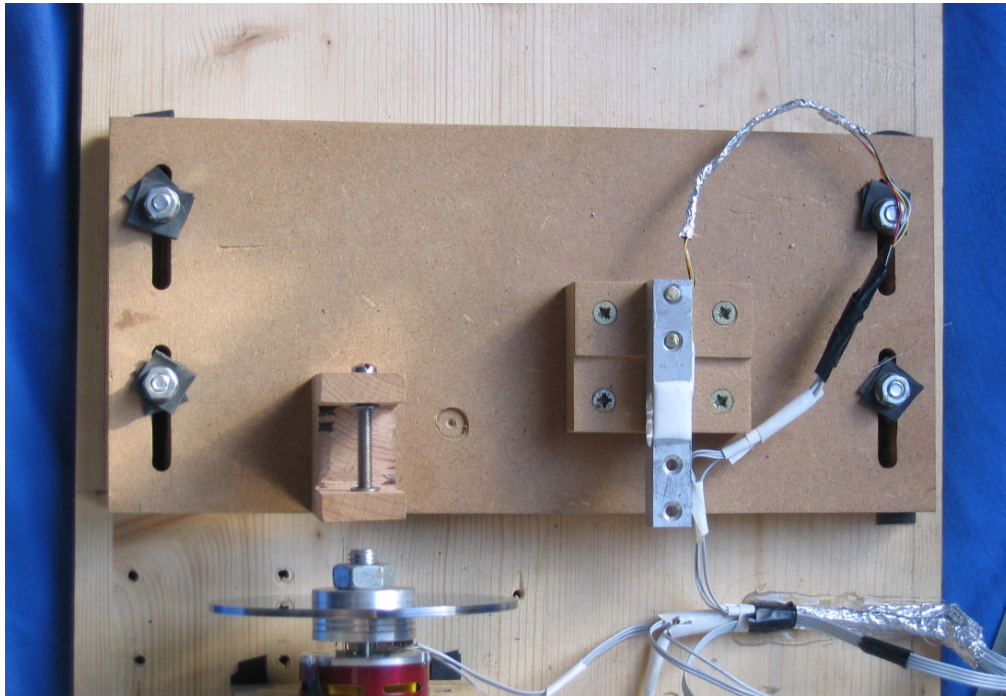


**Abbildung 4.6.:** Motorenhalterung von hinten

Um Den Motor auf der Bodenplatte zu fixieren und Schwingungen durch Unwuchten zu dämpfen, wurde sie ebenfalls nach den Grundlagen von Martin Mayr [3] (Schwingungsdämpfung) konstruiert. Sie besteht aus drei Segmenten. Die obersten beiden Segmente dienen dazu, den Motor zu fixieren. Sie sind mit Lüftungsöffnungen für den Motor versehen, zur besseren Fixierung des Motors sind Gummistreifen an den Klemmflächen angebracht, welche auch dämpfende Wirkung haben. Festgeklemmt wird der Motor über 4 Schrauben an der Oberseite des Segments. Zwischen dem mittleren und untersten Segment befinden sich Dämpfungselemente aus Gummi, welche aufgrund der Schraubklemmung eine Nickbewegung des Motors zulassen und somit die Vibrationsübertragung, durch eine Unwucht an der Wirbelstromscheibe, des Motors zur Bodenplatte dämpfen. Zwischen dem untersten Segment und der Bodenplatte befindet sich eine, um 90° gedrehte, Dämpfungselement–Schraubklemmung-Kombination. Diese unterbindet Vibrationen rotationssymmetrisch zur Motorachse. Versuche komplett ohne die Dämpfungselemente führten auch bei bestmöglichem Ausrichten der Bremsscheiben zu starker Vibrationsübertragung auf das Messsystem und somit zu deutlich verfälschenden Schwingungen am Kraftaufnehmer.



#### 4.4 Erstellen einer verschiebbaren Messsystem Plattform



**Abbildung 4.7.:** Verschiebbare Messsystem Plattform

Da die Messaufbauten Hebelarm und Biegebalken zueinander ausgerichtet sind und nicht bewegt werden sollten und trotzdem der Versuchsaufbau möglichst flexibel sein sollte, wurde als konstruktive Lösung eine verschiebbare Messsystem-Plattform erstellt. Als Material wurde MDF (Mitteldichte Faserplatte) verwendet, diese hat gute Schwingungsdämpfungseigenschaften und ist aufgrund der kurzen Fasern sehr gut spanend bearbeitbar, allerdings führen die zerhackten Fasern zu geringerer aber konstanter Stabilität, da keine Faservorzugsrichtung mehr vorhanden ist. Da aber keine großen Belastungen auf sie wirken, ist sie für den Anwendungsfall bestens geeignet.

Auf der Platte befinden sich Kraftaufnehmer und Hebelarm für die Bremsmomentenerzeugung. Sie ist über 4 Langlochbohrungen in Richtung der Motorachse verschiebbar und kann daher zusätzlich das mögliche Bremsmoment beeinflussen (große Entfernung zur Bremsscheibe ► kleines Bremsmoment, kleine Entfernung zur Bremsscheibe ► großes Bremsmoment).

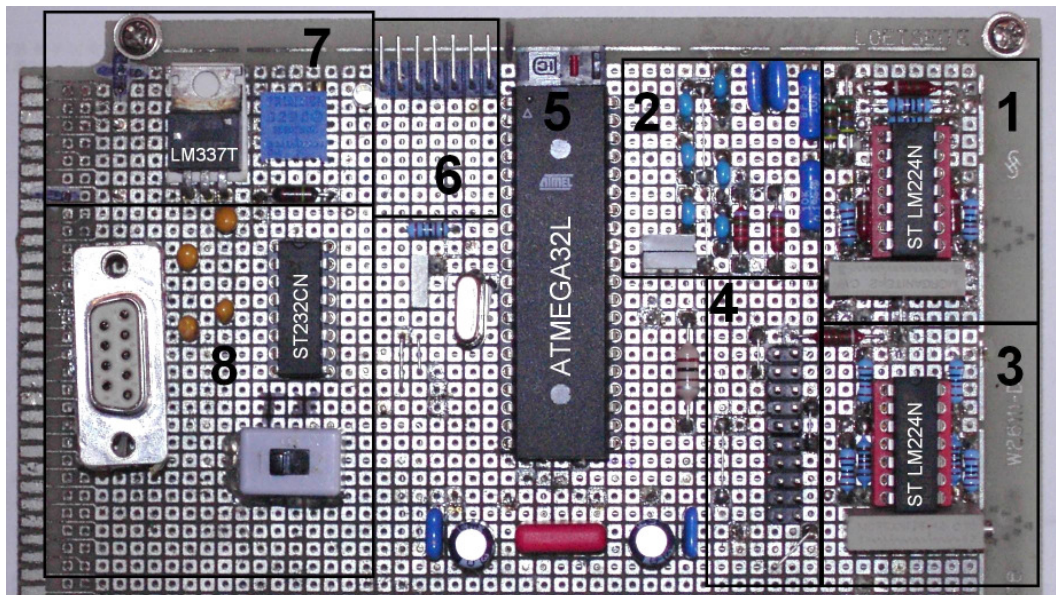
Aufgrund des erwünschten Spiels bei der Langloch-Schraube-Verbindung ist es möglich die Platte leicht zu drehen, um eine optimale Ausrichtung der Hebelarmachse zur Motorenachse zu ermöglichen.

Weiterhin ist die Platte ebenfalls auf Dämpfungselementen aus Gummi gelagert, um Schwingungen der Bodenplatte bestmöglich gegenüber dem Messsystem zu dämpfen.

## 5 Design der Elektronik

Im Anschluss an die Entwicklung der mechanischen Bauteile werden nun die notwendigen elektronischen Bauteile des Prüfstands erarbeitet. Da hier praktisch eine gleichzeitige Entwicklung von Sensoren und Steuerung stattfand, wird nun erst die Elektronik inklusive aller Sensoren und der notwendigen Signalaufbereitung näher erläutert und danach in Kapitel 0 die Ideen und Umsetzung der Steuerung vorgestellt.

Das Herzstück der Elektronik bildet ein Atmega 32 Mikrocontroller, der sämtliche Messwerte der Sensoren verarbeitet und auch die Steuerung des Prüfstandes übernimmt. Bei der Beschaltung der Steuerplatine und dem Entwurf der Sensoren bzw. deren Verstärkern wurden die Empfehlungen des Datenblattes der Firma Atmel [4] für den Atmega32 Mikrocontroller beachtet, speziell was die notwendigen Innenwiderstände der A/D Eingänge und die restliche Verschaltung angeht.



**Abbildung 5.1.:** Prototyp der Platine von oben

- 1 DMS Verstärker
- 2 Spannungsteiler für Spannungsmessung
- 3 Strommessverstärker
- 4 Analogein- Ausgang Sensoren
- 5 Mikrocontroller mit Beschaltung
- 6 Programmierschnittstelle
- 7 Spannungsversorgung für Platine
- 8 Serielle Schnittstelle mit Pegelwandler



Beim Layout wurde besonders auf die Trennung zwischen Analog- und Digitalteil geachtet. Der Analog- bzw. Eingangsteil - bestehend aus den Nummern 1-4 - befindet sich, wie in Abbildung 5.1, rechts auf der Platine, der Digitalteil und die Stromversorgung (Nummer 6-7) auf der linken Hälfte. Mittig angeordnet ist der Mikrokontroller (Nummer 5).

Diese Trennung ist notwendig, um mögliche Störungen des sensiblen Analogteils durch die hochfrequenten Digitalsignale zu verhindern. Eine komplette Kapselung des Analogteils durch ein Metallgehäuse mit Massebezug würde eine weitere Verbesserung bedeuten, ist aber bei diesem Prototyp nicht praktikabel, da immer wieder Einstellungen und Verbesserungen vorgenommen werden und somit ein einfacher Zugriff auf die Bauteile erschwert würde.

Bei der Entwicklung wurde entgegen der Nummerierung vorangegangen. In einem ersten Schritt wurde der Kontroller mit den grundlegendsten Bauteilen aufgebaut (Nummer 5-8), um sich mit den Funktionen vertraut zu machen. Im weiteren Verlauf wurden dann die Verstärker und Eingangsverbindungen (Nummer 1-4) gestaltet.

Von den nichtdargestellten Sensoren gelangen die Signale über den Analogeingang (Nr. 4) zu den Verstärkern und Spannungsteilern (Nr. 1 – 3). Im Mikrokontroller (Nr. 5) werden die Messsignale verarbeitet und über den Pegelwandler und die serielle Schnittstelle (Nr. 8) an einen PC weitergeleitet. Zusätzlich werden Steuersignale vom PC an den Mikrokontroller über die Schnittstelle (Nr. 4) an den Motor gesendet. Die Auswertung der Daten erfolgt dann am PC.



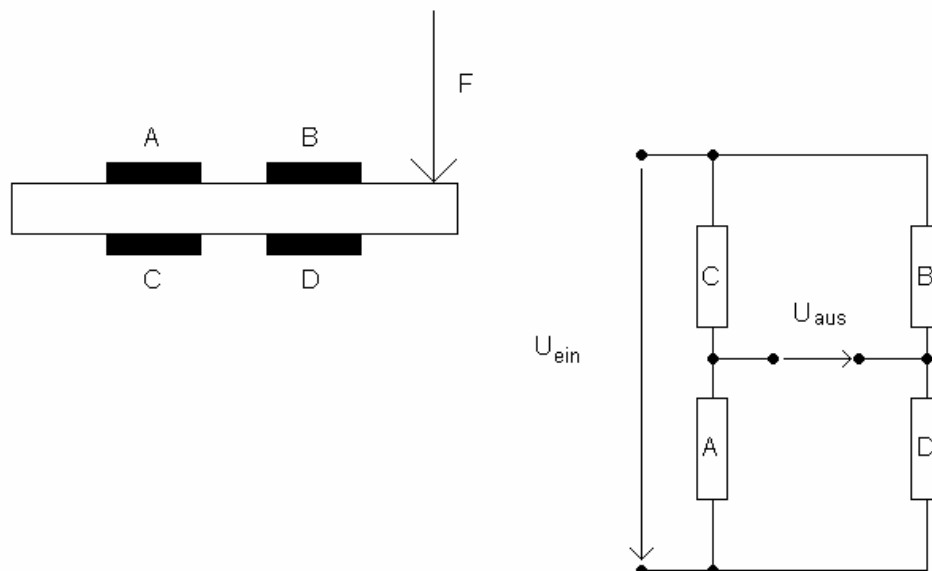
## 5.1 Sensoren

### 5.1.1 DMS Vollbrücke

Bei der Drehmomenten-Bestimmung über das Gewicht wurden z.B. auch Drucksensoren und Piezoelemente in Betracht gezogen, diese scheiden aber aufgrund hoher Nichtlinearität oder schlecht handhabbarer Messsignale aus.

Die Wahl fiel auf eine DMS Vollbrücke, welche auf einem Biegebalken aufgebracht war.

Dieser wurde einer Küchenwaage (TCM 215586) entnommen und erwies sich nach einigen Tests im Bereich von 0-2000g, in Verbindung mit einem Eigenbau Instrumentenverstärker, als sehr linear.



**Abbildung 5.2.:** DMS Vollbrücke Prinzipbild

Aufgrund der Anordnung (wie in Abbildung 5.2) werden, bei Kräfteinwirkung  $F$  auf den Biegebalken, die DMS A und B gestreckt, die DMS C und D gleichzeitig gestaucht. Bei Verschaltung der DMS in einer gleichspannungsversorgten Messbrücke werden bei Kräfteinwirkung  $F$  Widerstand A und B erhöht und gleichermaßen die Widerstände C und D verkleinert. Somit entsteht eine positive Ausgangsspannung  $U_{aus}$ . Berechenbar ist dies nach E. Wagner [5] mit folgender Gleichung:

$$U_{aus} = U_{ein} \cdot \frac{R_A R_B - R_C R_D}{(R_C + R_A) \cdot (R_B + R_D)}$$

$$U_{aus} = U_{ein} \cdot \frac{\Delta R}{R_0}$$



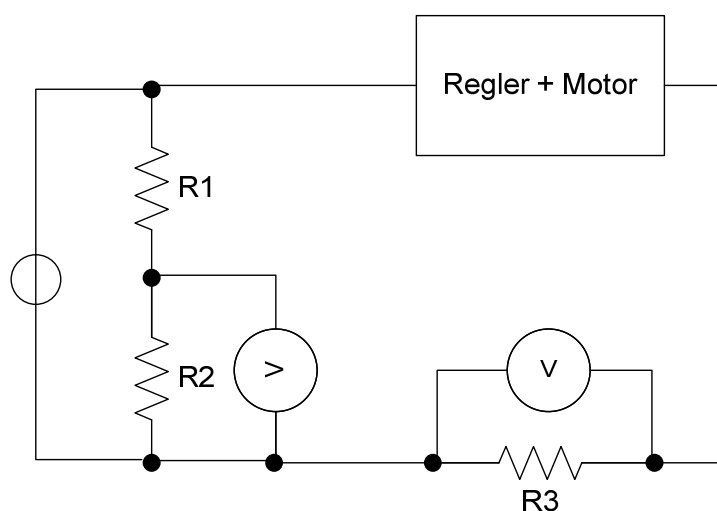
Da alle 4 DMS gleicher Bauart sind, ist die gemachte Formel-Vereinfachung zulässig.

Prinzipbedingt entsteht bei Torsion des Balkens oder durch temperatureinflussbedingte Dehnung keine Ausgangsspannung  $U_{\text{aus}}$ . Weil die Widerstandsänderung der DMS sehr klein ist, entsteht bei Kräfteinwirkung auch nur eine sehr geringe Spannungsänderung, welche - ohne weitere Verstärkung - nicht vom nachfolgenden A/D-Wandler verarbeitet werden kann. Da die Messbrücke nicht belastet werden darf, ist ein Instrumentenverstärker mit hoher Verstärkung notwendig (siehe 5.2.1). Über den Analogeingang (Abbildung 5.1 Nummer 4) wird die Messbrücke - ebenso wie alle folgenden Sensoren (5.1.2 bis 5.1.4) - mit der Steuerplatine verbunden.

### 5.1.2 Strom-Messung

Da eine Strommessung, wie schon erwähnt, nicht direkt erfolgen kann, sondern immer nur indirekt, wurde für eine sehr präzise Messung ein 4 Poligen Shunt (  $R_3$ ,  $5,2\text{m}\Omega$  ) gewählt. Vorteil hierbei ist, dass keine Messfehler aufgrund eines Spannungsabfalls an den Messleitungen entstehen, da der Stromfluss auf diesen - aufgrund des hohen Innenwiderstands des Messverstärkereingangs - unerheblich ist. Bei einem Stromfluss bis maximal 30 Amper (Konstruktiv vorgesehen erweiterbar auf 60A Dauerbetrieb) entsteht ein Spannungsabfall am Shunt von nur 156mV. Der nachfolgende Analog-Digital-Wandler besitzt einen Eingangsspannungsbereich von 0 – 2,56V, es wird also zur besseren Ausnutzung des AD Wandlers ein Verstärker benötigt.

Aufgrund des zwischengeschalteten Verstärkers (siehe 5.2.2), und dessen Innenwiderstand im Megaohm Bereich liegt ist der hierdurch entstehende Fehlstrom vernachlässigbar, da er sich im Nanoamper-Bereich bewegt. Aufgrund der stromrichtigen Messung entsteht kein weiterer Fehlstrom durch die Spannungsmessung.



**Abbildung 5.3.:** Prinzipschaltung für Strom und Spannungserfassung



Der Shunt R3 ist - wie Abbildung 5.3 dargestellt - in Reihe zwischen Spannungsversorgung und Motorregler geschaltet. Die Messung erfolgt stromrichtig bezüglich der Versorgungsklemmen des Reglers. Die Strommessung an dieser Stelle, ohne zusätzliche Gleichrichtung, ist bei einer BLDC-Motor-Regler-Kombination zulässig, da sowohl im höheren Teillast-, als auch im Vollastbetrieb des Motors die hochfrequente Ansteuerung, durch den Regler und die im Regler verbauten Kondensatoren, zu einem konstanten Gleichstromverbrauch ohne nennenswerten Wechselanteil führt. Bei einer Strommessung zwischen Regler und Motor bei einer der drei Phasen wäre die Signalaufbereitung komplizierter, da dort eine hochfrequente Wechselspannung messbar ist. Zusätzlich wird dies durch Gegenspannungsimpulse überlagert, welche durch die induzierte Spannung der anderen beiden Phasen des Motors entstehen. Für das Ziel, eine passende Luftschraube und Spannungsversorgung für eine Regler-Motor-Kombination zu finden, ist ohnehin die Leistungsaufnahme von Motor und Regler zusammen interessant. Es wird also in Verbindung mit den anderen Messungen ein Gesamtwirkungsgrad der Regler-Motor-Kombination bestimmt.

### 5.1.3 Spannungsmessung

Die Spannungsmessung erfolgt, nach Abbildung 5.3, direkt an den Anschlussklemmen des Reglers und an der Masseklemme des Shunts über einen Spannungsteiler R1 und R2. Aufgrund der stromrichtigen Messung entsteht hierbei nur ein Messfehler durch den Spannungsabfall am Shunt, an den Verbindungskabeln zum Regler und am Kontaktwiderstand des Verbindungssteckers des Reglers. Wegen des Leitungsquerschnitts und der verbauten Stecker fällt bei der Leistungsberechnung nur der Spannungsabfall am Shunt ins Gewicht. Dies ist ein systematischer Fehler - der Innenwiderstand des Shunts ist bekannt und der Spannungsabfall daran wird gemessen. Folglich kann dieser, bei der Auswertung, durch einen Korrekturwert, berichtigt werden:

gemessener Strom: 20A  
gemessene Spannung: 15,104V

$$U_{shunt} = R_{Shunt} \cdot I_{gemessen} = 5,22m\Omega \cdot 20A = 104mV$$

tatsächliche Spannung 15V



#### 5.1.4 Drehzahlmessung

Zur Bestimmung der Drehzahl des Motors standen folgende Lösungsansätze in der näheren Auswahl.

##### Drehzahlbestimmung durch Eingriff in eine der 3 Phasen des Motors

Hierbei wird eine Messleitung mit einer Phase des Motors am Regler verbunden und durch geeignete Logikelemente ein Signal erzeugt, welches einem bestimmten Vielfachen der Motordrehzahl entspricht. Dies ist mit erheblichem Bauaufwand verbunden. Die Drehzahlerfassung erfolgt allerdings rein digital und ist durch geeignete Bauweise relativ störungsempfindlich. Nachteilig wirkt sich die feste Verbindung zwischen Steuerung und Regler aus - ein einfacher Einbau eines anderen Motors oder Reglers ist somit nicht möglich. Auch die Möglichkeit, einen Standard Bürsten Gleichstrom Motor zu vermessen, ist somit nicht gegeben.

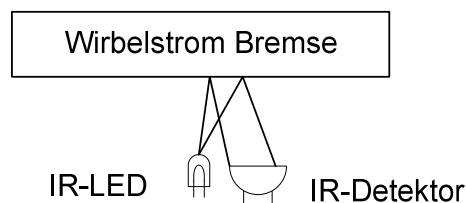
##### Drehzahlbestimmung mittels Gabellichtschranke

Um eine möglichst Flexible Drehzahlerfassung, unabhängig von Motor oder Regler, zu erhalten, ist es denkbar, eine Gabellichtschranke an der Wirbelstrom-Bremsscheibe zu befestigen und diese mit einem Loch oder Schlitz zu versehen. Da Motor und Bremsscheibe gelegentlich demontiert werden und die Anzahl der Scheiben abhängig vom gewünschten Bremsmoment variabel ist, würde diese Lösung immer ein sehr exaktes Positionieren der Scheiben nach sich ziehen, um die Löcher in Deckung zu bringen. Weiterhin entsteht hierdurch - gerade bei höheren Drehzahlen - eine nicht vernachlässigbare Unwucht, welche die Messergebnisse beeinflussen würde.

##### Drehzahlbestimmung mittels Hallsensor

Der Versuch, die Drehzahl Mittels Hallsensor zu bestimmen, welcher außerhalb des Motors angebracht war um das Rotierende Magnetfeld zu detektieren, wurde aufgegeben, da der verwendete Hallsensor nicht empfindlich genug war und erst bei stärkeren Magnetfeldern ausschlug.

##### Drehzahlbestimmung mittels Infrarot LED und Reflektor



**Abbildung 5.4.:** Drehzahlmessung mit Hilfe einer IR-LED



Um alle zuvor genannten Vorteile zu erhalten bei möglichst wenigen Nachteilen, wurde eine Eigenkonstruktion mithilfe einer Infrarot LED und eines Infrarotsensitiven Transistors verwirklicht.

Wie in Abbildung 5.4 zu sehen ist, wurde eine IR-LED verwendet, welche die Scheibe der Wirbelstrombremse beleuchtet. Da diese stark reflektierend ist, wird der IR Strahl zurückgeworfen. Dieser wird über einen IR Receiver empfangen. Um nun eine Abdunklung zu erreichen, wurde auf der Scheibe eine schwarze Fläche aufgemalt, welche das IR Licht schwächer reflektiert. Bei Drehung der Wirbelstrombremse durch den Motor wird somit vom Sensor ein Rechtecksignal ausgegeben. Dies entspricht nun direkt der Drehzahl des Motors. Bei einem Wechsel des Motors, oder beim zusätzlichen Anbringen weiterer Bremscheiben, ist die Entfernung des IR-Detektors zur Scheibe nicht so entscheidend, eine exakte Positionierung ist ebenfalls nicht erforderlich. Einflüsse durch Tageslichtspiegelungen oder Störlicht durch 50Hz Flackern von Glühbirnen oder Energiesparlampen sind nicht messbar da IR-Licht und ein IR-Detektor verwendet wurden.

## 5.2 Signalaufbereitung - Auslegen der Filter und Verstärker

Mithilfe der eben vorgestellten Sensoren erhält man Messsignalquellen, die aber entweder zu wenig Spannungsausschlag liefern, oder nicht durch einen Verbraucher belastet werden dürfen. Auch sind bei der Kraft- und Strommessung Filter notwendig, um dem verwendeten A/D-Wandler des Mikrocontrollers eine belastbare, konstante Signalquelle mit  $10\text{k}\Omega$  oder geringerem Innenwiderstand bereitzustellen. Nachfolgend werden nun die Verstärker und Filter für die einzelnen Sensoren vorgestellt und die wichtigsten Details und Schwierigkeiten bei den Messungen erklärt.





### 5.2.1 DMS Verstärker

Um die geringe Ausgangsspannung der DMS-Messbrücke in eine, für den Analog-Digitalwandler des Mikrochips passende, Eingangsspannung zu verwandeln (2,56V bei 5-10kΩ Innenwiderstand) wird ein Verstärker benötigt. Die Gesamtverstärkung muss ca. 1000-2000 betragen, was mit einer einzelnen Verstärkerstufe schwer realisierbar ist, da eine sehr hohe Schwingneigung zu erwarten ist. Zusätzlich besitzt die Ausgangsspannung der DMS-Messbrücke keinen Massepunkt, wodurch ein Differenzverstärker nötig ist. Da weiterhin die Messbrücke nicht belastet werden darf, also ein möglichst unendlich großer Eingangswiderstand des Verstärkers notwendig ist, fiel die Wahl auf einen Differenzverstärker mit vorgeschalteten Impedanzwandlern. Dieser wird auch Instrumentenverstärker genannt und wurde in Anlehnung an Klaus Bystron [6] nach Abbildung 5.5 realisiert.

Druck-Verstärker

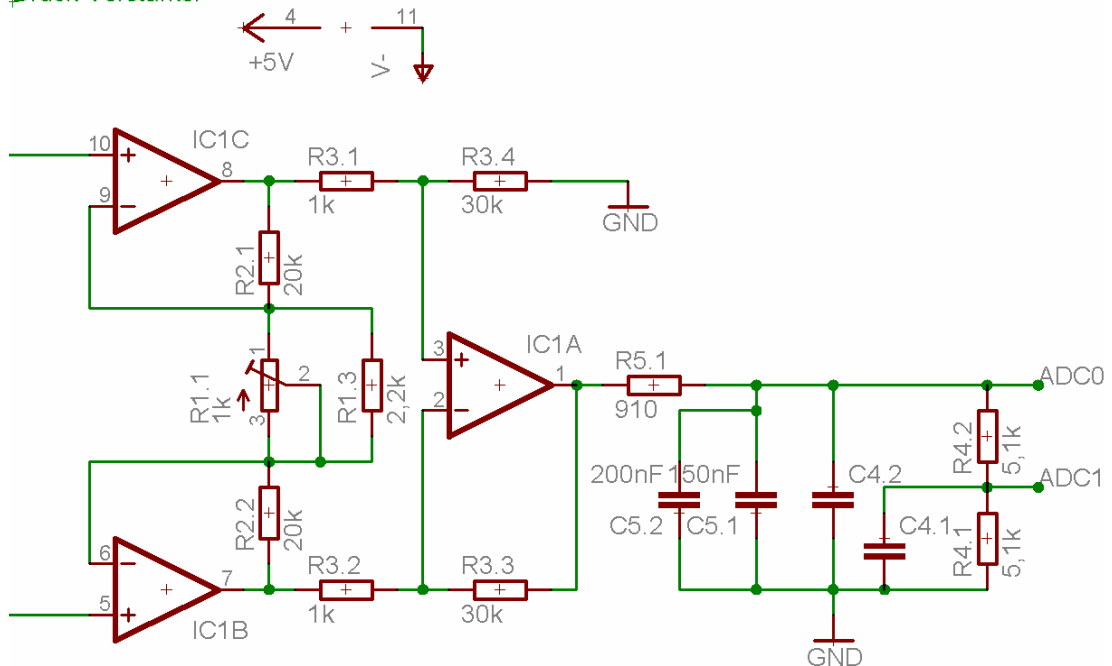


Abbildung 5.5.: DMS Instrumentenverstärker

Die Verstärkung wird daher wie folgt berechnet

$$k = \frac{R1.1 + R2.2 + R2.1}{R1.1} \cdot \frac{R3.3 + R3.4}{R3.1 + R3.2}$$



Da R1.1 als Potentiometer ausgeführt wird, ist die Verstärkung im Bereich von 1230 und  $\infty$  einstellbar. Durch Parallelschalten von R2.2 an das Potentiometer verbessert sich die Feineinstellbarkeit, die Verstärkung bewegt sich dadurch im Bereich zwischen 780 und  $\infty$ . Als Operationsverstärker-Baustein wurde ein 4 Fach OP Dil14 verwendet, welcher über einen Sockel steckbar gestaltet wurde, um Tests mit unterschiedlichen Fabrikaten einfach durchführen zu können. Da der Verstärker selbst designed und kein fertiger Baustein verwendet wurde, muss bei der Widerstandswahl peinlichst genau auf Symmetrische Werte geachtet werden. Durch vorrangegangenes Nachmessen mithilfe eines Digitalmultimeters wurde dies gewährleistet. Nach einigen praktischen Versuchen wurde zusätzlich eine relativ große Schwingneigung des Verstärkers festgestellt, was durch Nachschalten eines Tiefpasses erster Ordnung behoben werden konnte (R5.1, C5.1 und C5.2). Ein Vorschalten direkt an den Verstärkereingang ist nicht möglich, da die Signalquelle nicht belastet werden darf. Zusätzlich zur vorhandenen Welligkeit des Signals durch mechanische Schwingungen entstand sonst, aufgrund der rückgekoppelten Struktur und der hohen Verstärkung, eine Dauerschwingung des Systems mit einer Amplitude von bis zu 150mV. Dies erklärte auch die schwankenden Messergebnisse in den ersten Testläufen. Der Spannungsteiler R4.1 und R4.2 mit den Parallelgeschalteten Stabilisierungskondensatoren C4.1 und C4.2 sorgt für eine Ausgangsspannungshalbierung. Dies verdoppelt die Auflösung des A/D-Wandlers welcher einen auflösbaren Eingangsbereich von 0-2,56V besitzt, aber eine Maximalspannung von 5V verkräftet. Softwareseitig wird also bei Überlauf auf die halbierte Spannung umgeschaltet. Die Kalibrierung der DMS–Verstärker-Anordnung erfolgt mithilfe bekannter Gewichte und einer Nachregelung der Verstärkung. Um einen theoretischen Links- und Rechtslauf des Motors zu erfassen, wird der Druckaufnehmer mit Gewichten vorbelastet, um bei 0Nm Drehmoment auch schon Messwerte zu erhalten. Softwareseitig erfordert dies dann eine Nullstellung bei Messbeginn. Tests mit normalen OP-Bausteinen, FET-Bausteinen oder auch Rail-to-Rail tauglichen, jeweils mit „single“ oder „dual“ Stromversorgung, ergaben, dass der Baustein LM224N von STMicroelectronics bei „dual“ Stromversorgung das beste Linearitätsverhalten, die geringste Schwingneigung und den niedrigsten Stromverbrauch aufwies.

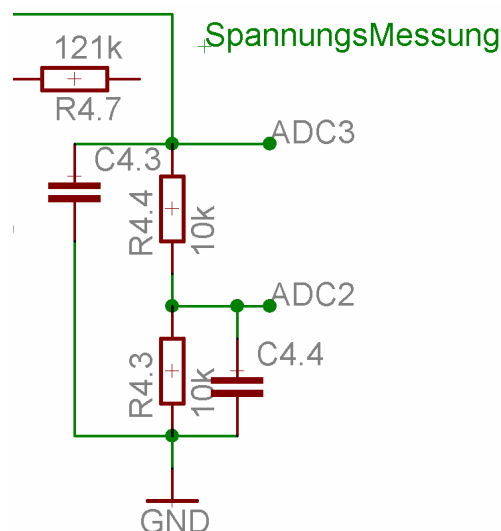
### 5.2.2 Strom Verstärker

Um eine genügend hohe Ausgangsspannung für den Analog-Digital-Wandler zu erhalten, ist bei der Strommessung über einen Shunt zwar keine so hohe Spannungsverstärkung wie beim DMS-Verstärker gefordert, um aber Vorteile wie:

- Massefreie Verstärkung
- Geringe Schwingneigung
- Linearität
- Einstellbare Verstärkung

zu erhalten, wurde dieser Verstärker baugleich zu Abbildung 5.5 ausgeführt. Aufgrund der geringeren benötigten Verstärkung konnten andere Widerstandswerte verwendet werden, sodass sich ein Verstärkungsbereich von 3,9 bis  $\infty$  ergibt. Auch hierbei muss bei der Widerstandswahl auf symmetrische Werte durch Einzelauswahl geachtet werden. Da reglertechnisch kein Generatorbetrieb des Motors vorgesehen ist und dies beim Anwendungsbereich Modellbau unüblich ist, muss bei korrekter Verdrahtung nicht mit negativen Strömen bzw. Spannungen gerechnet werden. Bei diesem Verstärker wurde ebenfalls ein LM224N von STMicroelectronics verwendet. Ebenso wurde, um eine größere Auflösung zu erhalten, ein Spannungsteiler für den Analog-Digitalwandler vorgesehen. Um Schwingungen zu vermeiden, wurde ebenfalls ein Tiefpassfilter verwendet.

### 5.2.3 Spannungsmessung



**Abbildung 5.6.:** Spannungsteiler für Spannungsmessung

Bei Spannungen bis maximal 35,25V ist keine Verstärkung oder Filterung für den Analog-Digitalwandler notwendig. Es wird ein Anpassnetzwerk in Form eines Spannungsteilers benötigt, um die hohe Signalspannung zu



verringern. Der Widerstand R4.7 befindet sich als Vorwiderstand direkt bei der Versorgungsspannung im Messkabel. Der Spannungsteiler dient wie auch bei DMS- und Stromverstärker dazu, eine bessere Auflösung bei der Messung zu erhalten. Dies ist zwar bei der Spannungsmessung relativ unbedeutend, da sich diese während des Betriebs wenig ändern sollte, lässt sich hierbei aber am einfachsten erklären und gilt ebenso für die Spannungsteiler bei Strom- und DMS-Messung.

Bis zu einer Spannung von 2,56V wird für die Messung das Signal an Anschluss ADC3 verwendet, was einer gemessenen Spannung am Motor von 18,048V entspricht. Da der A/D-Wandler eine Auflösung von 10Bit besitzt, ergibt sich eine Spannungsauflösung von:

$$k = \frac{18,048V}{2^{10} - 1} = \frac{18,048V}{1023} = 17,6mV$$

Im Bereich bis 35,25V ist die Auflösung immer noch 35,2mV. Die beiden Kondensatoren C4.3 und C4.4 dienen zur Stabilisierung der Spannung, während des Sample-Hold-Vorgangs. Da der AD Wandler eine Spannung bis VCC des Controllers verkraftet, ist diese Art der Verschaltung zulässig und führt zu keinen Schäden.

#### 5.2.4 Drehzahlweiterverarbeitung

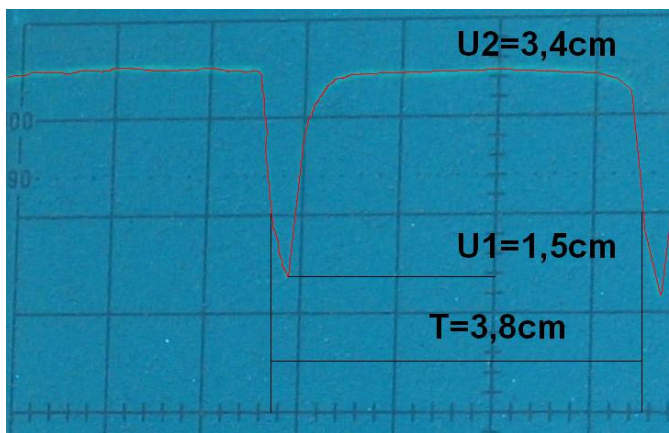


Abbildung 5.7.: Oszilloskopbild des Drehzahlsensorsignals

Herzstück der nicht abgebildeten Schaltung ist ein IR-Detektor, welcher einer ausgedienten PC-Mouse entnommen wurde. Leider ist bei diesem weder Bezeichnung noch Herstellername ersichtlich. Die Beschaltung wurde anhand ähnlicher Bauelemente aufgebaut (z.B. HIM602 von Hero) und erfolgreich erprobt, muss aber je nach verwendetem Detektor individuell aufgebaut werden. Der Oszilloskop-Ausdruck in Abbildung 5.7 zeigt deutlich, dass keine weitere Signalaufbereitung oder Filterung notwendig ist. Aufgrund der Oszilloskop-Einstellungen ist ein Rechtecksignal mit einer Periodendauer von 3,8 ms, einem High Pegel von 3,4 Volt und einem Lowpegel von 1,5 Volt, dargestellt. Dies entspricht einer Motordrehzahl von 15789 pro Minute. Die Pulsweite ist nicht entscheidend, da die Zeitmessung des Messsystems entweder auf die steigende oder fallende Flanke reagiert.



### 5.3 Weitere Bestandteile der Steuerplatine

Die Steuerplatine besteht nicht nur aus den Sensoren und dazugehörigen Verstärkern, zum Betrieb werden weitere Bestandteile benötigt. Deren Besonderheiten und Funktion wird in den folgenden Punkten dargestellt.

#### 5.3.1 Stromversorgung der Platine

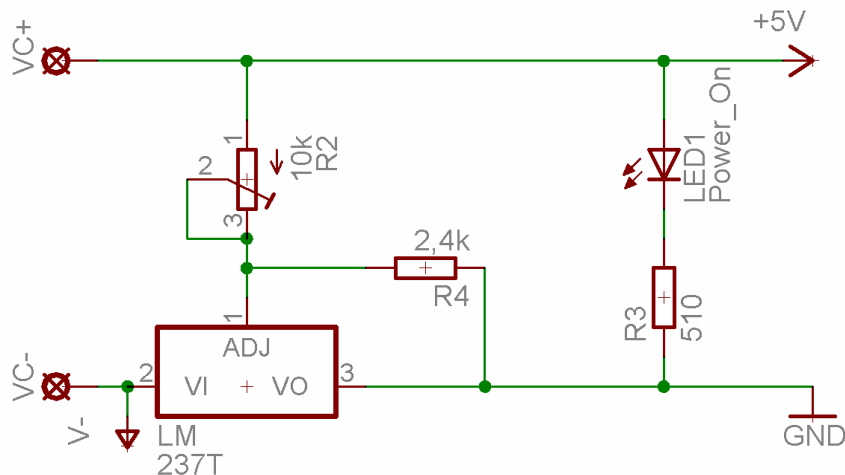


Abbildung 5.8.: Schaltung der Spannungsversorgung

Aufgrund der vorhandenen Bauteile, wurde für die Spannungsversorgung der Platine ein LM237T-Negativ-Voltage-Regulator verwendet. Dieser kann einen maximalen Ausgangsstrom von 1,5A liefern, was für die Versorgung der Steuerplatine völlig ausreichend ist. Zu Beginn der Designphase wäre ein eigener Spannungsregler auf der Platine nicht notwendig gewesen, aus Sicherheitsgründen sollte er aber als Überspannungsschutz bei versehentlich zu hoch eingestellter Versorgungsspannung dienen. Zusätzlich sollte er evtl. Restwelligkeiten der Spannungsquelle ausgleichen. Eingestellt wird die Ausgangsspannung von 5V über den Spannungsteiler R2 und R4, (Abbildung 5.8) wobei R2 als Potentiometer ausgeführt ist. Die LED1 dient lediglich zur Funktionskontrolle.

Die Spannung an VC+ und VC- wird durch ein Labornetzteil erzeugt und wird auf ca. 12V eingestellt. Im späteren Verlauf der Entwicklungsphase stellte sich heraus, dass die „Rail-to-Rail-Mosfet-Operationsverstärker-ICs“, welche für die Stromverstärker und DMS Verstärker verwendet wurden, nicht die gewünschte Genauigkeit erzielten. Daher wurde erfolgreich mit einer Positiv- und Negativ-Spannungsversorgung an den ICs experimentiert. Der nun verwendete Negativ-Voltage-Regulator hatte den Vorteil, die Negativspannungsversorgung der ICs durch einfaches Abgreifen von VC- zu ermöglichen - folglich musste das gesamte Platinendesign nicht grundlegend verändert werden, da die OP-ICs versorgungsspannungstechnisch unkritisch sind, wurde auch kein weiterer Spannungsregler verbaut.

### 5.3.2 Beschaltung Atmega32

Bei der Beschaltung des Atmega32 wurde in den meisten Fällen das Datenblatt der Firma Atmel [4] verwendet. Zusätzlich wurden an diversen Stellen Stabilisierungskondensatoren verbaut, um kurze Spannungseinbrüche aufgrund von Schaltvorgängen und der Leitungsabfälle zu vermeiden. Ein Resetbutton S1 erhöht den Bedienkomfort im Testbetrieb, die Programmierschnittstelle SL1 ermöglicht einen direkten Anschluss an die LPT1 Schnittstelle des PCs, der Chip muss zum Programmieren also nicht ausgebaut werden. Diese beiden Einrichtungen sind für den Betrieb eigentlich nicht notwendig, aufgrund der vorhandenen Mittel führten sie während der Experimentierphase jedoch zu deutlicher Zeitersparnis.

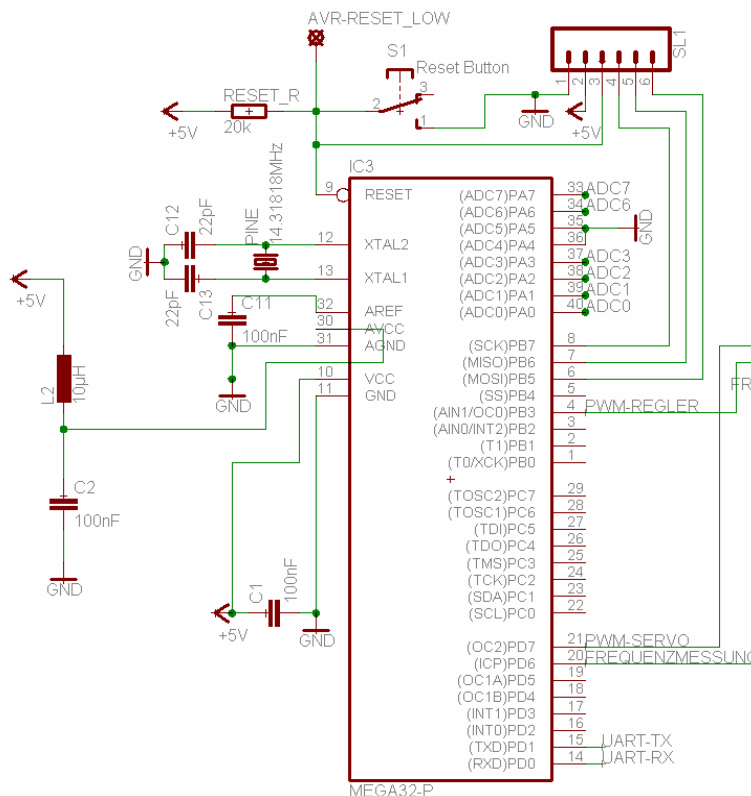


Abbildung 5.9.: Beschaltung des Atmega32

Um möglichst genaue Messergebnisse bei der Analog-Digitalwandlung zu erhalten, wurde die Spannungsversorgung des AD-Wandlers wie empfohlen über den Tiefpass-Filter L2 C2 angeschlossen. Bei ersten Tests zur Datenübertragung mit dem PC über die serielle Schnittstelle wurden nur sporadisch unsinnige Zeichen empfangen. Ein Herunterfahren der internen Taktfrequenz oder Verringern der Datenübertragungsrate führte nicht zum Erfolg. Laut Aussage von Prof. Dr. Högl [5] sei dies ungewöhnlich und eine Datenübertragung mit niedriger Taktfrequenz und geringer Übertragungsrate eigentlich ohne externen Schwingquarz



möglich. In einem Internetforum<sup>1</sup> wurde speziell hierzu der Tipp gegeben, bei Datenübertragungsproblemen einen externen Oszillator bzw. einen Quarz zu verwenden. Nach Verbauen eines Quarzes mit 7MHz war eine sinnvolle Datenübertragung möglich. Im späteren Verlauf wurde ein 14,31818MHz Quarz (ausgebaut aus einer defekten Soundkarte) verwendet, um den zusätzlichen Nebeneffekt einer deutlich genaueren Zeitmessung zur Drehzahlbestimmung weiter auszubauen.

### 5.3.3 Signalübertragung zum PC

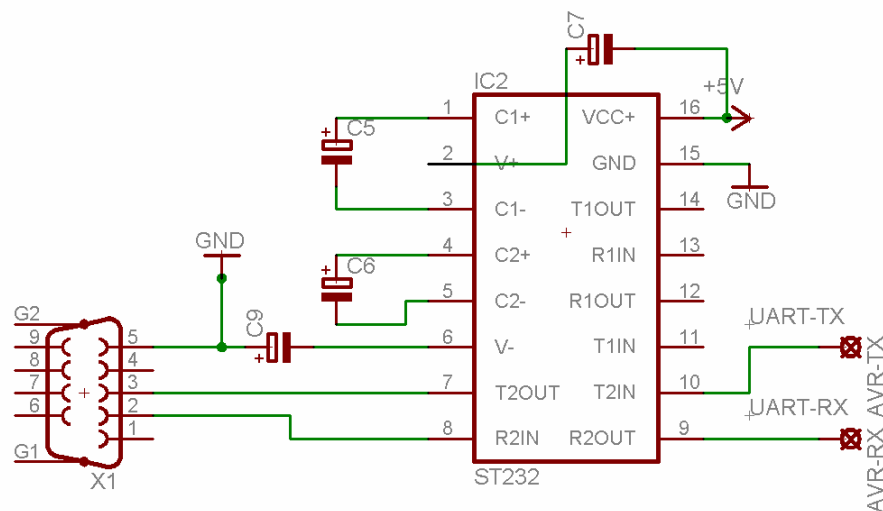


Abbildung 5.10.: Pegeltreiber ST232

Um Datenübertragung zum PC überhaupt möglich zu machen, muss der AVR TTL Pegel 0 Volt bis 5 Volt auf RS-232 Konforme -12 Volt und + 12 Volt angehoben werden. Dies wird mithilfe des Pegeltreibers ST232 und der Beschaltung nach Abbildung 5.10 ermöglicht. Die Schaltung wurde nach zugehörigem Datenblatt [6] aufgebaut. Die Kondensatoren dienen hierbei als Ladungspumpen, wodurch aus 5 Volt Versorgungsspannung ein RS-232 entsprechender Pegel generiert werden kann.

Nachdem der in 5.3.2 beschriebene Quarz verwendet wurde, war eine Maximale Datenübertragung von 57600 Baud möglich. Eine höhere Datenübertragung war mithilfe des Eigenbau-Kabels (ungeschirmt) nicht möglich.

<sup>1</sup> <http://www.mikrocontroller.net> nützliche Tipps zu den Atmega Bausteinen inklusive Forum und Anleitungstexte in deutscher Sprache



## 6 Auslegen der Steuerung

Nach intensivem Studium des Atmega32 Manuals war das erste Ziel eine Kommunikation mit dem PC, um überhaupt zu sehen, ob die verwendete Schaltung funktioniert. Dies stellte die größte Herausforderung dar und brachte mitunter die meisten Probleme. Erst intensives Suchen im Internet<sup>1</sup> und die empfohlene Zuhilfenahme des beschriebenen Quarzes führten zum Erfolg. Des Weiteren waren auf dieser Site die meisten Kapitel des AVR Manuals [2] mit kleinen Beispielen erklärt, was deutlich anschaulicher war und schneller zu Ergebnissen führte, als das Arbeiten nur mit dem Datenblatt.

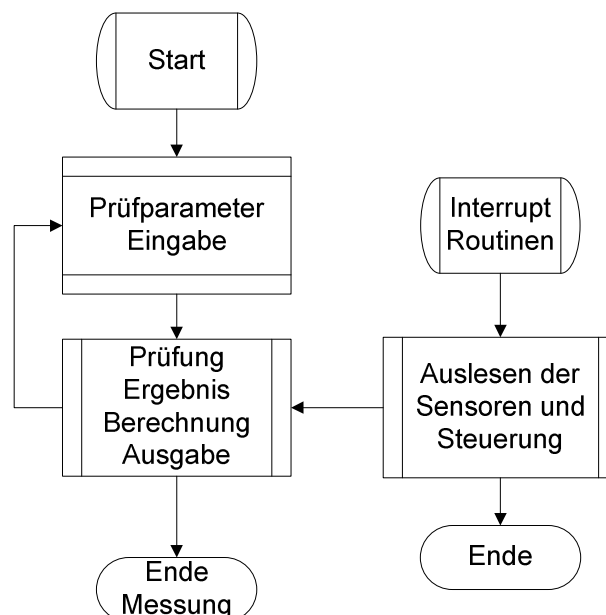
Da der Atmega32 für Hochsprachenprogrammierung ausgelegt wurde, war die Programmiersprache der Wahl auch C und nicht Assembler. Als Hilfsmittel hierzu dienten nur die Programme:

WinAVR 20060421  
 Programmers Notepad v2.0.6.1  
 AVR Studio 4

(Es befindet sich noch deutlich mehr Programme auf beigelegtem Datenträger, die genannten wurden aber bevorzugt verwendet). Als Entwicklungs-PC und auch als Steuer-PC diente ein selbst zusammengestellter

Scenic Fujitsu Siemens PC  
 Betriebssystem WindowsXP Professional  
 Pentium 4 2,5GHz

Rechenleistungstechnisch verlief alles auch auf einem Pentium 3 Laptop zufriedenstellend.



**Abbildung 6.1.:** Steuerungsschema

<sup>1</sup> <http://www.mikrocontroller.net> nützliche Tipps zu den Atmega Bausteinen inklusive Forum und Anleitungstexte in deutscher Sprache





Trotz der hohen Rechenleistung bei 14MHz und der relativ zeitunkritischen Vorgänge beim Motorenprüfstand (da dort bis auf die Drehzahl nur Gleichgrößen gemessen werden), sollte die MC-Programmierung sich auf das Notwendigste beschränken und jeder überflüssige Schritt weggelassen werden. Zeitkritische Vorgänge, wie Drehzahlbestimmung oder Ansteuerung des Motorreglers oder des Servo-Motors zur Einstellung der Bremskraft, sollten in kurzen, interruptgesteuerten Routinen ablaufen. Wohingegen die Erfassung der Größen Strom, Spannung und Kraft in „normalen“ Schleifen ablaufen kann.

Es sollte möglich sein, einen Prüfablauf durchzuführen, ohne eine zusätzliche Steuersoftware auf dem PC zu haben. Für die zukünftige Verwendung muss aber auch eine Softwaresteuerung durch den PC vorgesehen sein. Messwerte, die an den PC gesendet werden, müssen „sauber“ sein, also dürfen keine Ausreißer enthalten. Daher wird die Mittelung der Messgrößen notwendig. Die Übertragung sollte über die serielle Schnittstelle am PC und die UART Funktion am MC realisiert werden.

## 6.1 Analog-Digital-Wandlung der Spannungsmessungen

Der Atmega32 besitzt einen 10Bit Analog-Digitalwandler mit einem vorgeschalteten Multiplexer und mit 8 Eingängen. Bei genauester Auflösung sind bis zu 15000 Samples pro Sekunde Möglich. Für vorliegenden Prüfstand würde eigentlich nur jeweils ein Eingang für Strom, Spannung und Kraft Sensor benötigt. Um die vorhandenen Eingänge besser zu nutzen und eine höhere Auflösung der Messwerte zu erreichen, wurden pro Messgröße jeweils 2 ADC-Eingänge verwendet. Einer mit ganzer Sensorausgangsspannung und ein zweiter mit halber. Bei der eingestellten Referenzspannung des ADC auf 2,56 Volt und einer maximal vertretbaren Spannung von 5 Volt am Wandlereingang ist dies vertretbar. Der ADC besitzt zusätzlich noch einen „noise reduction mode“, in welchem Teile des MC abgeschaltet werden, um somit eine höhere Messgenauigkeit zu erreichen. Leider ist es nicht möglich, diesen Mode zu verwenden, da einige Prozesse, wie z.B. die PWM Ansteuerung, konstant weiterlaufen müssen und nicht unterbrochen werden dürfen. Der ADC arbeitet laut Datenblatt bei 10-Bit geforderter Genauigkeit am besten mit einem Takt von 50 kHz – 200kHz. Bei 14,31818MHz muss dazu der interne Frequenz-Vorteiler verwendet werden.

```
ADCSRA = (1<<ADEN) |(1<<ADPS2) | (1<<ADPS1) | (1<<ADPS0);
```

Im ADC-Status-Register wird der Vorteiler auf 128 eingestellt, was einem ADC Takt von 111,86kHz entspricht, also mittig im optimalen Bereich liegt. Eine Wandlung dauert 13 Taktzyklen (Ausnahme bildet die erste Wandlung 25 Zyklen). Daher sind rund 8600 Messungen pro Sekunde möglich. Da nur Gleichgrößen zu messen sind, können Messfehler, welche durch den Zeitunterschied bei Abtastung der verschiedenen Kanäle entstehen, vernachlässigt werden. Da weiterhin 8600 Messungen pro Sekunde - verteilt auf 3 bzw. 6 Kanäle (von den 6 verwendeten



Kanälen werden nur 3 abgetastet, erst bei Überlauf wird der Kanal mit dem nächstgrößeren Messbereich verwendet, best case nur 3 Kanäle werden abgetastet, worst case alle 6 werden abgetastet) - eine Abtastrate pro Kanal von 2868Hz – 1434Hz ergeben, ist eine Mittelwertbildung mehrerer Messwerte ohne Probleme möglich. Die Auswahl der einzelnen Kanäle erfolgt im Hauptprogramm mit einfachen If Abfragen wie folgt:

```
adcval = (ReadChannel(0)); // Channel 0 DMS kleines Gewicht
if (adcval>2500)
{
adcval = (ReadChannel(1)*2); // Channel 1 DMS großes Gewicht
}
```

**Listing 1:** ADC Kanalauswahl

Hierbei ist `adcval` eine Float Variable und `ReadChannel(0)` eine Unterfunktion, die den ADC Kanal 0 ausliest. Bei Überschreitung des Wertes 2500 (entspricht 2500mV) wird in den größeren Bereich an ADC Kanal 1 umgeschaltet. Da nur eine Variable verwendet wird und nicht registriert wird, in welchem Bereich nun gemessen wurde, muss das Ergebnis mit 2 multipliziert werden um die den Korrekten Wert für die Weiterverarbeitung zu erhalten.

Bei den eigentlichen Messungen sollte zu Beginn ein „dummy-readout“ gemacht werden um den Wandler in einen definierten Zustand zu bringen und mögliche Fehler durch anfängliche Störungen zu verhindern. Die Mittelwertbildung und der empfohlene „dummy-readout“ werden in der Unterfunktion `ReadChannel()` durchgeführt:

```
for(i=0;i<150;i++)
{
ADCSRA |= (1<<ADSC); // eine Wandlung "single conversion"
while ( ADCSRA & (1<<ADSC) ) {
; // auf Abschluss der Konvertierung warten
}
result = result + ADCW; // Wandlungsergebnisse aufaddieren
}
F_Result= (float) result; // Summe teilen = arithm. Mittelwert
F_Result=F_Result/150;
F_Result=F_Result*2.5; // /1024 *2560 =2.5

return F_Result;
```

**Listing 2:** ADC Mittelwertbildung und Messwertrückgabe

Nach Einstellen des Wandlers und Durchführung einer Messung steht das Ergebnis im Wandlerregister `ADCW` zur Verfügung. Diese 10 Bit Integer Zahl, welche maximal 1023 groß ist, wird zur Long Integer Variable `result` addiert. Ein Überlauf ist also erst ab 4 Millionen Addierungen zu befürchten. Um nun den arithmetischen Mittelwert zu bilden, wird die Summe der Messwerte durch die Anzahl der Messungen geteilt. Die Rechnung am Ende der Schleife erspart unnötige Rechenoperationen innerhalb der Schleife.



Um nun auf eine Spannung zu kommen, muss man den ADC-Mittelwert folgendermaßen umrechnen:

$$ADC = \frac{V_{in} \cdot 2^{10}}{V_{REF}}$$

VREF ist hierbei die eingestellte Referenzspannung am A<sub>REF</sub> Pin des Chips also 2560mV. Ein gemessener Wert von 1500mV ergibt also einen integer Wert von 600, will man dies nun wieder in eine, der Spannung entsprechende, Floating Point Zahl umwandeln, muss das Ergebnis mit 2,5 multipliziert werden.

$$V_{in} = \frac{ADC \cdot V_{REF}}{2^{10}} = 600 \cdot \frac{2560mV}{1024} = 600 \cdot 2,5 = 1500mV$$

Der Spannungswert muss nun noch richtig interpretiert werden. Dies ist an 2 Stellen möglich - entweder man lässt einfach den gemessenen Spannungswert vom MC an den PC übertragen und dort mithilfe einer Software interpretieren, oder man stellt einen festen Umrechnungsfaktor im MC ein und kalibriert die Sensoren dann manuell über die jeweiligen Potentiometer der Verstärker (bei der Spannungsmessung ist keine Kalibrierung möglich bzw. notwendig da dort Präzisions-Messwiderstände eingesetzt wurden). Erstere Möglichkeit hätte den Vorteil einer einfacheren Kalibrierung via Software. Da eine passende Software noch nicht vorhanden ist, muss die Umrechnung im MC erfolgen. Dies ist allerdings kein Nachteil, da eine solche Kalibrierung nur einmal durchgeführt werden muss, weil sich herausgestellt, dass die Verstärker sehr linear sind und bei den Ausgangssignalen bisher kein Alterungsdrift festgestellt wurde. Die verschiedenen Umrechnungsfaktoren ergeben sich aufgrund der verwendeten Widerstände, Sensoren und Verstärkereinstellungen wie folgt:

$$Spannung_{tatsächlich} [V] = \frac{141k\Omega \cdot V}{20k\Omega \cdot 1000mV} \cdot MC_{gemessen}$$

$$Gewicht_{tatsächlich} [g] = \frac{1g}{5mV} \cdot MC_{gemessen}$$

$$Strom_{tatsächlich} [A] = \frac{1A}{150mV} \cdot MC_{gemessen}$$

Bei der Spannungsmessung entsteht der Wert durch die Reihenschaltung des 121kΩ Vorwiderstands und der zwei 10kΩ Messwiderstände. Der Faktor 2 aufgrund der 2 Messbereiche wird schon bei der Messung mithilfe der ReadChannel() berücksichtigt.

Da der DMS-Sensor mit Gewichten vorbelastet ist, wird vor Beginn jeder Messung ein Offsetwert ermittelt, der dann vom eigentlichen Messwert abgezogen wird. Dies ist vergleichbar mit der „Tare“ Funktion einer Küchenwaage, um bei der Gewichtsmessung immer bei Null zu beginnen. Bei der Strommessung ist aufgrund des verwendeten Vorwiderstandes und der Verstärkereinstellung eine Maximalstrommessung von rund 34A möglich.



## 6.2 Frequenzmessung mit Hilfe einer Interruptgesteuerten Periodendauermessung

Um die Drehzahlmessung zu realisieren, wurde die Alternativ-Funktion Input Capture Pin von Port D6 des MC verwendet. An diesem Pin kann ein Signalwechsel von Logisch 0 auf 1 oder umgekehrt erkannt werden und dabei der Zählerstand des Timer1 gemerkt oder auf 0 gesetzt werden. Der Timer1 des MC ist ein 16Bit Timer, welcher neben diversen Zählvarianten auch eine Rauschunterdrückungsfunktion besitzt, die es ermöglicht, bei Input Capture Ereignissen einen Pegelwechsel erst 4 MC Takte lang zu beobachten und erst dann einen wirklichen Signalwechsel anzuzeigen. Dadurch kann eine Fehlmessung aufgrund kleiner Störungen verhindert werden. Bevor nun aber an eine Softwarelösung gedacht werden kann, muss entschieden werden, welche Messmethode angewandt werden soll.

Eine Möglichkeit eröffnet sich darin, eine Frequenzzählung durchzuführen, bei der über einen bestimmten Zeitraum hinweg die Anzahl der Messereignisse gezählt wird und dann anhand der Ereignisse, dividiert durch die Messzeit eine Frequenz oder Drehzahl bestimmt werden kann. Diese Methode hat seine höchste Messgenauigkeit bei hochfrequenten Messereignissen und langer Messdauer, die schlechteste bei niederfrequenten Ereignissen und kurzer Dauer. Im Falle des Motorenprüfstandes und der verwendeten Hardware ergibt sich, unter Verwendung des 16 Bit Timers, der höchsten Frequenzvorteilung und ohne eine Zählung der Überläufe, eine Maximalmessdauer von 4,7Sekunden. Bei dieser Messdauer und einer detektierbaren Minimaldrehzahl von ca. 60 Umdrehungen pro Minute (1Hz) liegt die Messungenauigkeit bei ca. 21,2%, was nicht akzeptabel ist.

Die andere Methode eröffnet sich in der Zeitmessung zwischen 2 Ereignissen, in Form einer so genannten Periodendauermessung. Hierbei wird die höchste Genauigkeit entgegengesetzt zur Frequenzzählung bei niederfrequenten Ereignissen erreicht. Die Messungenauigkeit beträgt, bei einer Maximaldrehzahl von ca. 40000 Umdrehungen pro Minute (666Hz) und der verwendeten Messfrequenz von 55,9kHz (MC Takt / 256), ungefähr 1,19%. Die Genauigkeit bei der Mindestdrehzahl von 60 Umdrehungen pro Minute liegt sogar bei 99,998%. Folglich bietet es sich an, die Periodendauermessung vorzuziehen. (Detaillierte Angaben zum Thema Fehlerbetrachtung finden sie im Kapitel 7)

Die Lösungsidee besteht nun darin, die Zeit zwischen zwei Pegelwechseln zu messen. Da diese Zeitmessung außerhalb des normalen Programmablaufs stattfindet, soll dieser Vorgang in einer interruptgesteuerten Routine ablaufen und das jeweils aktuelle Messergebnis in eine globale Variable geschrieben werden.



```

if( ErsteFlanke )
{
  StartTime=ICR1;
  ICP_NrOverflows = 0;    // Overflows natürlich auch auf 0
                          // setzen
  ErsteFlanke = FALSE;   // Die naechste Flanke ist das
                          // Ende der Messung
}
// das ist die zweite Flanke im Messzyklus. Die Messung wird
gestoppt
else
{
  EndTime = ICR1;        // Endtime des Ereignisses
                          // aus dem ICR1 Input Capture
                          // Register lesen
  FreqMessReady = TRUE; // Eine vollständige Messung. Sie
                          // kann ausgewertet werden
  ErsteFlanke = TRUE;   // Bei der naechsten Flanke
                          // beginnt der naechste Messzyklus
}

```

**Listing 3:** Frequenzmessung

Bei Messbeginn läuft der Timer schon und hat einen beliebigen Wert. Wird nun ein erstes Ereignis erkannt, so wird der Zählerstand in die variable StartTime geschrieben, das ErsteFlanke Flags und der Überlaufszähler werden zurückgesetzt. Beim zweiten Ereignis wird der Zählerstand in EndTime abgespeichert und FrequenzMessReady gesetzt.

In einer eigenen Interruptroutine wird bei einem Timerüberlaufereignis die Überlaufvariable erhöht. Dies ist notwendig, da der Timer bei Messbeginn nicht immer auf Null gesetzt wird, sondern einfach durchläuft. Ein andauerndes Nullsetzen führte in Tests zu Fehlzählungen und kostete unnötige Rechenzeit, des Weiteren erhöht die Einführung der Overflow Variable die maximale Periodendauermessung auf ca.  $2^{16} * 1$  Sekunden. Da nun Start- und Endzeit, sowie die Anzahl der Überläufe bekannt sind, muss nur noch die Frequenz bzw. die Drehzahl des Motors berechnet werden:

```

if(FreqMessReady)
{
  if(EndTime<StartTime)
  {
    ICP_NrOverflows=ICP_NrOverflows-1;
  }
  EndTime= EndTime-StartTime;
  Frequenz = ((ICP_NrOverflows * 65536) + (EndTime))*256;
  Frequenz = (float)F_CPU/(float)Frequenz;
  FreqMessReady=FALSE;
}

```

**Listing 4:** Frequenzberechnung

Eine Besonderheit hierbei stellt die Abfrage dar, ob die EndTime kleiner sei als die StartTime. Falls ein „Start“-Ereignis kurz vor Zählerüberlauf stattfindet und das „End“-Ereignis kurz nach dem Überlauf stattfindet, hat



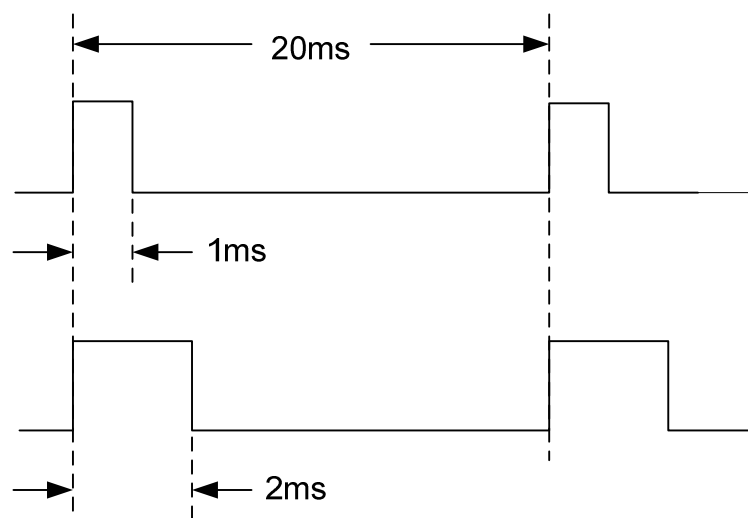
sich ein Overflow ereignet. Aufgrund der vorzeichenlosen Rechnung würde, bei Berechnung der verstrichenen CPU-Takte, ein Fehler entstehen. Der Bezug auf die MC-Taktfrequenz ermöglicht auch eine korrekte Berechnung bei einer Frequenz-Änderung, ohne gleich das ganze Programm umschreiben zu müssen.

Zu Beginn der Entwicklungsphase sollte die Frequenzmessung mithilfe des eingebauten Rechteckgenerators eines DVMM (Voltcraft VC675 True RMS) getestet werden. Zu diesem Zeitpunkt stand auch noch kein Oszilloskop zur Verfügung, weswegen die Ergebnisse hierbei sehr hohen Schwankungen unterworfen waren. Erst mithilfe des Oszilloskops zeigte sich, dass der Rechteckgenerator keine saubere Rechteckspannung erzeugte. Als der tatsächliche Drehzahlsensor verwendet wurde, traten nur dann Störungen auf, wenn der Sensor zu weit vom Reflektor entfernt war, oder die Ausrichtung stark fehlerhaft war. Eine Mittelung von Messergebnissen oder eine softwareseitige Filterung wurden somit überflüssig.



### 6.3 Ansteuerung des Wirbelstrombremsen Servos mittels PWM

Neben dem Auslesen der Sensoren muss noch der Schrittmotor, welcher für das Einschwenken der Magnete verantwortlich ist, gesteuert werden. Hierzu wurde überprüft, wie die Servos mit einer herkömmlichen Funkfernsteuerung angesteuert werden. Tests ergaben, dass dies mithilfe einer Pulsweitenmodulation erfolgt. Hierbei ist die Pulsfrequenz ca. 50Hz, die Pulsbreite bewegt sich zwischen 1ms – 2ms:



**Abbildung 6.2.:** PWM Signal zur Ansteuerung von Modellbau Aktoren

Die Pulsbreite von 1ms und 2ms ist jeweils der Maximalausschlag nach L links oder rechts.

Ziel ist es nun, mithilfe des MC ein Rechteck-Signal zu erzeugen, welches mit 50 Hz schwingt und eine variable Pulsbreite von 1-2ms besitzt.

Hierzu wird der 8Bit Timer 2 des MC verwendet. Die Frequenzvorteilung wird auf 64 eingestellt, ein Takt-Puls ist somit 4,47 $\mu$ s lang. Die 20ms müssen also durch ca. 4474 Takte dargestellt werden (2ms entsprechen 447 Takten und 1ms entspricht 224Takten). Um dies nun mit einem 8Bit Timer zu realisieren, muss eine Überlaufvariable verwendet werden.

Da bei der Frequenz relativ große Toleranzen erlaubt sind, ist es eigentlich nicht notwendig, die 50Hz exakt einzuhalten. Mit den programmierten 18 Durchläufen wird eine Frequenz von 48,6Hz erreicht, die beiden Korrekturwerte 36 und 83 im Listing 5 sorgen aber durch die Zählstandmanipulation für 50Hz. Der Timer selbst wurde auf die Betriebsart FAST PWM eingestellt, bei welcher er immer aufwärts zählt und bei Erreichen des Maximalwerts wieder mit Null beginnt. Der Comperator befindet sich im invertierten Betrieb, der Ausgang bleibt also so lange auf Null gesetzt, bis der eingestellte Vergleichswert (OCR2) erreicht wird. Wird also OCR2 = 0 eingestellt, wird der Ausgang einen



kompletten Durchlauf auf 1 gesetzt - bei OCR2 = 255 bleibt er durchgehend auf 0. Der invertierende Betrieb ist notwendig, da es, wie im Datenblatt beschrieben, im Normalbetrieb bei einem Ausgangspegel von 0 zu einem kurzen Sprung auf High kommt. Im invertierenden Betrieb kommt es nur kurzzeitig zu einem Peak auf 0, was aber durch Parallelschalten eines Kondensators ausgeglichen werden kann, sodass es dadurch zu keinen Störungen kommt.

```
ISR(TIMER2_OVF_vect)
{
  if (PWM_Servo_NrOverflows==1)
  {
    TCNT2=TCNT2+36; //Korrekturwert damit Neutralstellung
                    genau 1ms lang ist
  }
  if (PWM_Servo_NrOverflows==2)
  {
    TCNT2=TCNT2+82; //Korrekturwert damit PWM Frequenz
                    genau 50Hz ist
  }
  PWM_Servo_NrOverflows++;
  if (PWM_Servo_NrOverflows>17)
  {
    PWM_Servo_NrOverflows=0;
  }
}
ISR(TIMER2_COMP_vect)
{
  OCR2=255;
  if (PWM_Servo_NrOverflows==17)
  {
    OCR2=PWM_ServoPosition;
  }
  if (PWM_Servo_NrOverflows==1)
  {
    OCR2=38; // 1ms lang high
  }
}
```

**Listing 5:** PWM Ansteuerung des Servomotors

Beim ersten Durchlauf (Overflows=0) wird nun die Pulsweite mithilfe der variablen PWM\_ServoPosition eingestellt. Diese ist nun zwischen 0 und 255 wählbar (0ms – 1,1ms). Die noch fehlende Pulsweite von mindestens 1ms wird im zweiten Durchlauf realisiert (Overflows=1). Bei allen anderen Durchläufen wird der Ausgang auf 0 gesetzt (OCR2=255). Die maximal mögliche Pulsdauer von 2,1ms liegt innerhalb der zulässigen Toleranzen für die Ansteuerung von Modellbau Servos, zusätzlich sind die tatsächlichen Grenzen wesentlich enger gesteckt, als die theoretischen. Die minimale Grenze entsteht durch die 1 ms Pulsdauer des zweiten Durchlaufs und entspricht der Magnetposition für „keine Belastung“ durch die Wirbelstrombremse. Die maximale Grenze entspricht der komplett eingeschwenkten Position und wird geometrisch durch den Abstand zur Motorachse begrenzt. Eine Berührung würde zu undefiniertem Abbremsen des Motors führen, es muss also zu Beginn einer Messung der Servo bei stehendem Motor so ausgelenkt werden, dass die Magnete die





Motorachse gerade nicht berühren. Ist diese Grenze gefunden, ist ein kontrollierter Betrieb möglich und es kann mit der eigentlichen Messung begonnen werden.

Effektiv bleiben dann noch ca. 150 verschiedene Positionen, in denen die Belastung des Motors eingestellt werden kann, was aber völlig ausreichend ist, da die Bremswirkung der Wirbelstrombremse auch durch den Abstand der Magnete von den Scheiben variiert werden kann. Das ist unter Zuhilfenahme der verschiebbaren Messsystemplattform möglich.

### 6.4 Ansteuerung des Motorreglers mittels PWM

Um den Motor regeln zu können, wurde bewusst kein eigener Motorregler entwickelt, da zum einen der Wirkungsgrad der Kombination aus Motor und Regler interessant ist, zum anderen ist es somit auch möglich, ohne Aufwand neue Regler zu verwenden, um jeweils auf dem aktuellen Stand der Technik zu bleiben. Zusätzlich ist somit auch der Betrieb von herkömmlichen Bürsten-Gleichstrommotoren möglich. Zur Ansteuerung wird, genau wie im vorhergehenden Kapitel, ein PWM Signal nach Abbildung 6.2 benötigt. Verwendet wird hierzu der noch ungenutzte 8Bit Timer 0 des MC. Ansteuerung und Programmcode sind identisch mit der Servoansteuerung. Im Unterschied zu einer Links-Rechts-Bewegung bei einem Schrittmotor, wird nun aber der Motorregler angesteuert. Meistens erfolgt dies nicht durch Drehzahl-, sondern durch eine Stromregelung. Der Unterschied hierbei besteht darin, dass bei einer Stromregelung über das PWM Signal ein Strom vorgegeben wird, durch den der Motor betrieben wird. Die Drehzahl ergibt sich dann je nach Belastung des Motors. Für Flugmodelle - speziell für Helikoptermodelle - wäre eine Drehzahlregelung eigentlich besser, da der Regler hierbei eine eingestellte Drehzahl unabhängig von der Belastung halten wird. Je nach Anschluss des Motors und Ausführung des Reglers, ist allerdings nicht immer vorherzusagen, bei welcher Pulsweite nun die Neutralstellung oder Vollast Links- bzw. Rechtslauf erreicht wird. Bei den Meisten BLDC-Reglern ist ohnehin nur eine Drehrichtung vorgesehen, eine Umkehr wird durch hardwareseitiges Tauschen von zwei der drei Motorphasen erreicht.

Während der Tests bei der Ansteuerung des Motorreglers und des Servos traten zwar kaum softwarebedingte Fehler auf, ein Problem ergab sich allerdings bei den Messleitungen, welche im gleichen Schnittstellenkabel von der Steuerplatine zum Prüfstand laufen. Auf diesen Leitungen war ein leichter Peak in Form des PWM Signals zu messen. Eine Verbesserung ergab sich durch Einlöten von 22k $\Omega$  Widerständen in die PWM Leitungen. Dies führte zu einer Vergrößerung des Eingangswiderstandes am Regler und am Servo-Steuersignaleingang. Infolge dessen verringerte sich der Stromfluss in den Steuerleitungen und damit auch die Störung. Eine weitere Verbesserung des Störverhaltens würde sich durch einen eigenen Steckkontakt für die PWM Signale ergeben. Dieser sollte örtlich von den Messleitungen getrennt und eigens abgeschirmt sein.



## 6.5 Konzept und Umsetzung des Testablaufs

Da nun die Routinen zum Auslesen der Sensoren und zum Ansteuern der Aktoren erstellt wurden, fehlt zum sinnvollen Testbetrieb noch ein passender Testablauf. Aufgrund der Funktionsweise von Motor und Regler ist ein sinnvolles Messen mit hoher Genauigkeit nur im Vollastbetrieb des Motors möglich, da dort der zeitliche Verlauf des Stromes ohne Wechselanteil ist. Praktische Tests bestätigten diese Annahme. Aufgrund der Mittelwertbildung ist zwar eine Messung von Wechselgrößen möglich, diese sind aber aufgrund der zeitversetzten Abtastung mit einem Steigungsfehler behaftet. Die zerhackte Ansteuerung im Teillastbetrieb, in Verbindung mit dem Steigungsfehler, führt dann zu „zappelnden“, unbrauchbaren Ergebnissen. Aufgrund der physikalischen Gesetze ist der Aufbau von Motor und Bremsscheibe träge und kann nur in bestimmten Bereichen betrieben werden. Bei der Wahl einer passenden Luftschraube – um eine möglichst lange Flugzeit zu erreichen – sind der Wirkungsgrad, die abgegebene Leistung und die dabei erreichte Drehzahl entscheidend. Eine Idee besteht also darin den Motor bei einer durch ein Netzteil oder Akkumulator eingestellten Versorgungsspannung, ohne Belastung, auf Maximaldrehzahl zu beschleunigen. Dies soll aufgrund der Massenträgheit in mehreren Schritten sollte dies langsam ablaufen. Ist die Maximaldrehzahl erreicht, werden schrittweise die Magneten eingeschwenkt und somit die Last durch die Wirbelstrombremse erhöht. Dabei sollte die Drehzahl sinken und die abgegebene mechanische Leistung steigen. Erst ab diesem Zeitpunkt kann ein Wirkungsgrad gemessen werden, da zuvor keine mechanische Leistung messbar ist. Die Leistung wird benötigt, um die Masse des Motorsystems zu beschleunigen, diverse elektronische Verluste zu decken und aufgrund der zentrifugalen Lüfterwirkung der Bremsscheibe den Luftwiderstand zu überwinden.

Die andere Variante, den Motor gleich bei maximaler Bremswirkung zu starten und diese dann schrittweise zu verringern, hat den Nachteil, dass der Motor unnötig thermisch belastet wird und es aufgrund der Massenträgheit länger dauert, die Scheibe zu beschleunigen, als sie von einer höheren Drehzahl abzubremsen. Erstere Variante entspricht zwar vom Anlaufverhalten zwar nicht der Realität, der Betrieb hingegen schon. Da der Motor im Modell oft dem Luftstrom durch Fahrtwind oder Luftschraube ausgesetzt ist, wird er weniger stark thermisch beansprucht als in einem stillstehenden Prüfstand - folglich müssen die Messungen zeitlich so schnell und temperaturgünstig wie möglich durchgeführt werden.



```

PWM_ReglerPosition=255;
PWM_ServoPosition=40;
*****
*****
while (PWM_ServoPosition<240)
{
  if (PWM_ReglerPosition>PWM_ReglerEndPosition)
  {
    PWM_ReglerPosition--;
    PWM_ServoPosition=40;
  }
  else
  {
    PWM_ServoPosition++;
    PWM_ReglerEndPosition=255;
  }
  i=0;
  for (i = 0; i < 10; i++)
  {
    *****
    Hier werden die schon beschriebenen Messkanäle
    Ausgelesen, daher wird an dieser Stelle auf eine
    Wiederholung verzichtet
    *****
  }
}

```

**Listing 6:** Ablauf eines Motortests

An den mit „\*\*\*“ gekennzeichneten Stellen innerhalb des Listings wurden schon zuvor beschriebene, für das Kapitel unwichtige Programmteile weggelassen.

Die in 6.3 und 6.4 angesprochenen Grenzen für den sinnvollen Betrieb betragen im Listing für die Motorregleransteuerung (PWM\_ReglerPosition) 255 für Neutralstellung und 0 für Vollast, beim Schrittmotor für die Magnetauslenkung (PWM\_ServoPosition) 40 für keine Belastung und 240 für maximale Belastung. Die While Schleife wird so lange ausgeführt, bis die Servo Position für maximale Belastung ausgeführt wird. Die if Bedingung sorgt für den unbelasteten Hochlauf des Motors. Hat dieser seine zuvor abgefragte Endposition erreicht, wird die Last über die else Bedingung schrittweise erhöht. Da das Auslesen der Sensorkanäle wie in 6.1 schnell, der Motor hingegen träge ist, kann die for-Schleife, in welcher die Messwerte ausgelesen und an den PC geschickt werden, gleich mehrfach ausgeführt werden. Dadurch wird gewährleistet, dass das System trotz Trägheit in einen stabilen Punkt übergeht.



## 6.6 Datenübertragung zum PC

Zur Daten-Aus- und Eingabe wurde die UART-Schnittstelle des Atmega32 verwendet. Der Grund hierfür besteht in der einfachen Initialisierung und Datenübertragung an den PC über ein serielles Kabel. Da das Rad auch nicht neu erfunden wird, wurde zur Initialisierung eine frei verwendbare UART-Bibliothek von Jörg Wunsch verwendet (siehe Datenträger), die nach den eigenen Bedürfnissen modifiziert wurde. Diese ermöglicht nach Eintragen der MC spezifischen Daten, wie Taktfrequenz und gewünschter Baudrate, die Nutzung der C Befehle printf und scanf, um Daten über die Schnittstelle zu übertragen oder auszulesen. Die Berechnung des Baud Rate Registers und das korrekte Setzen der zuständigen Statusregister sind somit nicht mehr notwendig. Zum Zeitpunkt des Erstellens der Diplomarbeit wird mithilfe des Programms Hyperterminal V5.1 eine Nullmodemverbindung mit der Steuerplatine aufgebaut. Die Messung startet dann selbstständig nach Eingabe der Motorregler-Maximalaussteuerung.

Die Messdaten werden dann kontinuierlich bis zum Ende der Messung in folgendem Format als Floating Point Zahlen ausgegeben:

```
\n%3.1f %2.2f %2.2f %5.2f %3.2f %3.2f
```

Gewicht [g] | Spannung [V] | Strom [A] | Drehzahl [1/min] | elektrische Leistung [W] | mechanische Leistung [W]

Die Eingabe der Endposition für Regler und Servo erfolgt als Integerzahl, welche mit „carrige return“ bestätigt werden.

Wegen der einfachen Datensätze gestaltet sich die geplante Steuerung und Auswertung durch ein anderes Programm relativ unkompliziert.



## 7 Fehlerbetrachtung

Bisher wurde nur auf die Funktion der einzelnen Sensoren und Teilsysteme eingegangen, um allerdings noch sagen zu können, wie genau die erhaltenen Messwerte sind, muss noch eine Fehlerrechnung und Fehlereinschätzung durchgeführt werden. Die verwendeten Formeln, Aussagen zur Fehlerrechnung und die Grundlagen hierzu finden sich im kompletten Vorlesungsskript Messtechnik von B. Posch und E. Wagner [8] wieder. Zur Überprüfung der erhaltenen Messergebnisse wurden folgende Hilfsmittel genutzt:

Digitalvoltmultimeter:  
Votcraft VC675 True RMS

Oszilloskop:  
Votcraft Oscilloscope 630-2 30MHz

Je nach Messgröße und gewünschter Ausgangsgröße setzt sich der entstehende Fehler aus der eigentlichen Messgrößenumwandlung, der Digitalisierung und aus der Stellengenauigkeit durch die digitale Berechnung zusammen. Im Folgenden werden die bekannten Fehler der einzelnen Messgrößen dargestellt und, falls nötig, eine Abschätzung der unbekannt Fehler getroffen, welche durch praktische Versuche ermittelt wurden. Steigungsfehler aufgrund der unterschiedlichen Abtastzeiten sind praktisch ohne Bedeutung, da der zeitliche Verlauf der Messgrößen zum jeweiligen Messzeitpunkt konstant und ohne Wechselanteil ist.

Bei der Gewichtsmessung bzw. Drehmomentbestimmung besteht das Messsystem aus einem Sensor, dem zugehörigen Instrumentenverstärker und einem nachgeschalteten Analog-Digitalwandler. Die Fehler des Digitalwandlers sind einfach berechenbar, die Fehler des Sensors können allerdings nur im Ganzen abgeschätzt werden. Praktische Versuche mit Gewichten ergaben, dass bei korrekter Kalibrierung des Verstärkers, im Bereich zwischen 0 – 250g, eine Abweichung von ungefähr 1g möglich ist, was einem relativen Fehler von 0,4% entspricht.

Die Analog-Digitalwandlung hat daran durch den Digitalisierungsfehler wie folgt Anteil:

$$\text{Auflösung} = \frac{250 \text{ g}}{2500 \text{ mV}} \cdot \frac{2560 \text{ mV}}{2 \cdot (2^{10} - 1)} = 0,125 \text{ g}$$

$$\delta = \frac{0,125 \text{ g}}{250 \text{ g}} = 0,0005 = 0,05\%$$

Der Fehler durch die Digitalisierung ist also im Vergleich zum ermittelten Gesamtfehler sehr klein. Eigentlich ist der Digitalisierungsfehler aufgrund einer Mittelwertbildung aus 150 Einzelmessungen noch etwas kleiner. Da im praktischen Betrieb durchaus Abweichungen bei der AD-Wandlung



entstehen und somit die errechnete Genauigkeit eher der Realität entspricht, kann das jedoch vernachlässigt werden. Der recht große Gesamtfehler (0,4%) des Systems lässt sich durch Widerstandsrauschen der verwendeten DMS-Messbrücke, durch die Schwingneigung des Analog-Verstärkers wegen der hohen Verstärkung und durch Störungen auf den Messleitungen erklären.

Die Drehzahlmessung erfolgt mithilfe optischer Sensoren und des Periodendauer Messverfahrens - ein Fehler entsteht also nur durch die Quantisierung der Periodendauer (siehe 6.2). Die Genauigkeit wird hierbei systembedingt durch die höchste zu messende Frequenz bzw. die kleinste Periodendauer bestimmt. Im Belastungsfall kann man hierbei davon ausgehen, dass die Drehzahl, je nach Motor und Luftschraube, nicht höher als 12.000 Umdrehungen pro Minute ist. Höhere Drehzahlen werden meist nur in Impeller Triebwerken erreicht. Der Zeittakt wird durch die MC-Taktfrequenz mit Vorteilung vorgegeben - im vorliegenden Fall entspricht dies einer Frequenz von 55,9kHz (MC Takt / 256). Der maximale Messfehler bei der Drehzahlbestimmung im Lastfall ergibt sich wie folgt:

$$\delta = \pm \frac{f_{x\max}}{f_0} = \pm \frac{1}{55.93 \cdot 10^3 \text{ Hz}} \cdot \frac{12000 \frac{1}{\text{min}}}{60} = \pm 0,00358 = \pm 0,357\%$$

Der Fehler bei der Mindestdrehzahl von 60 Umdrehungen pro Minute beträgt sogar nur 0,002%. Weitere Fehlerquellen ergeben sich aufgrund der Infrarotmessung nicht, solange der Sensor korrekt vor der Scheibe positioniert wurde.

Die Strommessung erfolgt über einen vierpoligen Shunt in stromrichtiger Verschaltung (siehe 5.1.2). Aufgrund des angeschlossenen Messverstärkers ist der dadurch verursachte Fehlstrom vernachlässigbar. Fehler bei der Messung entstehen durch die Digitalisierung und Nichtlinearität des Verstärkers. Da dieser eine deutlich geringere Verstärkung als der DMS Verstärker aufweist, fällt dies weniger stark ins Gewicht. Versuche ergaben bei korrekt abgestimmter Verstärkung im Bereich von 0 bis 10A einen maximalen absoluten Fehler von 50mA, was einem relativen Fehler von 0,5% entspricht. Die AD Wandlung hat dabei einen Anteil von:

$$\text{Auflösung} = \frac{16A}{2400mV} \cdot \frac{2560mV}{2 \cdot (2^{10} - 1)} = 0,00834A$$

$$\delta = \pm \frac{0,00834A}{16A} = \pm 0,00052 = \pm 0,0521\%$$

Der Unterschied zwischen Digitalisierungsfehler und tatsächlichem Fehler lässt sich wiederum durch den verwendeten Verstärker erklären. Fehler durch eine Widerstands-Änderung aufgrund von Erwärmung ist auszuschließen, da bei Stromfluss keine merkliche Temperaturerhöhung feststellbar war.



Die Spannungsmessung erfolgt ähnlich der Drehzahlmessung ohne zwischengeschalteten Verstärker. Da alle Widerstandswerte und deren Toleranzen bekannt sind und keine weiteren Fehler durch Steigung hinzukommen, ist der maximale absolute Fehler wie folgt berechenbar:

$$R_1 = 10k\Omega \pm 0,1\% = R_2 \Rightarrow e_{R_1} = e_{R_2} = 0,010k\Omega$$

$$R_V = 121k\Omega \pm 0,1\% \Rightarrow e_{R_V} = 0,121k\Omega$$

$$e_{U_1} = \pm \frac{2560mV}{2 \cdot (2^{10} - 1)} = \pm 1,251mV$$

Im Folgenden werden alle Widerstandswerte in  $k\Omega$  angegeben und alle Spannungen in  $mV$ . Um auf den maximalen absoluten Fehler schließen zu können, wird die Gleichung zur Bestimmung der Ausgangsspannung nach den jeweiligen fehlerbehafteten Komponenten abgeleitet und betragsmäßig addiert. Zur besseren Übersicht werden nicht alle Rechenschritte dargestellt:

$$U_0 = \frac{U_1 \cdot (R_1 + R_2 + R_V)}{R_1 + R_2} = 18048mV$$

$$e_{0\max} = \pm \left| \frac{(R_1 + R_2 + R_V) \cdot e_{U_1} + U_1 \cdot e_{R_V}}{R_1 + R_2} + \frac{U_1 \cdot R_V}{(R_1 + R_2)^2} \cdot (e_{R_1} + e_{R_2}) \right|$$

$$e_{0\max} = \pm |24,309mV + 15,498mV| = \pm 39,797mV$$

$$\delta_{0\max} = \pm \frac{e_{0\max}}{U_0} = \pm \frac{39,797mV}{18048mV} = \pm 0,0022 = \pm 0,22\%$$

Der sehr geringe Fehler bei der Spannungsbestimmung von nur 0,22% bestätigt sich im Großen und Ganzen auch durch Versuche und Nachmessen mithilfe des Messgerätes.

Zusammengefasst ergibt sich, dass die Spannungs- und Drehzahlmessung am genauesten ist, das größte Verbesserungspotential steckt in der Gewichts- bzw. Drehmomentfassung und der Strommessung. Konstruktive Veränderungen des Messsystems sollten also verstärkt dort ansetzen.



Betrachtet man nun noch die berechneten Größen für zugeführte Leistung, abgegebene Leistung und Wirkungsgrad, so ergeben sich die maximalen relativen Fehler wie folgt:

$$P_{zu} = U \cdot I$$

$$\delta_{P_{zu}} = \pm \left| \frac{I \cdot U \cdot \delta_U + U \cdot I \cdot \delta_I}{P_{zu}} \right| = \pm |\delta_U + \delta_I| = \pm |0,22\% + 0,5\%| = \pm 0,72\%$$

$$P_{ab} = m \cdot g \cdot l \cdot f \cdot 2 \cdot \pi$$

$$\text{Annahme für Hebelarm } l = 10\text{cm } e_l \approx 0,1\text{mm } \delta_l \approx 0,1\%$$

$$\delta_{ab} = \pm |\delta_m + \delta_l + \delta_f| = \pm |0,5\% + 0,1\% + 0,357\%| = \pm 0,957\%$$

$$\eta = \frac{P_{ab}}{P_{zu}}$$

$$\delta_\eta = \pm |\delta_{ab} + \delta_{zu}| = \pm |0,72\% + 0,957\%| = \pm 1,677\%$$

Zusammengefasst kann man nun sagen: Wenn man Fehler durch die entstehende Luftreibung und andere Reibungsverluste vernachlässigt, tritt bei der Bestimmung des Wirkungsgrades ein Fehler von maximal 1,7% auf. Berücksichtigt man aber noch die möglichen anderen, bisher vernachlässigten Fehlerquellen, läge eine realistische Einschätzung des Fehlersausmaßes bei ca. 2 bis 10%. Für die grobe Einschätzung eines Prüflings ist dies völlig ausreichend und bei einem Prüfstand in Eigenkonstruktion überraschend genau.





## 8 Ausblick und mögliche Weiterentwicklungen

Der Motorprüfstand, in der hier beschriebenen Form, stellt nur eine funktionierende Studie eines Prüfstandes dar. Eine mögliche Weiterentwicklung böte sich in Form eines grafischen Steuerprogramms an, welches die Messergebnisse benutzerfreundlicher in eine Grafik umwandelt und die Rohmessdaten automatisch mit Zeitstempel und aussagekräftiger Bezeichnung archiviert. Wichtig wäre auch die vollständige Steuerung durch den PC, da somit Korrekturfaktoren für die einzelnen Sensoren veränderbar genutzt werden könnten, sodass eine einfache Kalibrierung möglich wird. Eine manuelle Einstellung, unter Zuhilfenahme der auf der Platine angebrachten Potentiometer, wäre bei professionellem Einsatz zu aufwendig für den Endanwender. Aufgrund eigener Erfahrungen in einem Augsburger Testlabor ist mir bekannt, dass die Kalibrierung professioneller Messsysteme oft ungenügend durchdacht wird oder teilweise - mit den vom Hersteller angebotenen Mitteln - unmöglich bzw. äußerst kompliziert ist. Folglich sollte bei der Programmierung insbesondere auf einfache Handhabung und Sicherheit geachtet werden.

Eine mechanische Verbesserung könnte beispielsweise durch Lagerung der einschwenkbaren Wirbelstrombrems-Magnete mit Kugellagern erreicht werden. Weiterhin ist die Schwenkvorrichtung an sich deutlich ausbaufähig, angefangen bei der Lagerung der Verbindungsstellen bis hin zu einer exakteren Ausrichtung, um eine 100%ige Symmetrie beim Einschwenkvorgang zu erhalten. Dadurch würde sichergestellt, dass keine Gewichtsverlagerung entsteht und somit die Messung nicht beeinflusst wird (die bisherige Lösung verringert den Einfluss zwar auf ein Minimum, schließt ihn aber nicht völlig aus). Auch wäre eine flexiblere Motorenklemmung sinnvoll, um auch andere Motormodelle einfach einspannen zu können. Dabei ist aber darauf zu achten, dass das Gewicht der schwingfähigen Masse weiterhin gering gehalten und eine Dämpfung vorgesehen wird. Aus sicherheitstechnischen Gründen sollte auch über ein Gehäuse für die Steuerplatine und eine Abdeckung der Wirbelstrombremse samt Motor nachgedacht werden. Zwar sind die Spannungen an der Platine zu niedrig, um gefährlich zu werden, wird aber ein Netzteil zur Stromversorgung gleich mit auf die Platine gesetzt, wäre der Kontakt mit gefährlichen 230V möglich. Bei Abdeckung der Wirbelstrombremse ist es wichtig, dass diese nicht zu knapp abgekapselt wird, da sonst die Funktion als Zentrifugegebläse beeinträchtigt wird und die Scheibe Thermisch überlastet werden könnte.

Die Elektronik ließe sich durch einzelne, vollständig abgeschirmte Messkabel und Steckverbindungen verbessern. Gegen Ende des Projektes traten Wackelkontakte an den verwendeten Steckern auf. Zusätzlich würde durch die Einzelleitungen eine Störung durch benachbarte Messkabel entfallen. Um die Störanfälligkeit weiter zu reduzieren, könnte man den kompletten Analogteil der Schaltung mittels



Metallgehäuse abschirmen und zusätzlich mit einer eigenen Spannungsversorgung versehen (trotz Verwendung entsprechender Filterung sind leichte Spannungsspitzen in MC-Taktfrequenz messbar). Für den Prototypenbetrieb ist dies aber nicht machbar, da ein schneller Zugriff auf die Komponenten notwendig ist. Bessere Messgenauigkeit und linearere Verstärkung könnte man durch fertige Instrumentenverstärker ICs erreichen, welche meist aber relativ teuer sind und deren Funktion bzw. dem Aufbau nicht immer einfach verständlich. Höhere Abtastraten an den Sensoren könnten durch eigene A/D-Wandler für die jeweiligen Sensoren erreicht werden, worüber sich auch die Auflösung verbessern ließe. Mit den vorhandenen Sensoren ist dies aber unsinnig, da im Messsignal ein gewisses Rauschen vorhanden ist und somit eine deutlich höhere Auflösung der A/D-Wandler keine wirkliche Verbesserung der Genauigkeit ergeben würde.

Auch ist es möglich, die verwendeten Sensoren fertig zu kaufen. Für eigene Tests ist dies aber nicht notwendig, da es wird dadurch nur der „Bastelaufwand“ reduziert wird. Außerdem bringt es den Verzicht auf die Kenntnis mit sich, wie der jeweilige Sensor, kombiniert mit einem Verstärker funktioniert. Sollte sich der Anwendungsfall ändert, kann man nicht so problemlos in die Elektronik des Sensors eingreifen.

Steuerungstechnisch könnte man durch Assemblerprogrammierung sicherlich noch eine Ablaufgeschwindigkeitssteigerung erzielen, was den Programmcode allerdings deutlich kryptischer und für C gewohnte Programmierer unleserlicher macht. Bei dem Motorprüfstand ist dies auch nicht nötig, da keine extrem zeitkritischen Vorgänge zu realisieren sind.

Alles in Allem besteht das wohl größte Verbesserungspotential in der Veränderung der Steckverbindungen und Messkabel und dem Erstellen einer grafischen Steueroberfläche.



## 9 Zusammenfassung

Ziel dieser Diplomarbeit war es, einen Motorenprüfstand für bürstenlose Gleichstrommotoren, welche im Modellbau eingesetzt werden, zu entwickeln. Spezielles Augenmerk wurde dabei auf einen Artikel von Herrn Retzbach [2] gerichtet, in welchem manuell betriebene, einfache Prüfstände und Möglichkeiten zur Motorenvermessung beschrieben werden. Angeregt hierdurch wurden die eigenen Ziele höher gesteckt und die Idee entstand, einen vollständig automatisierten Prüfstand mit Mikrokontroller-gestützter Steuerung, PC-gesteuerter Auswertung und einer grafischen benutzerfreundlichen Software zu entwickeln. Dies alles sollte gleichzeitig mit kostengünstigen Mitteln realisiert werden und trotzdem eine möglichst hohe Messgenauigkeit gewährleisten.

Das Projekt selbst forderte die ganze Vielfalt der Mechatronik. Eigentlich ist es in vier sehr komplexe Teilprojekte aufteilbar. Die mechanische Komponente bildete hierbei die Konstruktion einer flexiblen Prüfstandanordnung, gefolgt von dem elektrotechnischen Aspekt, sich in die Funktionsweise eines BLDC Motors einzuarbeiten, um geeignete Sensoren, zugehörige Verstärker und eine Steuerplatine zu entwickeln, welche die zur Vermessung notwendigen Größen erfassen und weiterverarbeiten kann. Die Messtechnik bildete hierbei den größten Anteil der Arbeit und bereitete auch die meisten Probleme. Alle Messgrößen korrekt und ohne Störung an den Mikrokontroller weiterzuleiten, stellte eine leicht unterschätzte Herausforderung dar. Schließlich war es das Ziel, mit möglichst einfachen Mitteln sehr genaue Messwerte zu erhalten. Die letzten beiden Teilprojekte forderten nun noch Informatikkenntnisse, da der Mikrokontroller programmiert werden musste, um die bereitgestellten Daten sinnvoll zu verwerten und an den PC auszugeben. Alle diese Teilprojekte wurden erfolgreich gelöst, waren aber aufgrund von immer wieder auftretenden Problemen zeitlich deutlich aufwendiger als gedacht. Leider konnte daher das letzte Teilprojekt, die Idee einer einfachen grafischen Benutzeroberfläche, nicht zufrieden stellend gelöst werden und befindet sich immer noch in der Entwicklung.

Die Hauptaufgabe und alle eigenen Ziele wurden bis auf eines zufriedenstellend gelöst. Das Gesamtprojekt zeigt die ganze Komplexität auf, welche die Entwicklung eines automatisierten Prüfstandes mit sich bringt. Trotzdem war es überraschend, mit welchen einfachen Mitteln es möglich ist, eine relativ genaue Prüfanordnung zu erstellen und zu sehen, wo deren Grenzen liegen und welche Schwierigkeiten dabei auftreten können.

Die ganze Arbeit steht unter einem Creative Commons 2.0 Deutschland Lizenzvertrag, um auch Anderen Anregungen zur Lösung ähnlicher Prüfstandsproblematiken zu liefern, oder die gemachten Entwicklungen unter den Lizenzbedingungen frei zu nutzen und weiterzuentwickeln.



## 10 Quellenangaben

[1] **Fa Arvin Meritor.:** Firmenführung 2006, Augsburg Biberbachstrasse 9, Vortrag über Abgasanlagentests und Belastungssimulation für Verbrennungsmotoren

[2] **Retzbach.:** Elektro Modellflug-Praxis 1/2007, Hamburg: Wellhausen & Marquardt Mediengesellschaft, Prüfungsordnung S. 22 bis 30

[3] **M. Mayr.:** Technische Mechanik 3. Auflage, München Wien Carl Hansen Verlag 2002, Maßnahmen gegen Resonanzerscheinungen S. 209

[4] **Atmel.:** Datenblatt Atmega 32L Rev. 2503J-10/2006, USA San Jose: Atmel Corporation, Datasheet Atmega 32L-8PI S.1 bis 347

[5] **E. Wagner.:** Elektrische Messtechnik Vorlesungsskriptum, Fachhochschule Augsburg 2002, Hilfsblatt 5

[6] **Klaus Byston.:** Technische Elektrotechnik Band I, München Wien Carl Hansen Verlag 1974, Symmetrischer Subtrahierer mit hohen Eingangswiderständen S.224

[7] **H. Högl.:** Vorbesprechung zur Diplomarbeit; Fachhochschule Augsburg 2007

[8] **B.Posch & E. Wagner.:** Elektrische Messtechnik 1 & 2 Vorlesungsskriptum, Fachhochschule Augsburg 2002



## Index

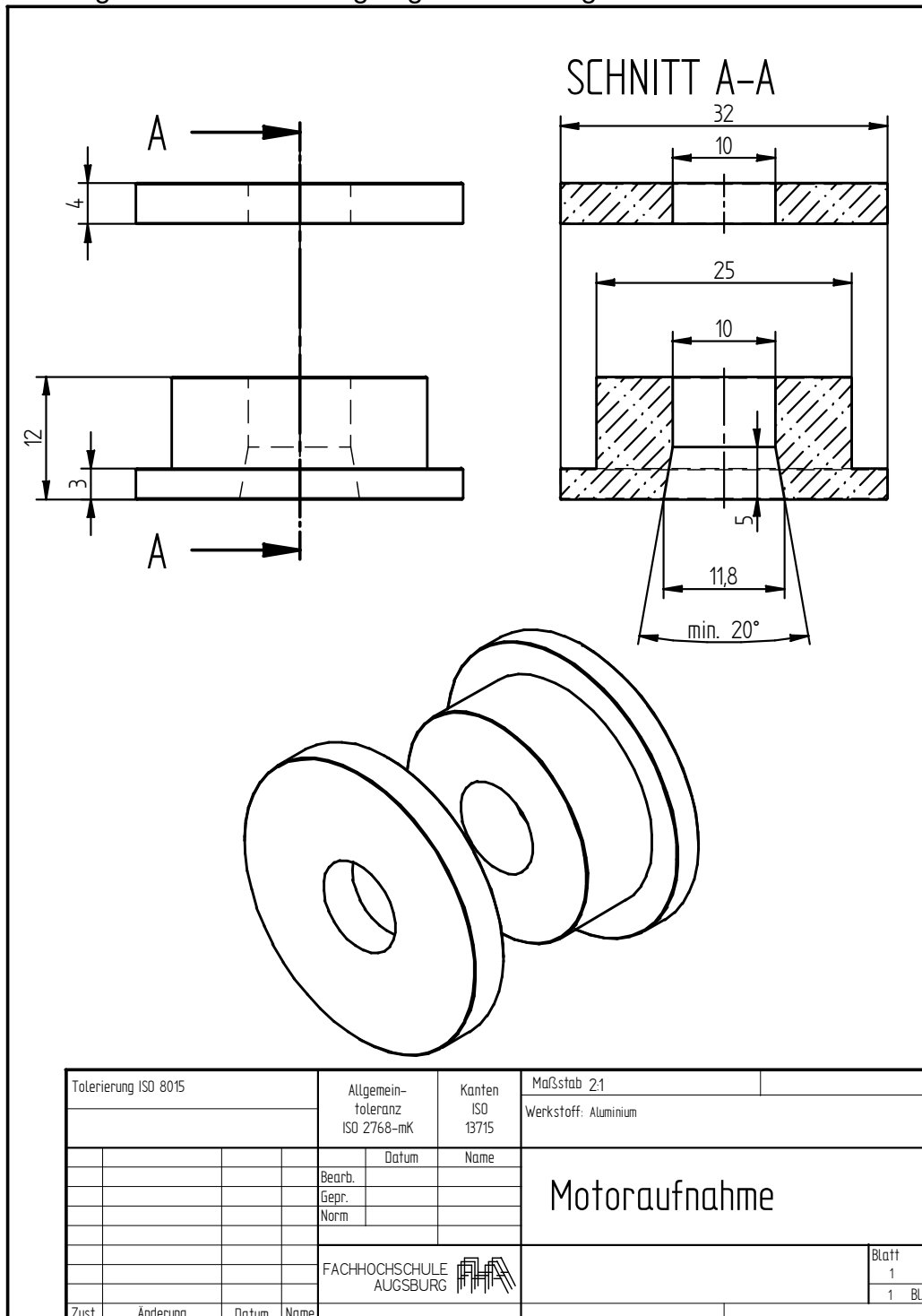
Analog-Digital-Wandlung....	41	mechanische Leistung .....	10
Anker .....	11	Motorenhalterung....	19, 24, 63
Anlaufbetrieb .....	13	Periodendauermessung.....	44
Außenläufer.....	11	Pulsweitenmodulation.....	47
BLDC Motor.....	9, 11	Rotor .....	11
Bodenplatte .....	19	RS-232 .....	39
Creative Commons.....	2, 59	Shunt .....	17, 35
Datenübertragung .....	39, 52	Spannungsmessung....	17, 30, 35, 43, 55
Differenzverstärker .....	33	Spannungsversorgung..	37, 71
DMS Biegebalken.....	64	Stator .....	11
DMS Vollbrücke.....	28	Stern Verschaltung .....	12
Drehmomentmessung .	10, 15, 53	Strommessung.	17, 29, 35, 43, 54
Drehzahlmessung .	16, 31, 44, 54	Stromversorgung .....	37
Dreieck Verschaltung .....	12	Teillastbetrieb .....	13, 50
elektrische Leistung.....	10	Tiefpass .....	34, 38
elektronisch kommutiert .....	11	Torsions–DMS–Kupplung...	15
Fehlerrechnung .....	53	UART.....	52
Frequenzzählung.....	44	verschiebbaren Messsystem	
Innenläufer .....	11	Plattform .....	25
Instrumentenverstärker .....	33	Volllastbetrieb .....	13
IR Detektor .....	31, 36	Wirbelstrombremse.....	15
IR LED.....	31	Wirkungsgrad.....	10
Kraftaufnehmer.....	22, 23	Zentrifugalgebläse .....	21
Last Simulation.....	14		



**Anhang:**

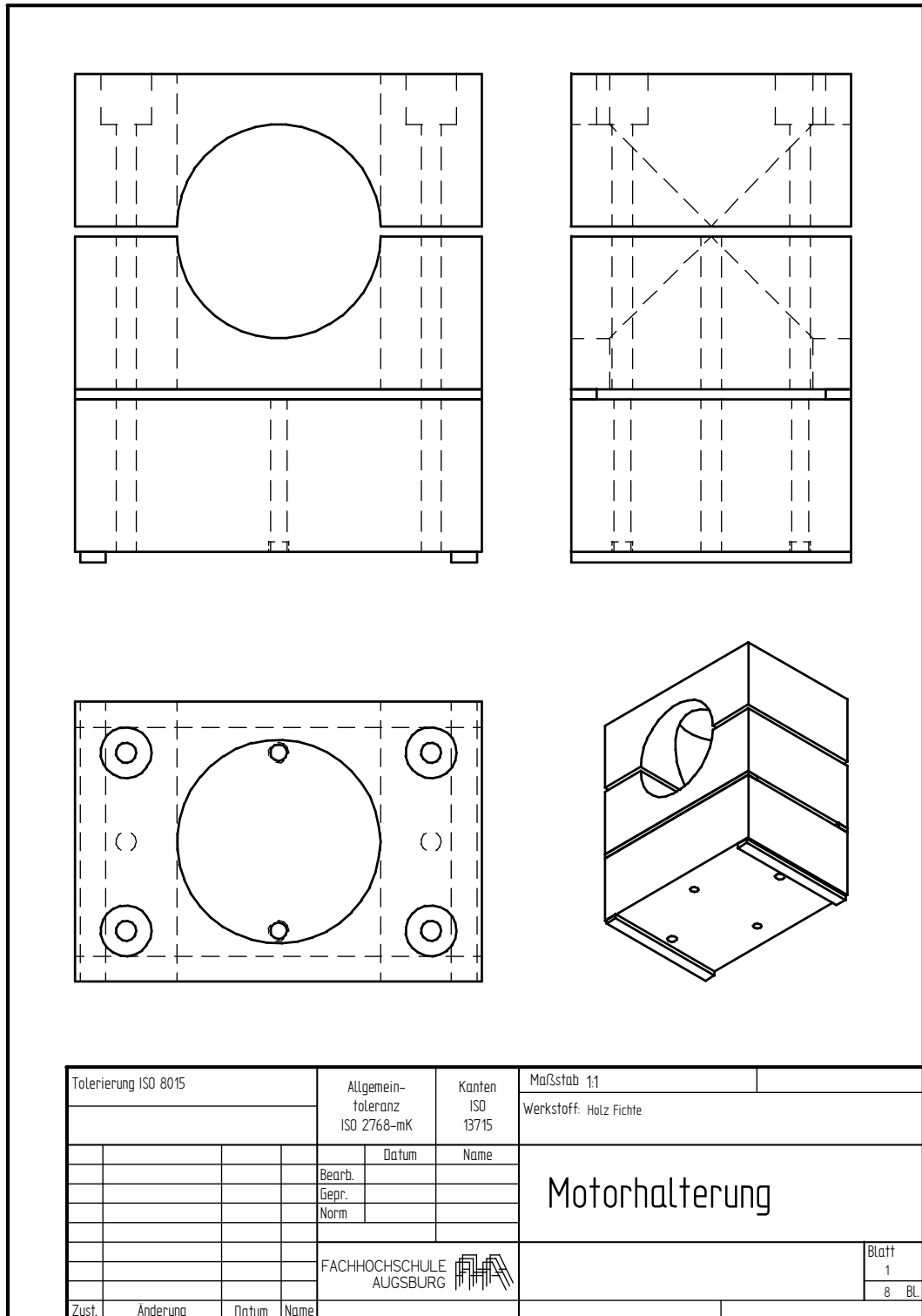
**A Zeichnung des Wirbelstromscheiben-Aufnehmers**

Im Folgenden, werden Zeichnungen und 3D Modelle diverser Bauteile des Prüfstandes dargestellt. Bemaßt wurde nur der Aufnehmer für die HDD Scheiben. Alle anderen Darstellungen, dienen als Konstruktive Vorschläge, sind aber Maßtreu dem Prototypen nachempfunden und als SolidEdge Files auf dem beigelegten Datenträger zu finden.





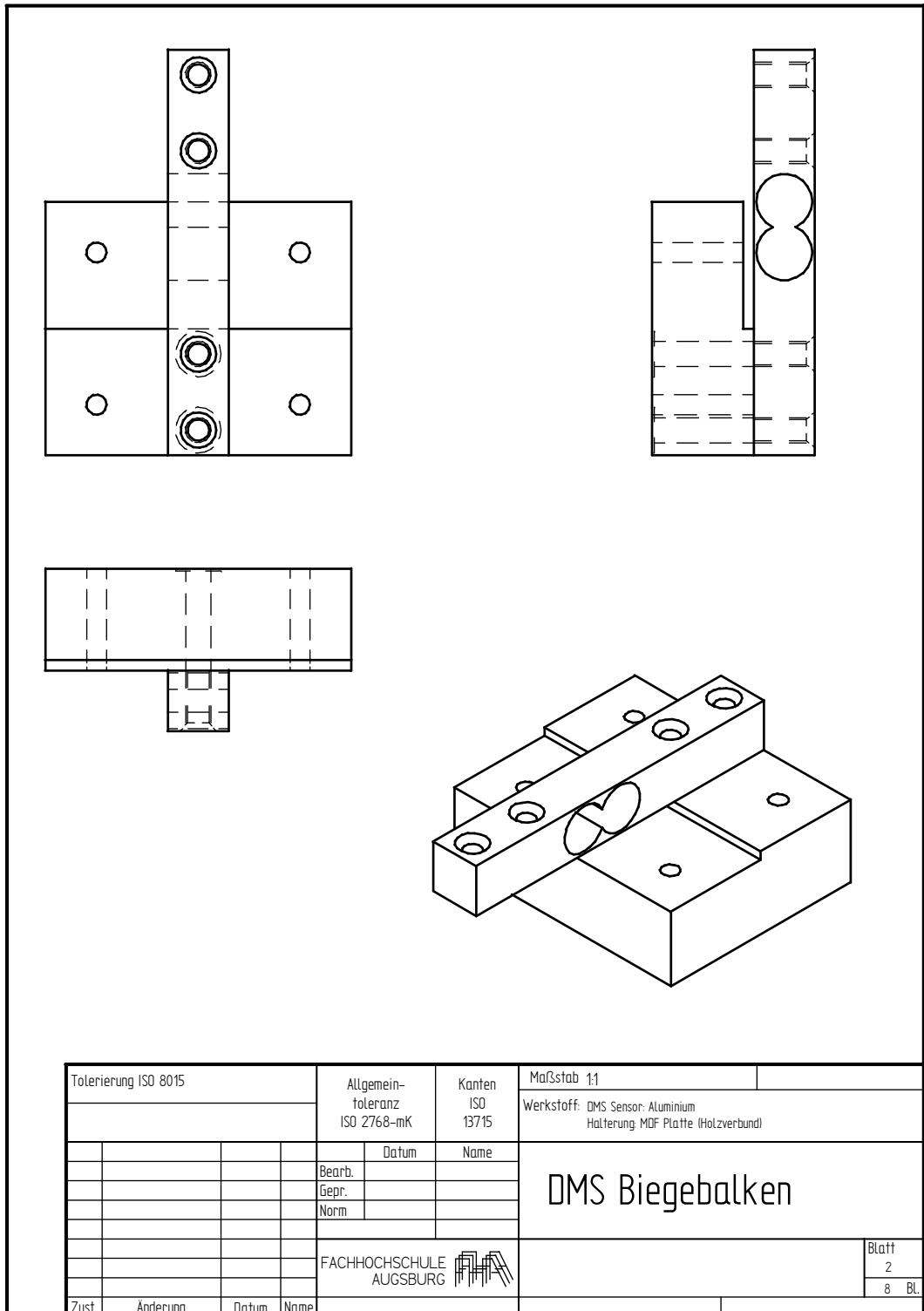
## B Zeichnung der Motorenhalterung



Die Motorenhalterung ist für Zylindrische Motoren als Klemmvorrichtung designed, die Gummi Streifen zwischen den Lagen dienen als Schwingungsdämpfer für alle Bewegungsachsen des Motors.



**C Zeichnung der DMS-Biegebalkenhalterung**

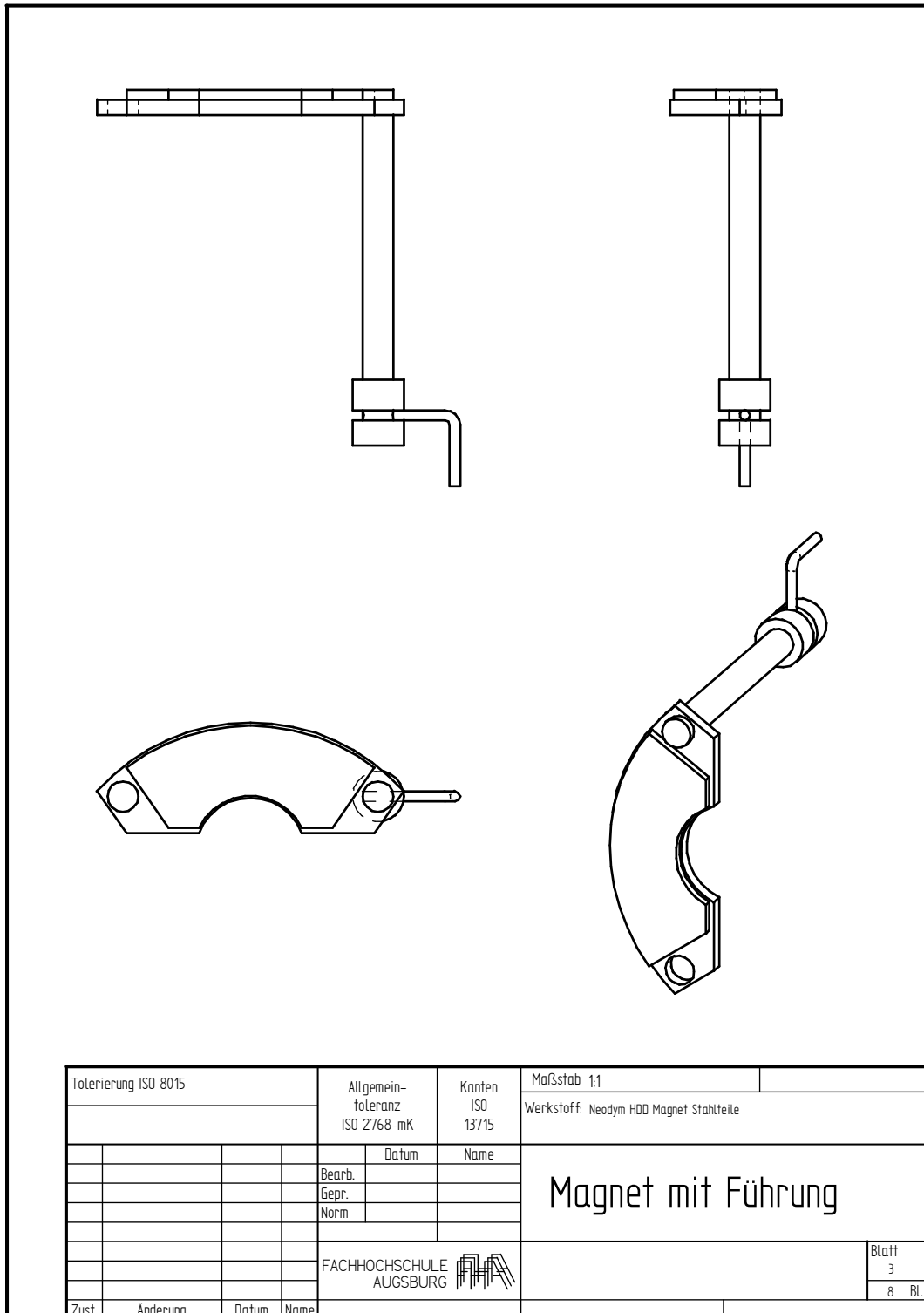


Der Ausgebaute Biegebalken muss auf der verschiebbaren Messsystemplattform befestigt werden, darf aber in seiner Funktion nicht beeinträchtigt werden. Die Stufe an der Halterung dient dazu, die Biegung des Balkens zu ermöglichen.





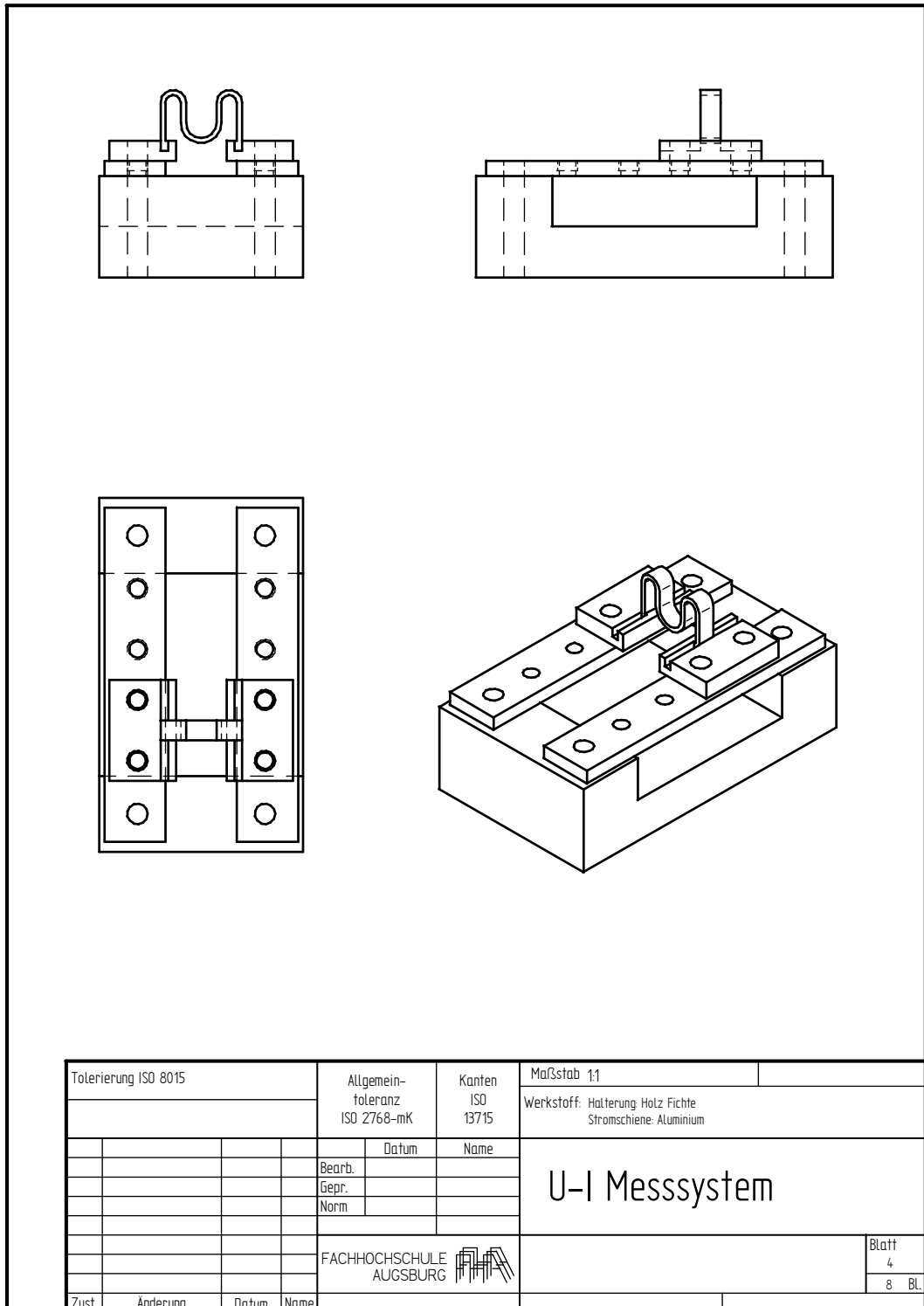
## D Zeichnung des WSB-Magnet-Systems



Die Magneten für die WSB wurden einer HDD entnommen, daher ist die Konstruktion nur Beispielhaft und muss für die jeweiligen Magnete angeglichen werden. Die Magneten wurden an einer Welle befestigt, am ende dieser ist ein Haken angebracht welcher über ein Verbindungsstück mit dem Steuerservo verbunden wird.



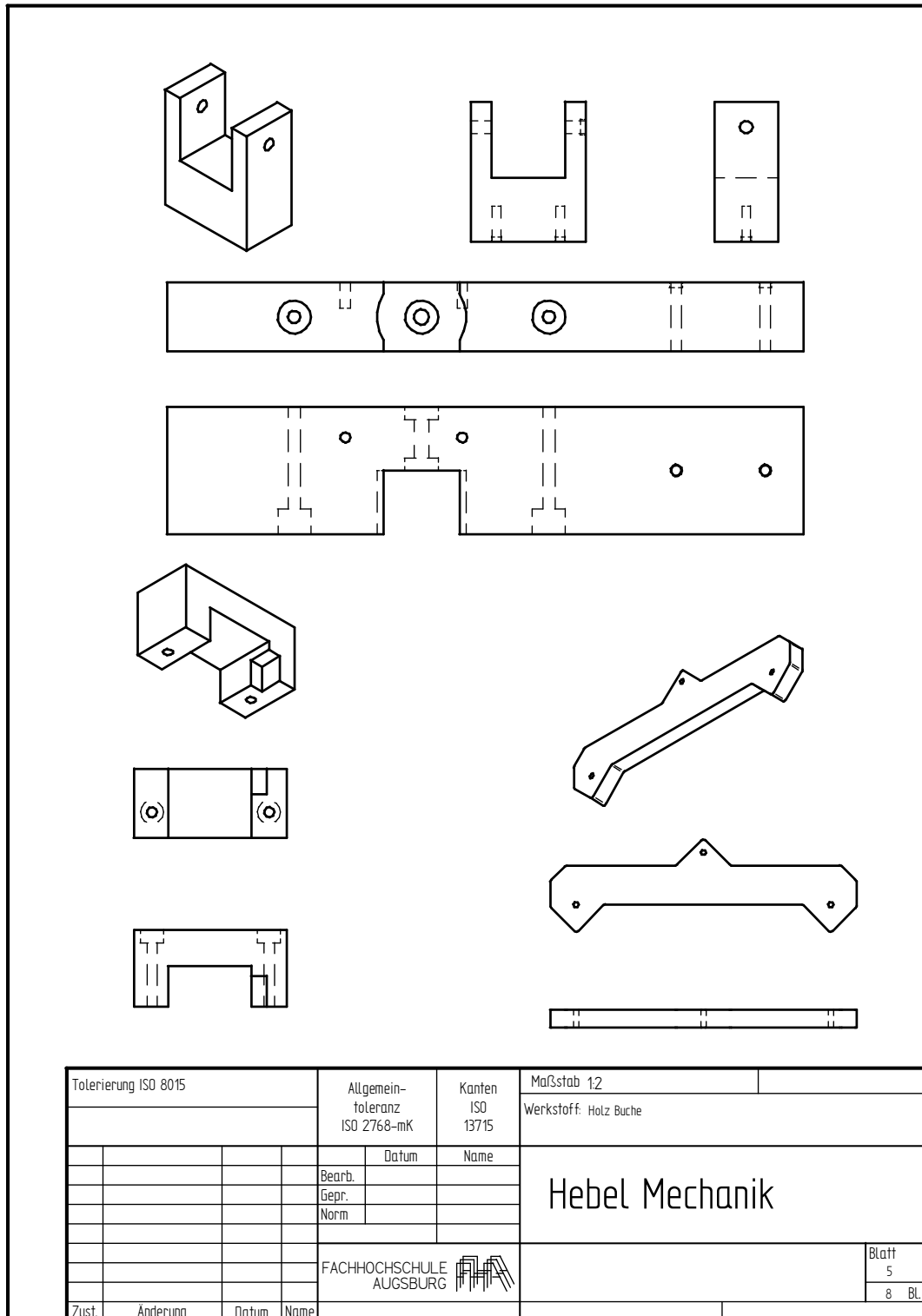
## E Zeichnung des U-I-Messsystems



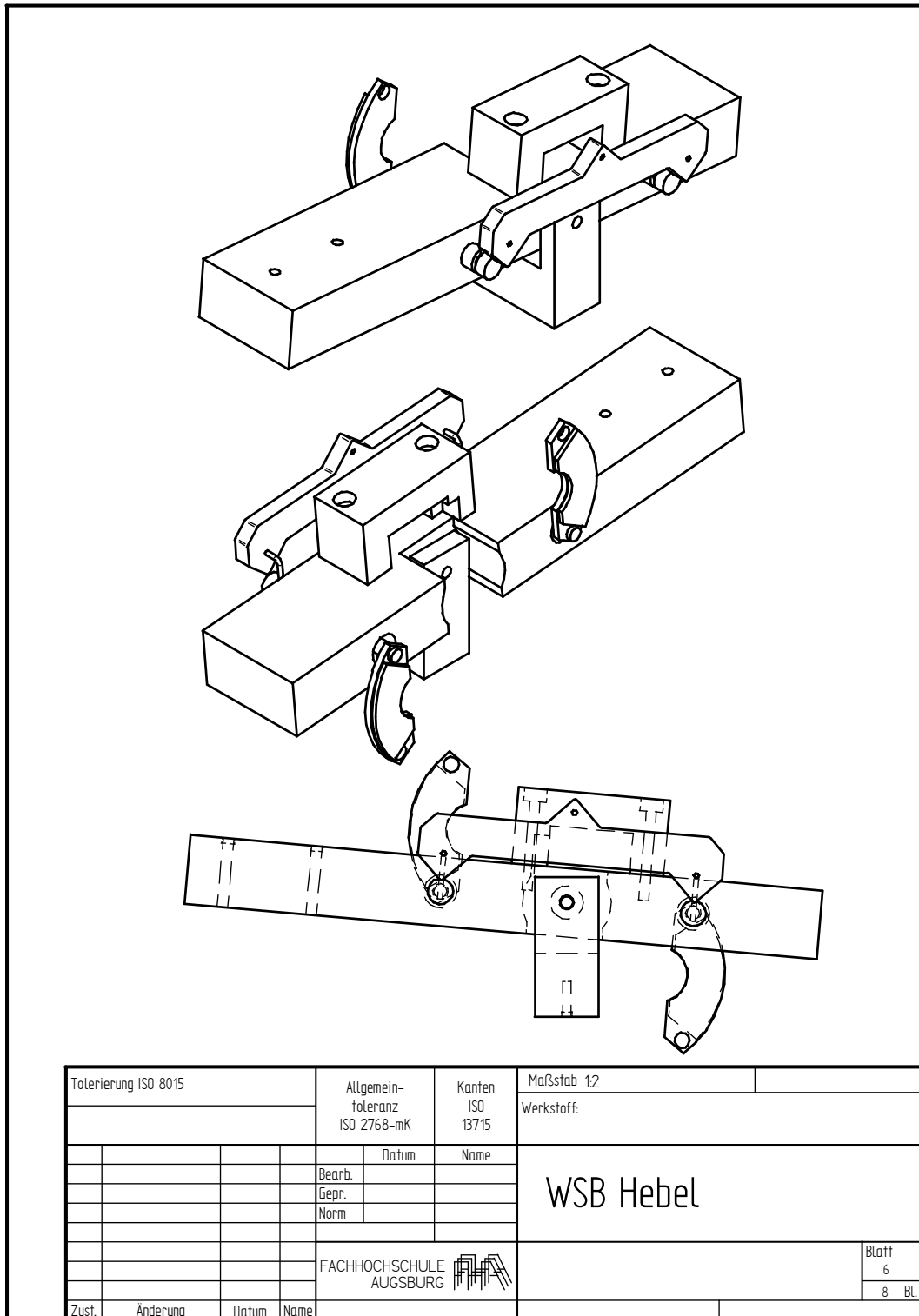
Beim U-I-Messsystem wurde zur Strommessung, ein Analog-Messgerät-Shunt auf Aluminiumschienen montiert. Zur Messbereichserweiterung ist eine Halterung für einen zweiten Shunt vorgesehen.



## F Zeichnung des WSB-Hebelarm-Systems



Dargestellt sind hier die Einzelteile des Hebelarms, welcher auf den DMS Sensor drückt. Oben: Hebelarm und Halterung, links unten die Halterung für den Steuerservo der Magnetbetätigung und rechts unten das Verbindungsstück zwischen Magnetsystem und Steuerservo.



Bei der Herstellung ist peinlichst auf Symmetrie der beiden Magnete zu achten, bei der Verbindungsplatte müssen alle Hebelarme exakt berechnet und die nötigen Bohrungen genau positioniert werden, da sonst der Betrieb unmöglich wird. Eine konstruktive Lösung mit 2 gleichen Servos wäre evtl. besser aber aufwendiger zu realisieren.

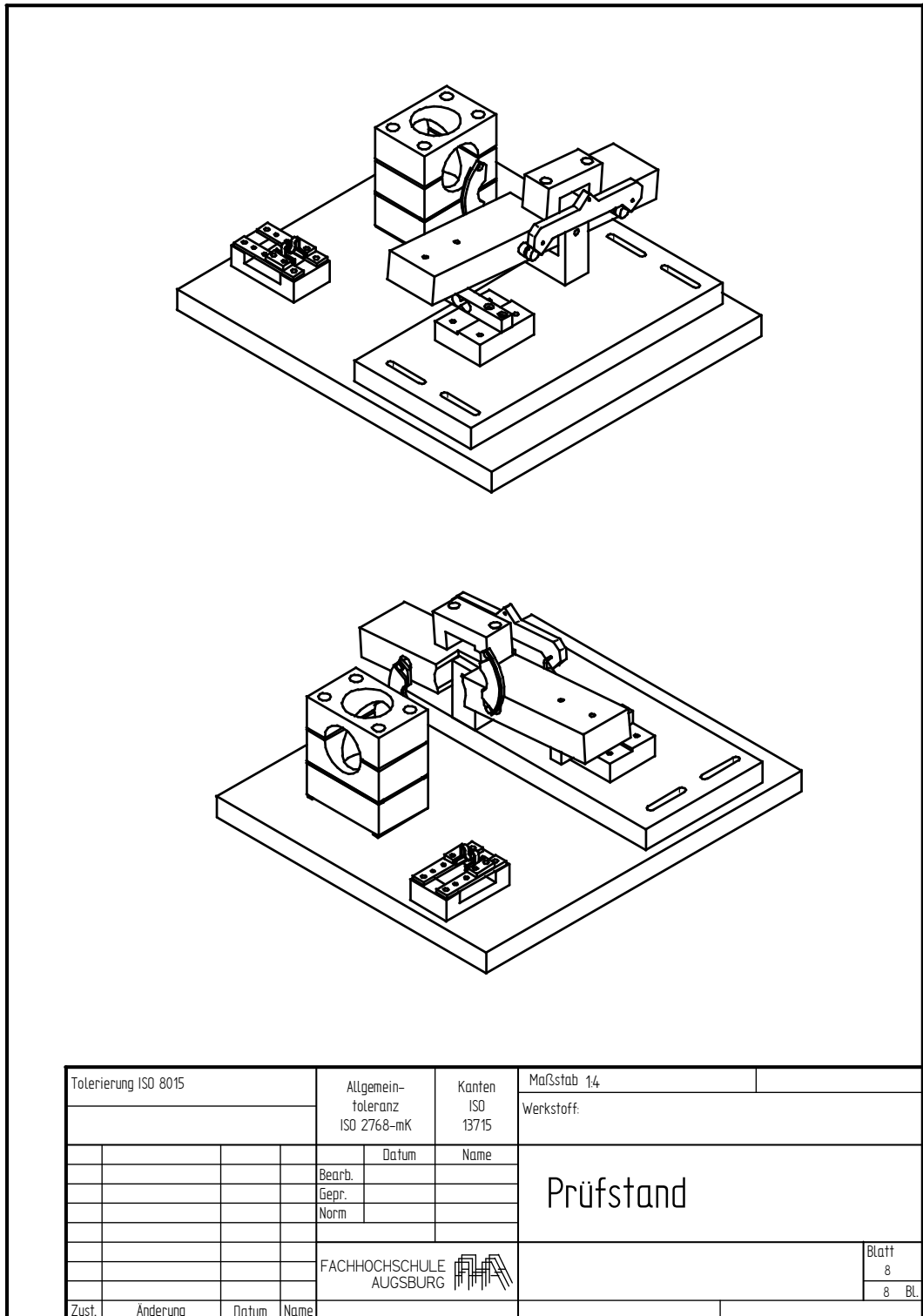


Tolerierung ISO 8015				Allgemein-toleranz ISO 2768-mK		Kanten ISO 13715		Maßstab 1:2	
								Werkstoff: Verschiebbare Plattform: MDF	
				Datum		Name		Messsystem Plattform	
				Bearb.					
				Gepr.					
				Norm					
				FACHHOCHSCHULE AUGSBURG				Blatt 7	
Zust.				Änderung				Datum	

Um eine möglichst genaue Messung zu erhalten, wird Hebelarm und DMS Sensor auf einer MDF Platte montiert, welche über Gummistreifen schwingungstechnisch von der Bodenplatte des Motors entkoppelt ist. Die Langlochbohrungen ermöglichen eine variable Positionierung.



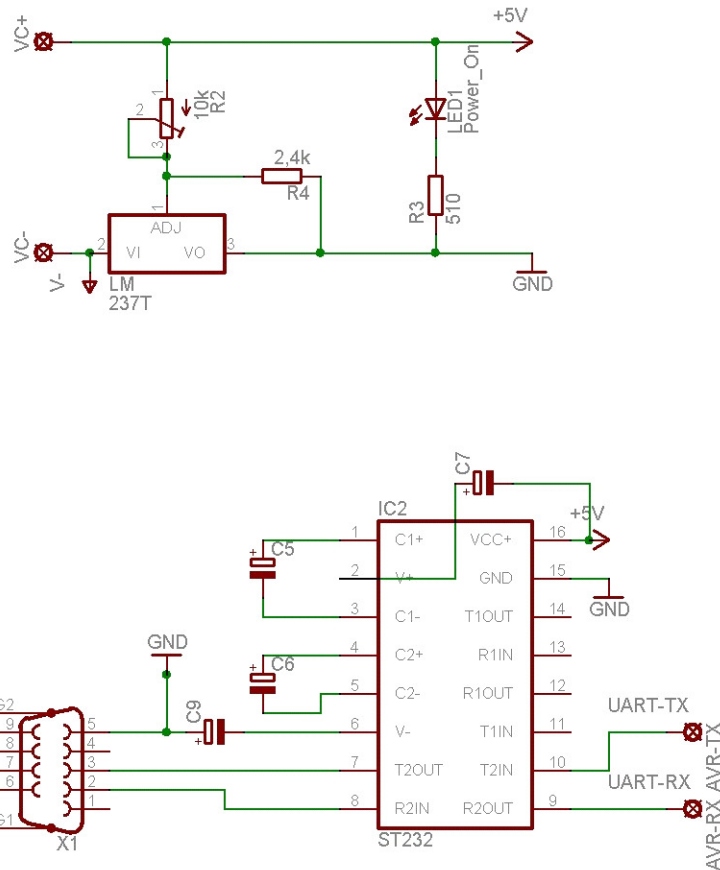
**G 3D Modell des Prüfstands**



Tolerierung ISO 8015				Allgemein- toleranz ISO 2768-mK		Kanten ISO 13715		Maßstab 1:4	
								Werkstoff:	
				Datum	Name	Prüfstand			
				Bearb.					
				Gepr.					
				Norm					
				FACHHOCHSCHULE AUGSBURG				Blatt 8	
Zust.	Änderung	Datum	Name					8 BL	

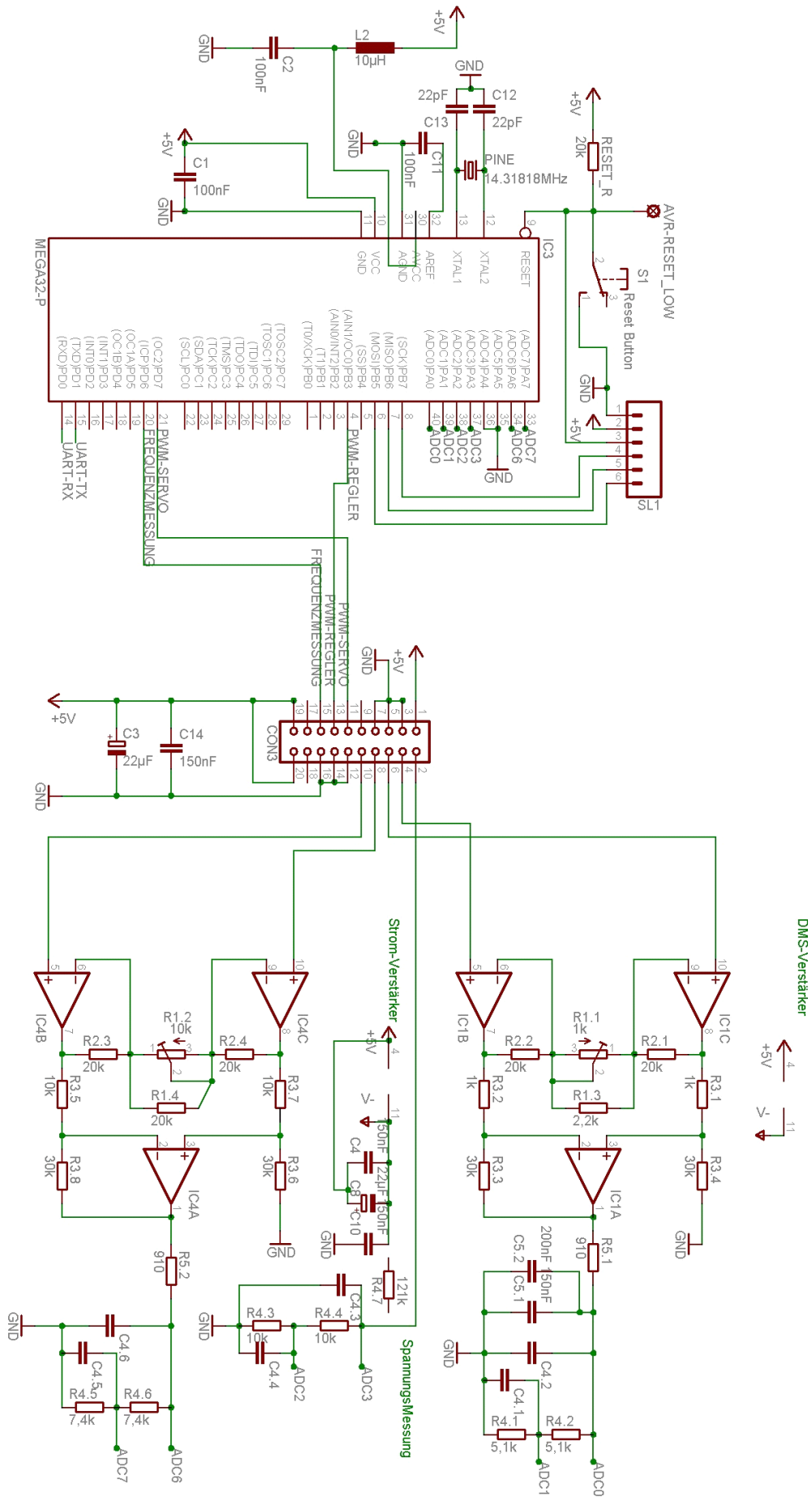


## H Schaltplan der Steuerplatine



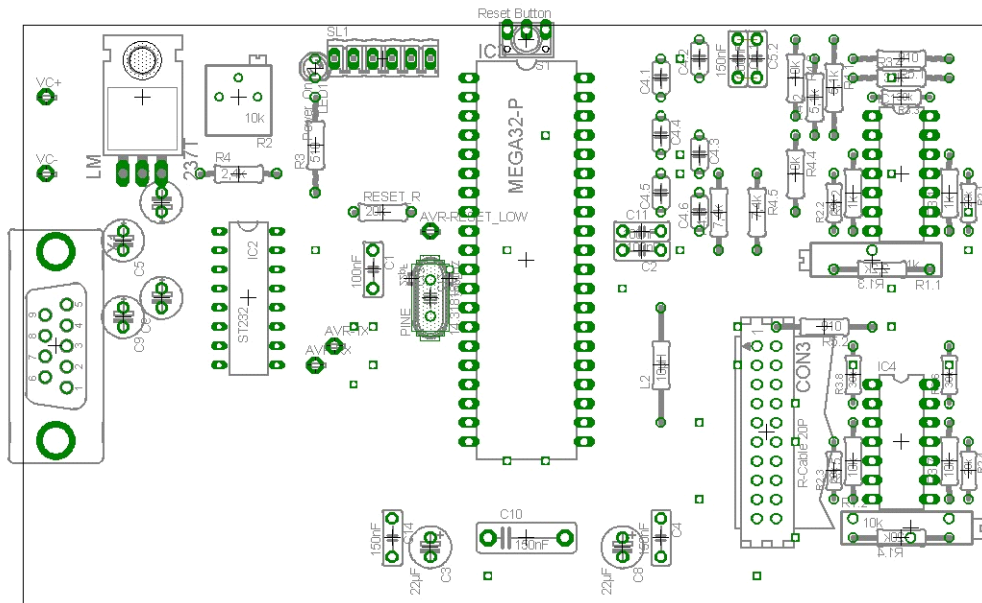
Oben dargestellt ist der Schaltplan der Spannungsversorgung für die Steuerplatine, unten der Pegelwandler für die RS232 Schnittstelle zum PC.

Auf der Folgeseite befindet sich der restliche Schaltplan, inklusive der Verstärkerstufen und Spannungsteiler der Messsensoren. Nicht dargestellt ist der Drehzahlsensor, da dieser je nach Fabrikat, unterschiedlich beschalten werden muss und der verwendete IR Sensor nicht genau identifizierbar war.

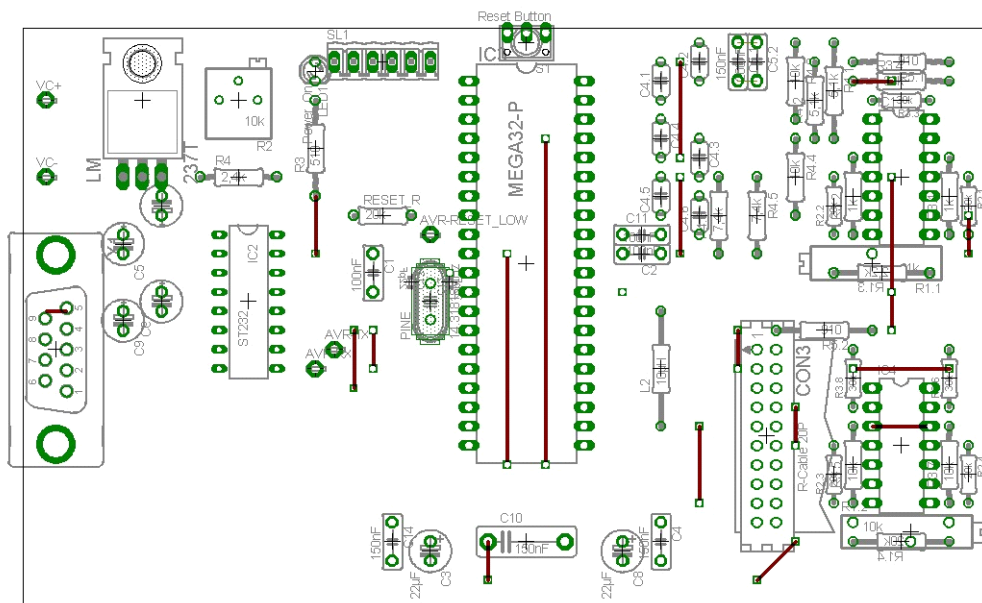




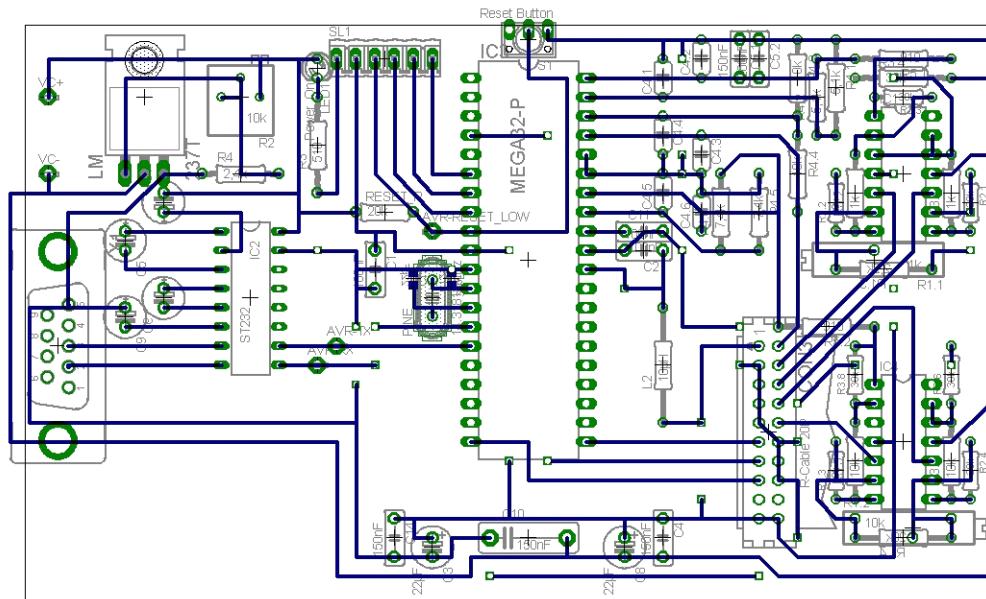
## I Platinenlayout



Bei der Bestückung wurde Wert auf saubere Trennung von Analog und Digitalteil geachtet.



Rot dargestellt sind Brücken die auf der Ober- oder Unterseite der Platine verlegt wurden. Für jeden IC wurden Sockel verwendet, um einen flexiblen Austausch zu ermöglichen.



Die Platine wurde nicht geätzt, sondern mit Blankdraht verkabelt. Alle Schaltpläne und Layouts befinden sich auf beigelegtem Datenträger als Eagle Files.



## J Bauteilliste

Part	Value	Device	Part	Value	Device
AVR-RST		Pin	R1.1	1k	R-TRIMM43P
AVR-RX		Pin	R1.2	10k	R-TRIMM43P
AVR-TX		Pin	R1.3	2,2k	R-EU_0207/12
C1	100nF	C5/2.5	R1.4	20k	R-EU_0207/12
C2	100nF	C5/2.5	R2	10k	R-TRIMM3296P
C3	22µF	CPOL-EUE2.5-6	R2.1	20k	R-EU_0204/7
C4	150nF	C5/2.5	R2.2	20k	R-EU_0204/7
C4.1	100nF	C050-024X044	R2.3	20k	R-EU_0204/7
C4.2	100nF	C050-024X044	R2.4	20k	R-EU_0204/7
C4.3	100nF	C050-024X044	R3	510	R-EU_0207/12
C4.4	100nF	C050-024X044	R3.1	1k	R-EU_0207/10
C4.5	100nF	C050-024X044	R3.2	1k	R-EU_0207/10
C4.6	100nF	C050-024X044	R3.3	30k	R-EU_0204/7
C5	0,1µF	E2,5-6E	R3.4	30k	R-EU_0207/12
C5.1	150nF	C5/2.5	R3.5	10k	R-EU_0207/10
C5.2	200nF	C5/2.5	R3.6	30k	R-EU_0204/7
C6	0,1µF	E2,5-6E	R3.7	10k	R-EU_0207/10
C7	0,1µF	E2,5-6E	R3.8	30k	R-EU_0204/7
C8	22µF	CPOL-EUE2.5-6	R4	2,4k	R-EU_0207/10
C9	0,1µF	E2,5-6E	R4.1	5,1k	R-EU_0207/12
C10	150nF	C10/4	R4.2	5,1k	R-EU_0207/10
C11	100nF	C5/2.5	R4.3	10k	R-EU_0207/10
C12	22pF	C-EUC0603K	R4.4	10k	R-EU_0207/10
C13	22pF	C-EUC0603K	R4.5	7,4k	R-EU_0207/10
C14	150nF	C5/2.5	R4.6	7,4k	R-EU_0207/10
CON3	CON20	A/D Input Output Interface	R4.7	121k	R-EU_0207/10
IC1	LM224N	DIL14	R5.1	910	R-EU_0207/12
IC2	ST232	ST232	R5.2	910	R-EU_0207/12
IC3	ATMEGA32L	Microcontroller	RESET R	20k	R-EU_0207/7
IC4	LM224N	DIL14	S1	Reset	Button
L2	10µH	L-EU0207/15	SL1	M06	Programming Interface
LED1	LED	LED3MM	VC+	Pin	LSP10
LM	LM337T	Voltage Regulator	VC-	Pin	LSP10
PINE	14.31818MHz	Crystal	X1	F09VP	Serial Connector