



Bachelorarbeit

Hardware/Software Codesign

Julian-Benedikt Scholle
23. September 2014

Betreuer

Dr. Ing. Sebastian Zug
Dipl.-Inform Christoph Steup

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	4
1.1	Carolo Cup	4
1.2	Das Auto	5
2	Konzept	6
2.1	Anforderungsanalyse	6
2.1.1	Anforderungen laut Regelwerk	7
2.1.2	Anforderungen durch Bewertungskriterien	7
2.1.3	Anforderungen durch Teammitglieder	8
2.1.4	Auswertung der Anforderungen	8
3	Auswahl der Komponenten	9
4	Auslegung der Stromversorgung	10
4.1	Stromverbrauch der Komponenten	10
4.1.1	Servomotor	10
4.1.2	Pandaboard ES	11
4.1.3	Led Beleuchtung	11
4.1.4	Microkontroller	11
4.1.5	Sharp Sensoren	11
4.1.6	Sonstige Peripherie	12
4.2	Auswahl des Reglers	12
5	Änderung der Anforderungen	13
6	Motoransteuerung	14
6.1	Treiberbausteine	14
6.1.1	Vierquadrantensteller	14

6.2	Mosfettreiber	15
6.2.1	Verfügbarkeit	15
6.2.2	Allegro A3941	15
7	Motorstrommessung am Shunt	18
7.1	Problem	18
7.2	Prinzip der Strommessung	18
7.3	Anforderungen	18
7.4	Bestimmung des Filtertyps	19
7.5	Die Filterschaltung	19
7.6	Dimensionierung des Verstärkers	20
7.7	Anforderungen an den Filter	20
7.8	Filterentwurf	21
7.8.1	Bestimmung des Filtertyps	21
7.8.2	Butterworth	22
7.8.3	Bestimmung der Grenzfrequenz	22
8	Software	28
8.1	Software auf dem µController	28
8.2	Client Programm auf der Recheneinheit	28
8.3	Übertragungsprotokoll	28
9	Evaluierung	31
9.1	Stromverbrauch	31
9.2	Infrarotsensoren	32
9.3	Inertialsensor	32
9.4	Zeitverhalten der seriellen Verbindung	32
9.4.1	VoltageCurrent	32
9.4.2	Distance	33
9.4.3	Infrared	33
9.4.4	uCTime	34
9.4.5	Motor	34
9.4.6	IMU	35
9.4.7	Gesammt	35
10	Fazit	37
11	Ausblick	38

Für den Hochschulwettbewerb „Carolo-Cup“ der Technischen Universität Braunschweig soll ein autonom fahrendes Fahrzeug im Maßstab von 1:10 entwickelt werden. Im Rahmen der Arbeit wird der Entwicklungsprozess der Motortreiberplatine des Autos veranschaulicht werden. Dabei werden auch die Probleme eines Projekts mit sich dynamisch ändernden Anforderungen gezeigt.

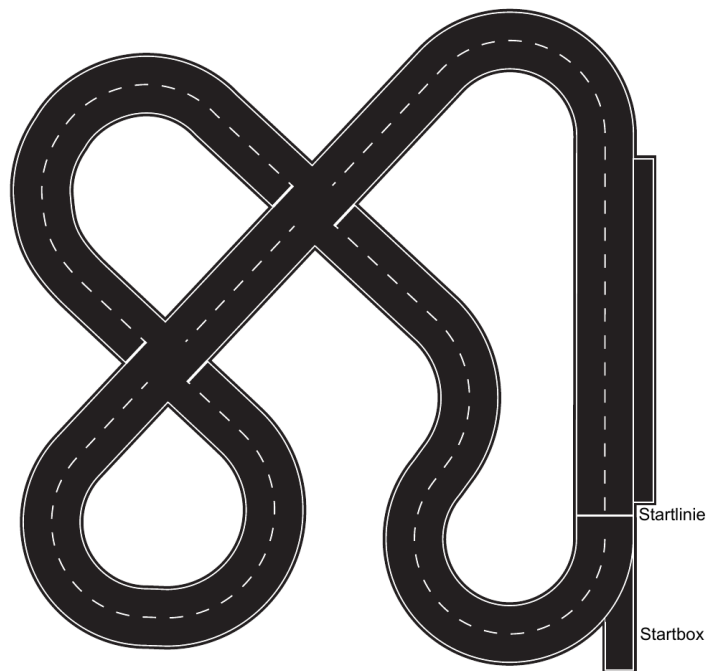
1.1 Carolo Cup

Der „Carolo-Cup“ ist ein jährlicher Hochschulwettbewerb der Technischen Universität Braunschweig, der Studenten die Möglichkeit, sich mit der Entwicklung und Umsetzung von autonomen Modellfahrzeugen auseinanderzusetzen [feFTBa]. Ziel des Wettbewerbes ist es, ein möglichst kostengünstiges und energieeffizientes Modellfahrzeug im Maßstab 1:10 zu entwickeln. Das Fahrzeug muss dabei möglichst schnell und fehlerfrei bestimmte Aufgaben bewältigen. Die Aufgaben werden dabei in statische und dynamische Disziplinen unterteilt.

In den statischen Disziplinen muss das Team ihr Fahrzeugkonzept vor einer Jury, bestehend aus Experten aus Industrie und Forschung, verteidigen. Dabei wird auf die Hardware- und Softwarearchitektur sowie Energiebedarf und Herstellungskosten eingegangen. Des Weiteren müssen die Lösungskonzepte zur Bewältigung der dynamischen Disziplinen vorgestellt werden.

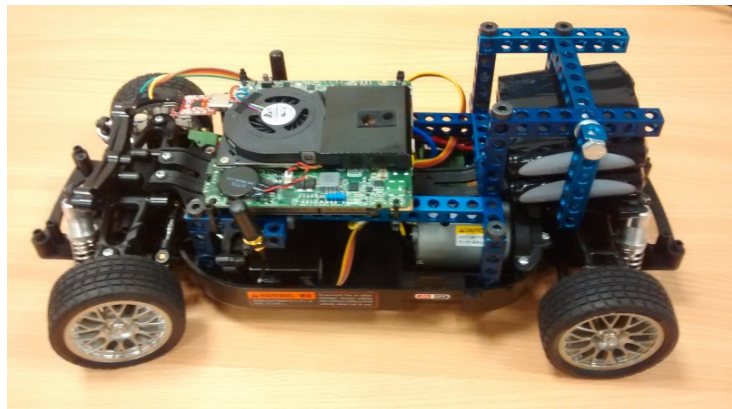
Die dynamischen Disziplinen bestehen dabei aus mehreren Szenarien, dem parallelen Einparken, einem einfachen Rundkurs sowie einem Rundkurs mit Hindernissen. Ein möglicher Rundkurs ist in Abbildung [1.1] zu sehen.

Abbildung 1.1: Möglicher
Rundkurs [feFTBb]



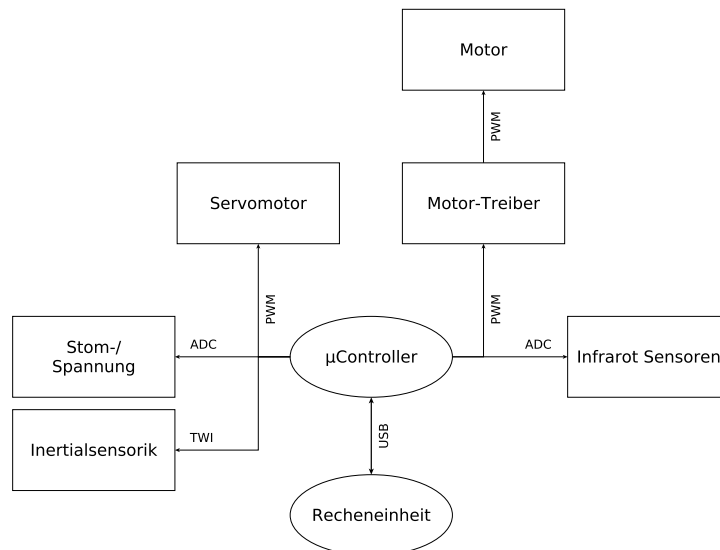
1.2 Das Auto

Abbildung 1.2: Möglicher
Rundkurs [feFTBb]



Die Treiberplatine ist der zentrale Punkt für das Einsammeln aller Messwerte und die Ansteuerung der Aktorik. Dabei übernimmt sie sowohl die Energieversorgung der Komponenten als auch Kommunikation mit der darüber liegenden Recheneinheit. Herzstück der Platine ist dabei ein Atmel AT90CAN128 μ Controller an welchen über verschiedene Protokolle die Aktorik bzw. Sensorik angeschlossen ist. Die Platine selber kommuniziert über USB mit der Recheneinheit und stellt dieser eine Schnittstelle zum Auslesen der Messwerte und Einstellen der Stellgrößen für die Aktorik zur Verfügung. Weitere Aufgaben der Platine sind die Überwachung von Zuständen wie z.B. der Akkuspannung und dem Motorstrom. Eine Übersicht über die Sensorik bzw. Aktorik und ihre Anbindung ist in Abbildung [2.1] zu sehen.

Abbildung 2.1: Konzept



Im folgenden soll geklärt werden wie es zur zu diem Konzept kahlm und warum wleche Komponenten gewählt wurden.

2.1 Anforderungsanalyse

2.1.1 Anforderungen laut Regelwerk

Um am „Carolo-Cup“ Teilnehmen zu können ist ein Regelkonformes Fahrzeug nötig, darum wird nun ein Auszug aus den Anforderungen an das Auto kurz aufgelistet und ausgewertet. Alle Anforderungen können im Regelwerk des „Carolo-Cup“ nachgelesen werden [feFTBb]

Fahrzeugantrieb und Energieversorgung

Laut Regelwerk sind alle Teams zur Verwendung eines elektrischen Antriebs verpflichtet. Die Anzahl der angetriebenen Räder ist nicht vorgeschrieben, das weitere muss das Auto durch Akkus mit Strom versorgt werden. Die Übertragung von Daten ist während der Dauer der Disziplinen nicht gestattet.

Fahrzeugantrieb und Energieversorgung

Es ist eine Zweiradlenkung der Vorderachse vorzusehen. Die übrige Gestaltung des Fahrwerks bleibt den Teams überlassen. Als technische Ausprägung ist ausschließlich die Achsschenkelenkung zugelassen.

RC-Modus

In Notsituationen muss es möglich sein, das Fahrzeug mit Hilfe einer Funkfernbedienung anzuhalten und manuell zu steuern. Eine solche Notsituation tritt ein, wenn das Auto seine Aufgabe aufgrund eines Fahrfehlers oder anderem Fehlverhalten nicht mehr autonom fortführen kann. Der RC-Modus muss per Fernbedienung eingeschaltet und ausgeschaltet werden, bei Aktivierung des RC-Modus muss das Fahrzeug unverzüglich angehalten werden. Während des Wettbewerbs darf die Geschwindigkeit des Autos $0,3 \frac{m}{s}$ nicht überschreiten. Da das 2,4-GHz-Band bereits durch die Vorort genutzte Kamertechnik belegt ist, können diese Frequenzen nicht für den RC-Modus genutzt werden. Der RC-Modus muss durch eine blaue Leuchte an der höchsten Stelle des Fahrzeuges angezeigt werden, welche mit einer Frequenz von 1-Hz blinkt.

Signalleuchten

Durch die Anlehnung des Wettbewerbes an den realen Straßenverkehr muss das Auto über alle in echten Autos vorhandene Signalleuchten besitzen. Dazu gehören 3 rote Bremslichter am Heck des Autos sowie jeweils 2 gelbe Blinker Rechts und Links am Fahrzeug. Die Blinkfrequenz der Blinker muss 1-Hz betragen.

2.1.2 Anforderungen durch Bewertungskriterien

Weitere Anforderungen ergeben sich aus den Bewertungskriterien. Während der statischen Disziplinen muss das Team ihr Gesamtkonzept präsentieren. Schwerpunkte dabei sind, Hardware und Software Architektur sowie Energiebedarf und Herstellungskosten [feFTBb]. Daraus entstehen weitere Anforderungen: Energieeffizienz und Herstellungskosten.

In den dynamischen Disziplinen soll das Fahrzeug eine Strecke völlig autonom abfahren. Solch eine wie in Abbildung [1.1] aussehen. Das Fahrzeug darf seine Fahrspur dabei nie mit mehr als einem Rad verlassen. Um

die Fahrbahn zu erkennen wird vom Team eine auf dem Auto montierte Kamera verwendet. Da laut Regelwerk keine Daten vom oder zum Auto übertragen werden dürfen, muss die Verarbeitung der Bilder auf dem Auto stattfinden. Daher ist auf dem Auto eine leistungsfähige Recheneinheit vonnöten. Hierzu wurden vom Lehrstuhl boards des Types "Pandaboard ES" zur Verfügung gestellt.

Innerhalb des parallelen Einparkens ist es nötig die Größe der Parklücke zu erkennen, bzw Abstände zu Objekten zu messen.

2.1.3 Anforderungen durch Teammitglieder

Inertialsensorik..

2.1.4 Auswertung der Anforderungen

Da ein elektrischer Antrieb vorgesehen ist, muss die nötige Elektronik zur Steuerung des Motors integriert werden.

Der Einfachheit halber wird die Lenkung von einem Servomotor übernommen, eine alternative dazu wäre eine hydraulische oder pneumatische Lenkung. Damit das Auto die im RC-Modus nötigen Funksignale auswerten kann muss ein Empfänger integriert werden. Desweiteren muss das Auto mit den nötigen Signalleuchten ausgestattet sein. Da Energiebedarf eine Anforderung ist sollte bei der Auswahl der Komponenten auf Energieeffizienz geachtet werden.

- Elektronik zur Motoransteuerung
- Lenkung durch Servomotor
- Funk Empfänger
- Beleuchtung
- Distanzsensoren
- Inertialsensorik

3

Auswahl der Komponenten

Die Auswahl der Komponenten hängt maßgeblich von den Anforderungen und den lokalen Gegebenheiten ab.

Um das Layout der Platine möglichst simpel zu halten und damit kostengünstig zu bleiben, wurden alle Komponenten so ausgewählt dass diese über eine einzige 5V Spannungsquelle mit Energie versorgt werden können. Es wichtig den Stromverbrauch aller Komponenten abzuschätzen, um die Spannungsversorgung sinnvoll Dimensionieren zu können. Eine zu schwache spannungsquelle kann zu instabilitäten führen, während eine überdimensionierte Geld verschenkt.

4.1 Stromverbrauch der Komponenten

In diesem Abschnitt soll eine Abschätzung des Stromverbrauches vorgenommen werden. Dabei wird keinen Wert auf hohe Genauigkeit gelegt, es soll nur eine ungefähre Größenordnung für den Stromverbrauch gefunden werden.

4.1.1 Servomotor

Der Stromverbrauch des Servomotors ist schwer zu ermitteln, da es sich um einen Modellbauservomotor handelt sind im Datenblatt hierzu leider keine Daten aufzufinden. Da ein Messaufbau für die Abschätzung des Stromverbrauches zu aufwändig ist, werden hier Messwerte eines ähnlichen Servos aus einem Artikel [Mor] herangezogen. Laut diesem hat ein Servomotor keinen konstanten Stromverbrauch. Der Stromfluss wird immer wieder unterbrochen, so dass es zu einem Intervallartigen Stromfluss kommt. Nur wenn der Servomotor dauerhaft belastet wird kommt es zu einem konstanten Stromfluss. Im Artikel werden mehrere Servomotoren vermessen, der Motor der unsern am nächsten kommt ist der "Graupner 4421" mit folgenden Daten:

Technische Daten "Graupner 4421" [Gmb]:

- Stellzeit(60°): 0,11s
- Stellmoment: 88Ncm

Technische Daten des verwendeten Servomotors [rMGCK]:

- Stellzeit(60°): 0,13s (4,8V) / 0,16s (6,0V)
- Stellmoment: 92Ncm (4,8V) / 78Ncm (6,0V)

Der Servomotor der am ehesten vergleichbar ist ist der “Graupner 4421”. Dieser hat laut des Artikels eine maximale Stromaufnahme von 1,2A. Um noch Luft nach oben zu haben wird hier ein Verbrauch von 1,8A angenommen.

4.1.2 Pandaboard ES

Leider gibt es vom Hersteller des Pandaboards keine konkreten Angaben zum Stromverbrauch. Der Hersteller empfiehlt jedoch ein Netzteil mit 4A [Oma], wobei auch ein Betrieb an USB mit Hilfe eines Y-Kabels möglich ist. Die USB-2.0 Spezifikation [For] sieht eine maximale Stromabgabe von 500mA vor.

Der Stromverbrauch des normalen Pandaboards (ohne ES) beträgt ca. 800mA [Bar]. Nähere Angaben zu Stromverbrauch des normalen Pandaboards (ohne ES) finden sich in [Bar]. Der Verbrauch des Pandaboard ES dürfte durch den schnelleren Prozessor minimal darüber liegen. Durch Anschluss von USB Geräten an das Board kann der Stromverbrauch jedoch noch steigen. Die USB-Spezifikation [For] sieht pro Port eine maximale Stromentnahme von 500mA vor. Da das Pandaboard über 2 USB ports verfügt liegt der maximale zusätzliche Verbrauch bei 1A. Sodas hier ein gesamt Verbrauch von 2A veranschlagt wird.

4.1.3 Led Beleuchtung

Auch wenn LEDs den Ruf haben besonders energieeffizient zu sein ist der Stromverbrauch bei einer größeren Anzahl nicht zu unterschätzen. Da wir RGB-LEDs einsetzen besteht ein LED-Modul aus 3 LEDs in den Grundfarben rot, blau und grün. Laut Datenblatt [Wor] haben die LEDs eine Stromaufnahme von 20mA, also 60mA pro Modul. Um Regelwerk konform zu sein, werden folgende Beleuchtungen benötigt: Blinker rechts und links jeweils vorne und hinten. Sowie eine Leuchte welche den RC-Modus anzeigt. Zusätzlich zu den im Regelwerk vorgeschriebenen Beleuchtungen werden noch 2 Frontscheinwerfer und Rückleuchten integriert. So dass sich eine Anzahl von 9 LED-Modulen ergibt. Der maximale durch die LEDs verursachte Verbrauch liegt somit bei 540mA.

4.1.4 Mikrokontroller

Der maximale Stromverbrauch des AVR Mikrocontrollers liegt laut Datenblatt [Atm] bei 200mA, wenn IO-Pins belastet werden. Der Mikrocontroller selber braucht jedoch bei 5V Betriebsspannung und 16MHz nur 29mA. Da die IO-Pins des Controllers nur wenig belastet werden, wird hier nur ein Verbrauch von 100mA veranschlagt.

4.1.5 Sharp Sensoren

Die Sharp GP2D120 Distanz Sensoren liegt laut Datenblatt [Sha] bei 50mA, da 2 dieser Sensoren verbaut werden ergeben sich 100mA.

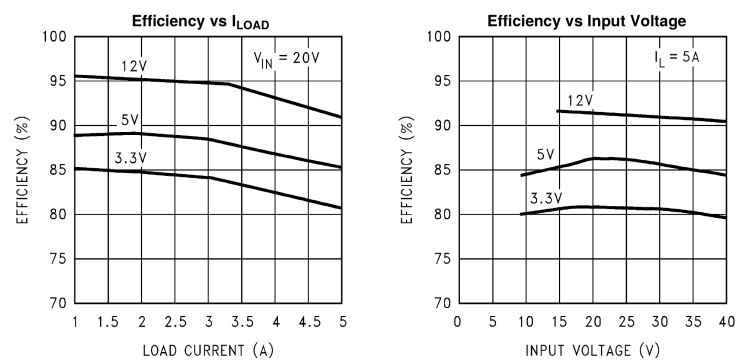
4.1.6 Sonstige Peripherie

Da der Stromverbrauch der restliche Komponenten minimal ist werden hier pauschal 100mA veranschlagt.

4.2 Auswahl des Reglers

Der Gesamtstromverbrauch der Komponenten beträgt 4.740mA. Ein Linearregler hier nicht mehr praktikabel, da dieser bei einer Akkuspannung von 14,4V und 3.740mA fast 45 Watt Leistung in Wärme umwandeln würde. Eine gute Wahl für diesen Einsatzzweck ist der LM2678 von Texas Instruments, dieser kann dauerhaft einen Strom von 5A liefern und sein Wirkungsgrad liegt selbst bei maximallast bei über 80%. Eine Übersicht dazu findet sich in Abbildung [4.1].

Abbildung 4.1: Regulator
Wirkungsgrad



Ausgehend von ca. 24 Watt Leistungsaufnahme ($4,8A * 5V$) und einem minimalen Wirkungsgrad von 80% ergibt sich damit eine überschauliche Verlustleistung von 6 Watt.

5

Änderung der Anforderungen

Nach der erfolgreichen Teilnahme am “Carolo-Cup Junior” im Februar 2014, begann die Weiterentwicklung des Konzepts, während der Entwicklung kamen einige Flaschenhalse zum vorschein. Sodas in der Projektphase die Hardwareplattform geändert werden musste. Die Rechenleistung der Pandaboards stellte sich als unzureichend heraus und es wurden mehr Distanzsensoren gewünscht. Die Pandaboards wurden nach der Absprache mit dem Team durch ein Intel NUC vom Typ D34010WYB ersetzt. Laut Datenblatt [Cor] besitzt der NUC einen Weitbereichseingang zur Spannungsversorgung, dieser ist für 12-24 Volt zugelassen. Sodas sich die ursprüngliche Wahl der Akkus als Vorteil herausstellt. Die Spannung von 14,4 Volt der 4 Zellen LiPo Akkus passt genau in diesen Bereich, daher kann der NUC direkt an die Akkus angeschlossen werden.

6.1 Treiberbausteine

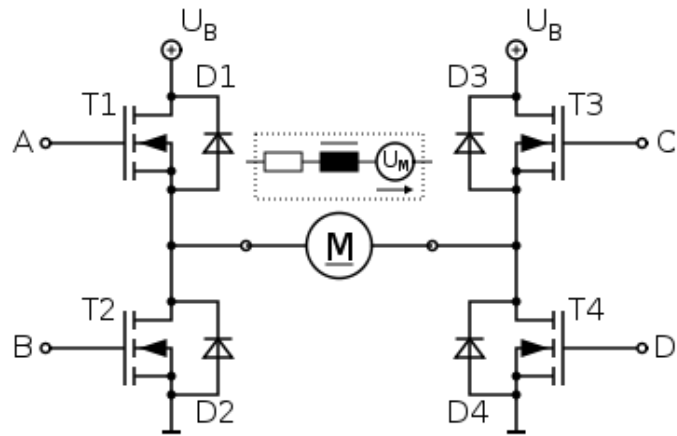
Da die gewählten Akkus eine Spannung von 14,4V aufweisen, kann der original Motortreib leider nicht verwendet werden. Denn dieser benötigt eine Spannung von 7,4V. Da der AVR Mikrokontroller mit 5V betrieben wird, wird ein Motortreiber benötigt der mit den 5V Pegeln arbeiten kann. In vielen Mikrocontroller Projekten und in unserem ersten Prototyp wird der L298 DUAL FULL-BRIDGE DRIVER verwendet. Dieser ist leider auch bei der Benutzung beider Kanäle auf 4 Ampere begrenzt [STM14], was beim Prototy zu einer Permanenten überlastung des Treibers führt. Leider sind keine vollintegrierten Motortreiber mit der benötigten Belastbarkeit verfügbar. Um die benötigte Belastbarkeit zu erreichen wird der zur Ansteuerung benötigte Vierquadrantensteller aus diskreten Mosfets aufgebaut.

6.1.1 Vierquadrantensteller

Definition nach Wikipedia:

“Ein Vierquadrantensteller besteht aus einer elektronischen H-Brückenschaltung aus vier Halbleiterschaltern, meist aus Transistoren, welche eine Gleichspannung in eine Wechselspannung variabler Frequenz und variabler Pulsbreite umwandeln kann. Vierquadrantensteller in der Energietechnik können auch Wechselspannungen unterschiedlicher Frequenzen in beiden Richtungen ineinander umwandeln.”

Abbildung 6.1:
Vierquadrantensteller



Auf Grund der hohen Belastbarkeit werden meist Mosfets als Halbleiterschalter genutzt. Um die beiden oberen Mosfets (T1/T3) durchzuschalten ist auf Grund des fehlenden Massepotentials eine Gatespannung oberhalb der Betriebsspannung nötig. Diese wird meist mittels Bootstrapping zur Verfügung gestellt. Da das simultane Durchschalten der übereinander liegenden Mosfets zu einem Kurzschluss führen würde, muss dies durch eine Schutzschaltung verhindert werden. Um all diese Funktionen zur Verfügung zu stellen gibt es bereits fertige Mosfettreiber, was das Schaltungsdesign enorm vereinfacht.

6.2 Mosfettreiber

6.2.1 Verfügbarkeit

Mosfettreiber gibt es in vielen Ausführungen, unter anderem als “Single Channel High Side Driver“, “Half Bridge Driver“, “Full Bridge Driver” und “3 Phase Driver”. Da für den verbauten DC-Motor eine Vollbrücke nötig ist, um den Motor in alle Richtungen zu betreiben, werden an dieser Stelle ausschließlich “Full Bridge Driver” untersucht.

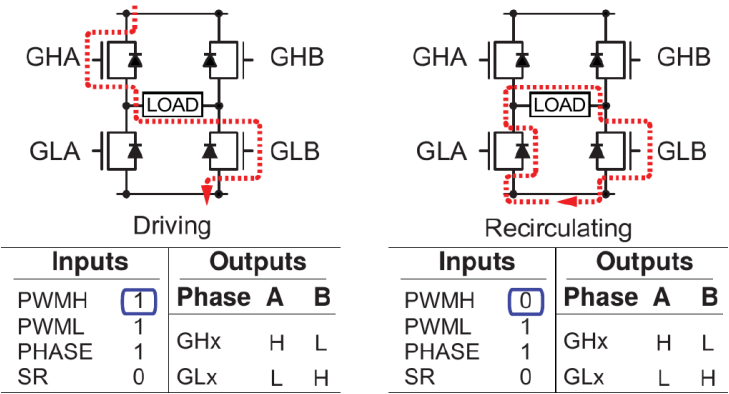
Eine Tabelle auf Mikrocontroller.net [mik14] zeigt eine Auswahl an verfügbaren Mosfettreibern. Dort sind zwei “Full Bridge Driver” aufgeführt, welche für dieses Projekt passend sind. Allerdings fällt die Entscheidung auf einen anderen Treiber, dem Allegro A3941.

6.2.2 Allegro A3941

Der Allegro A3941 ist für Betriebsspannungen von 5,5V bis 50V geeignet und liegt damit in der Spezifikation des Projekts. Des Weiteren verfügt der Motor über einen integrierten 5V Regulator und kann somit ohne Spannungsregulator am Akku betrieben werden. Über zwei Ausgänge der Treiber können diverse Fehler ausgelesen werden.

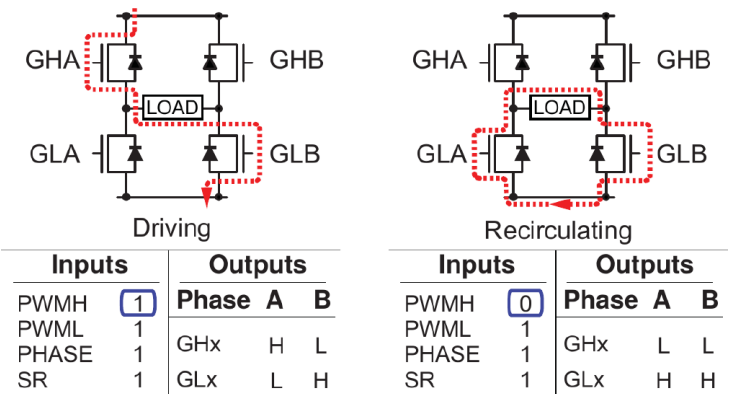
Der Treiber lässt sich in verschiedenen Modi betreiben:

Abbildung 6.2: Slow decay, diode recirculation, high-side PWM



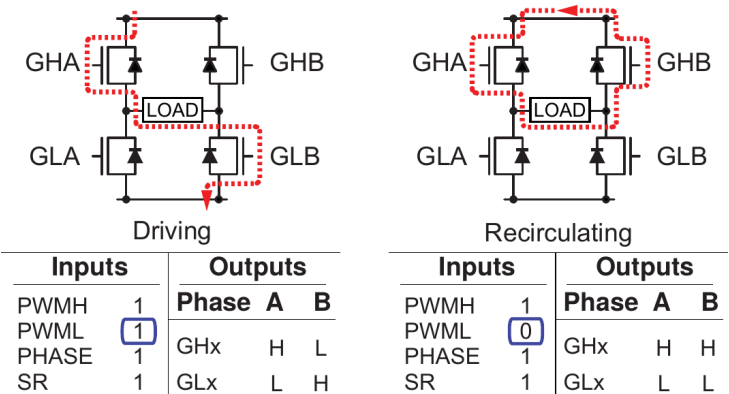
Konfiguration: PWML=1, PHASE=1, SR=0 und PWM an PWMH (high-side PWM)
Bei aktivierten PWMH fließt der Strom durch den GHA-Mosfets über den Motor und dann über den GLB-Mosfet. in diesem Modus wird der Motor angetrieben. Wenn PWML deaktiviert ist zirkuliert der vom Motor induziert Strom durch GLB und durch die interne Diode von GLA, der Motor wird dadurch gebremst.

Abbildung 6.3: Slow decay, SR active, high-side PWM



Konfiguration: PWML=1, PHASE=1, SR=1 und PWM an PWMH (high-side PWM)
Bei aktivierten PWMH fließt der Strom durch den GHA-Mosfets über den Motor und dann über den GLB-Mosfet. in diesem Modus wird der Motor angetrieben. Wenn PWML deaktiviert ist zirkuliert der vom Motor induziert Strom durch GLB und durch GLA, der Motor wird durch den niedrigeren Innenwiderstand des Mosfest stärker gebremst als in der Voherigen Konfiguration. Dabei ist darauf zu achten, dass beinahe die gesamte induzierte Spannung über den beiden Mosfets (GLA/GLB) abfällt. Was zu einer starken Hitzeentwicklung führen kann.

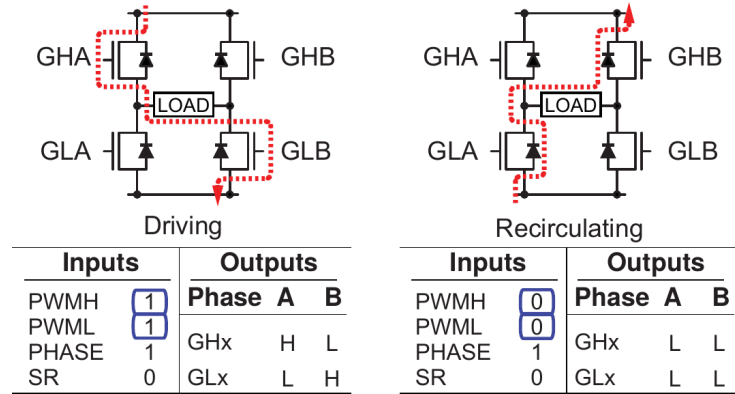
Abbildung 6.4: Slow decay, SR active, low-side PWM



Konfiguration: PWMH=1, PHASE=1, SR=1 und PWM an PWML (low-side PWM)

Diese Konfiguration entspricht im Grunde den beiden vorherigen, Nur das dass PWM-Signal an den unteren Mosfets anliegt. Der SR-Pin entscheidet wieder darüber ob im “Bremsmodus” die internen Dioden genutzt werden (SR=0) oder nicht (SR=1)

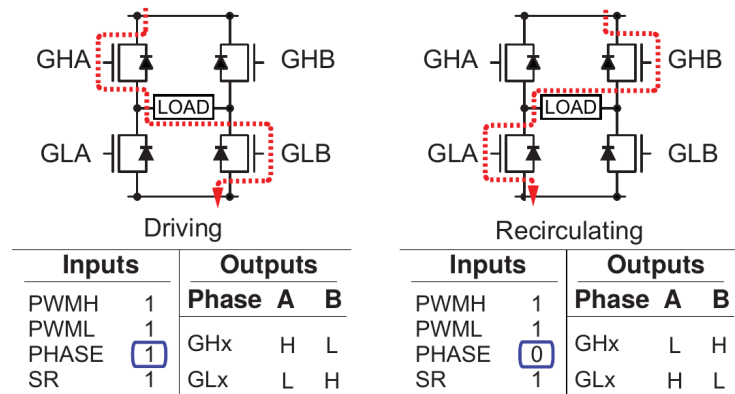
Abbildung 6.5: Fast decay, diode recirculation



Konfiguration: PWMH=1, PWML=1, PHASE=1, SR=1

in dieser Konfiguration werden die oberen und unteren Mosfets gleich geschaltet. Im “Bremsmodus” führt das dazu das der induzierte Motorstrom nicht über die Mosfets zirkulieren kann. Der Strom fließt stattdessen zurück in die Spannungsquelle, was abhängig von der Spannungsquelle zu Schäden führen kann. Wird die Schaltung jedoch an einem Akku betrieben ist es so möglich die Energie zu nutzen und damit den Akku zu laden.

Abbildung 6.6: Fast decay, SR active, full four-quadrant control



Diese Konfiguration zeigt den Einfluss des PHASE-Pins. Liegt am PHASE-Pin 1 ein an fließt der Strom von links nach rechts. Liegt 0 an fließt er von rechts nach links. Mithilfe des PHASE-Pins wird also die Polung des Motors festgelegt.

7

Motorstrommessung am Shunt

7.1 Problem

An einem mit PWM angesteuertem DC-Motor soll eine Strommessung mit Hilfe eines Shuntwiderstandes durchgeführt werden. Aufgrund der PWM Ansteuerung muss der DC-Anteil aus dem Signal herausgefiltert werden!

7.2 Prinzip der Strommessung

Die Messspannung wird über einen Shuntwiderstand zur Masse gemessen! Aufgrund nicht vorhandener Datenblätter des Motors wird von einem experimentell Ermittelten maximalen Strom des Motors ausgegangen. Dieser beträgt bei einer Betriebsspannung von 20V ca. 20A. Da einen Shunt mit einer maximalen Belastbarkeit von 2 Watt eingesetzt wird, darf der maximale Spannungsabfall am Shunt 100mV nicht überschreiten. Nach dem Ohmschen Gesetz ergibt sich dadurch ein Widerstand von $0,005\Omega$ für den Shunt. Shuntwiderstände in der Größe sind problemlos zu bekommen. Da es sich hier um eine Worst Case Rechnung handelt, wird der zusätzliche Widerstand des Shuntwiderstandes und der damit verringerte Strom bewusst ignoriert.

Die über den Shuntwiderstand gemessene Spannung soll über den ADC Eingang des Mikrocontrollers eingelesen werden. Vorher jedoch muss das Signal gefiltert werden, da der Strom durch die Ansteuerung mittels der Pulsweitenmodulation nicht konstant ist!

7.3 Anforderungen

Die maximale Auflösung des Mikrocontrollers soll ausgenutzt werden. Der ADC des Mikrocontrollers arbeitet mit einer Auflösung von 10 Bit und einer Referenzspannung von 5V. Um die Auflösung des ADC aus-

zunutzen muss das Signal, aufgrund unseres Spannungsabfalls verstärkt werden.

Als Anforderung ergibt sich außerdem, dass der maximale Ripple des Endsignals kleiner ist als der Quantisierungsfehler des ADC. So ist es möglich auf eine zusätzliche digitale Filterung weitgehend zu verzichten. Die kleinst mögliche zu erfassende Spannung des ADC beträgt $\frac{5}{2^{10}} = 4,88mV$. Diesen wert sollte der Ripple des Endsignales nicht überschreiten. Aus einem möglichst kleinem Ripple resultiert eine möglichst hohe Filterordnung bzw. eine niedrige Grenzfrequenz. Allerdings soll U_{DC} einer Änderung des Mittelwertes, also einer Änderung des Tastverhältnisses, möglichst schnell folgen. Diese Anforderung widerspricht der Vorherigen, so das ein Kompromiss gefunden werden muss.

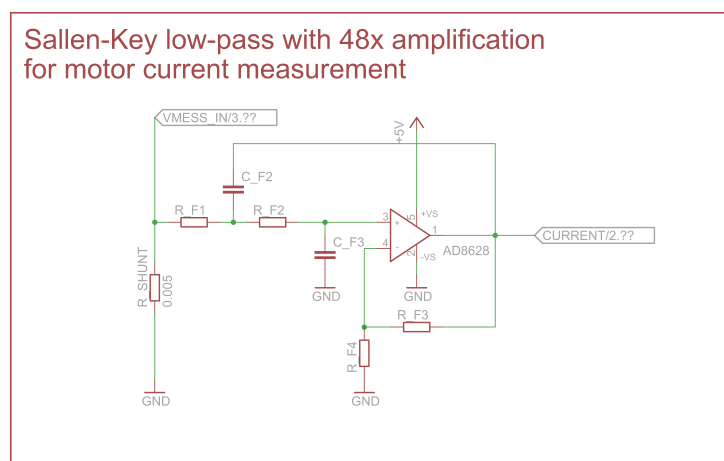
7.4 Bestimmung des Filtertyps

Aufgrund des sehr niedrigen Spannungspegels am Shunt, ist es nötig das Signal zu verstärken. Da zum verstärken des Signals aktive elektronische Elemente notwendig sind, z.B. ein Operationsverstärker, wird an dieser Stelle gleich ein aktiver Filter verwendet. Dieser gibt uns die Möglichkeit des Messsignal zu verstärken und gleichzeitig zu Filtern. Da wir als unser Signal im optimalen Fall eine Gleichspannung darstellt müssen wir die Hochfrequenten Anteile unseres Signales herausfiltern, dies geschieht mit Hilfe eines Tiefpasses. Es gibt im Grunde 2 übliche aktive Tiefpässe, den Tiefpass mit Mehrfachgegenkopplung und den Sallen-Key Filter. Ersterer verwendet einen invertierenden Verstärker, dieser invertiert das Messsignal. Da der μ Controller jedoch nur mit positiven Spannungen umgehen kann müsste man hier mit einer negativen Referenzspannung Arbeiten, was den Schaltungsaufwand unnötig vergrößern würde. Der Sallen-Key Tiefpass benutzt einen nicht invertierenden Verstärker, welcher diesen Nachteil nicht hat. So dass ab dieser Stelle ein Sallen-Key Tiefpass entworfen wird.

7.5 Die Filterschaltung

wie im vorherigen Abschnitt diskutiert wird hier ein Sallen-Key Tiefpass entworfen. Zum Entwurf der Schaltung wurde Eagle genutzt.

Abbildung 7.1: Sallen-Key Tiefpass mit Shunt



7.6 Dimensionierung des Verstärkers

In bisherigen Rechnungen wurde ein maximaler Spannungsabfall von 100mV am Shunt errechnet. Da der Messbereich des voll ADC ausgenutzt werden soll, ist es nötig das Messsignal zu verstärken. Hierzu wird ein Nichtinvertierender Verstärker benutzt. Da der Messbereich des ADC bis 5V reicht, wird hier eine 50 fache Verstärkung angestrebt.

Für einen Nichtinvertierenden Verstärker ergibt sich dann:

$$v = 1 + \frac{R_{F3}}{R_{F4}}$$

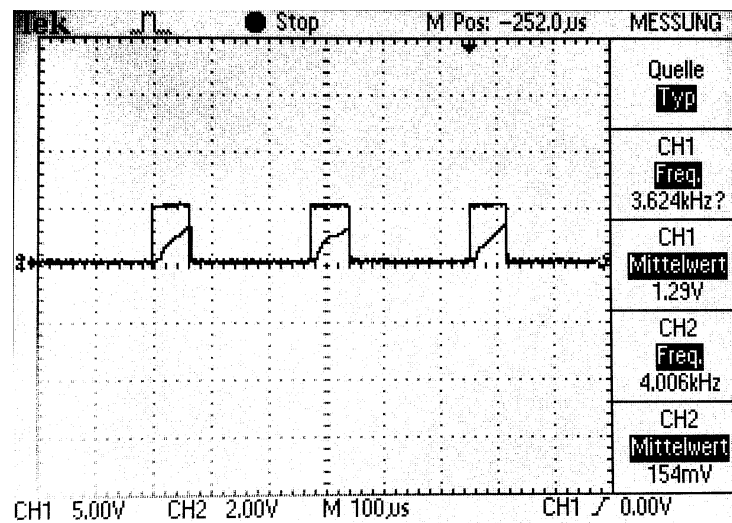
$$50 = 1 + \frac{R_{F3}}{R_{F4}}$$

$$49 \cdot R_{F4} = R_{F3}$$

Wobei $R_{F4} = 47k\Omega$ und $R_{F3} = 1k\Omega$ gewählt werden, was eine Verstärkung von 48 ergibt.

7.7 Anforderungen an den Filter

Abbildung 7.2: Spannung am Shunt + PWM



Da dem Messsignal wie in Abbildung 7.2 zu erkennen, die PWM Frequenz zu Grunde liegt wird sich bei der Dimensionierung des Filters einer Idee nach [Alt08] bedient, nach der die maximale Amplitude des Ripple der Grundschwingung bei einem Tastverhältnis von 0,5 entspricht. Die Amplitude der Grundschwingung ergibt sich aus dem ersten Koeffizienten der Fourierreihe einer Rechteckschwingung.

$$A_1 = K \cdot \frac{1}{\pi} [\sin(\pi p) - \sin(2\pi(1 - \frac{p}{2}))] \quad (7.1)$$

Wobei p dem Tastverhältnis und K der maximale Amplitude des Ursprungssignals entspricht [Alt08]. K entspricht den errechneten 100mV multipliziert mit dem Verstärkungsfaktor 48, also 4,8V. Das Tastverhältnis p wird zu 0,5 angenommen. Mit (7.1) ergibt sich für die Amplitude der Grundschwingung $A_1 = K \cdot \frac{2}{\pi} = 3,056V$. A_1 soll auf $< 4,88mV$

gedämpft werden. Als Sperrfrequenz Ω_s wird hier die PWM Frequenz angesetzt. Für $H(\omega = 2\pi f_{PWM})$ gilt also:

$$H(\omega = 2\pi f_{PWM}) \leq \frac{4,88mV}{3,056V} \hat{=} 20 \cdot \log\left(\frac{4,88mV}{3,056V}\right) = -55,9dB \quad (7.2)$$

Da das Projekt möglichst kostensparend durchgeführt werden soll, also auch Bauteilsparend, wird im Folgenden von den üblichen Konventionen zur dimensionierung von Filtern abgewichen. Statt eine fixe Grenzfrequenz festzulegen und die benötigte Filterordnung zu bestimmen, wird die Filterordnung vorgegeben und die Grenzfrequenz variiert.

7.8 Filterentwurf

7.8.1 Bestimmung des Filtertyps

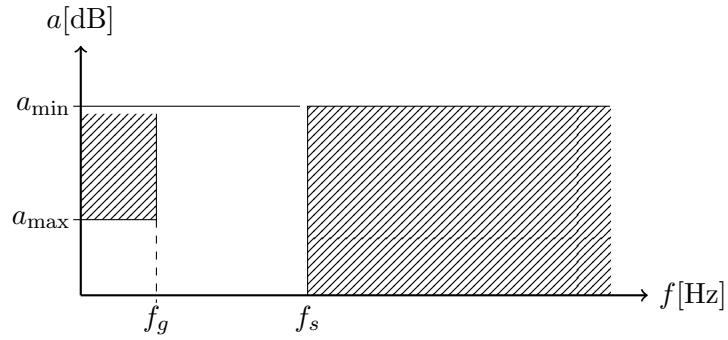
Des Filtertyp muss in zweierlei Hinblick bestimmt werden. Einmal im Hinblick auf die Schaltung und seinem Frequenzgang. Im groben gibt es 2 mögliche aktive Tiefpassfilterschaltungen, den Sallen-Key Tiefpass mit nicht invertierendem OPV und dem aktiven Tiefpass mit Mehrfachgegenkopplung (invertierender OPV). Der aktive Tiefpass mit Mehrfachgegenkopplung benötigt allerdings negative Spannungsniveaus die auf der Treiberplatine nicht zur Verfügung stehen, deshalb wird an dieser Stelle nur der Sallen-Key Tiefpass betrachtet. Was den Frequenzgang angeht gibt es viele Filtercharakteristiken, eine Auswahl an häufig verwendeten Charakteristiken wird hier verglichen.

Der *Butterworth*-Filter besitzt einen maximal flachen Verlauf des Frequenzganges im Durchlassbereich und eine monoton verlaufende Dämpfung im Sperrbereich. Leider hat der Butterworth-Filter nur eine geringe Flankensteilheit im Sperrbereich (20dB/Dekade pro Ordnung). Ein Butterworth-Filter 1. Ordnung entspricht einem einfachen RC-Filter.

Der *Tschebyscheff*-Filter hat eine höhere Flankensteilheit als der Butterworth-Filter, allerdings entsteht beim Tschebyscheff-Filter Welligkeit im Durchlassbereich, welche mit höherer Ordnung zunimmt. Durch die Welligkeit im Durchlassbereich würde ein zusätzlicher Ripple im Signal entstehen, weshalb der Tschebyscheff-Filter nicht für den geforderten Filter geeignet ist.

Der *Bessel*-Filter hat den Vorteil einer konstanten Gruppenlaufzeit, hat dafür aber eine noch geringere Flankensteilheit als der Butterworth-Filter. Da eine konstante Gruppenlaufzeit für den geforderten Filter nicht von Vorteil ist, da das Endsignal einer Gleichspannung entsprechen sollte, ist der Butterworth-Filter die bessere Wahl.

Abbildung 7.3: Tiefpass
Toleranzfeld



Für unsere Schaltung wird ein Sallen Key Tiefpass 2. Ordnung entworfen. Die PWM-Frequenz f_{PWM} beträgt 3,9kHz. Die Sperrfrequenz entspricht der PWM Frequenz, also der Frequenz unserer Grundschnung. Ω entspricht der mit der Grenzfrequenz normierten Frequenz $\Omega = \frac{f}{f_g}$. Nach (7.2) ergibt sich für Abbildung 7.3 $f_s = f_{PWM} = 3,9kHz$, $a_{min} = 55,9dB$ und a_{max} wird auf 3dB festgelegt.

7.8.2 Butterworth

7.8.3 Bestimmung der Grenzfrequenz

$$n \geq \frac{\log \sqrt{\frac{e^{2a_{min}} - 1}{e^{2a_{max}} - 1}}}{\log \Omega_s} \quad (7.3)$$

Die Filterordnung nach Butterworth wird nach (7.3) bestimmt. Umgestellt nach Ω_s ergibt sich:

$$\Omega_s \leq \left(\frac{e^{2a_{min}} - 1}{e^{2a_{max}} - 1} \right)^{\frac{1}{2n}} \quad (7.4)$$

Für die Berechnung der Sperrfrequenz Ω_s müssen a_{min} und a_{max} in Neper umgerechnet werden. Wobei:

$$1dB = \frac{\ln 10}{20} Np = 0,115129255 Np$$

Damit ergibt sich für $a_{min} = 55,9dB \cdot \frac{\ln 10}{20} = 6,45 Np$ und für $a_{max} = 3dB \cdot \frac{\ln 10}{20} = 0,345 Np$. Die Filterordnung wird auf 2 festgelegt.

$$\Omega_s \leq \left(\frac{e^{2 \cdot 6,45 Np} - 1}{e^{2 \cdot 0,345 Np} - 1} \right)^{\frac{1}{2 \cdot 2}} = 35,8 \quad (7.5)$$

Die Grenzfrequenz f_g ergibt sich jetzt aus:

$$\frac{f_s}{\Omega_s} \leq \frac{3,9kHz}{35,8} = 108,9Hz \quad (7.6)$$

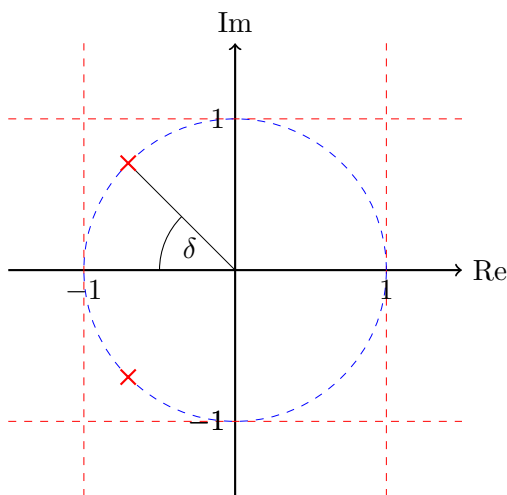
Filterentwurf

Im vorherigen Abschnitt wurde berechnet, dass die Grenzfrequenz der Filters kleiner als 108,9Hz sein muss. Im Folgenden wird nun ein Sallen-Key Filter 2. Ordnung mit einer Grenzfrequenz von 100Hz entworfen. Die genaue Wahl der Grenzfrequenz ist hier nicht relevant, da die realen Bauteile nicht in allen Größen verfügbar sind und daher am Schluss variiert werden müssen, wodurch sich die Grenzfrequenz des Filters leicht ändert.

Finale Entwurf

Betrachten wir das Polstellen-Nullstellendiagramm eines Butterworth Filters 2. Ordnung, wie in Abbildung [7.4]

Abbildung 7.4:
Polstellen-Nullstellendiagramm,
Butterworth 2. Ordnung



Charakteristisch für den Butterworthfilter ist, dass sich die Polstellen auf einer Kreisbahn befinden. Auf die Grenzfrequenz normiert hat dieser beim Butterworthfilter den Radius eins. Bei einem Butterworth 2. Ordnung befinden sie sich genau bei $\delta = 45^\circ$. Das Interessante am Polstellen-Nullstellendiagramm ist, dass sich Polfrequenz Ω_P und Polgüte Q_P einfach ablesen lassen. Die Polfrequenz Ω_P ist der Betrag der normierten Polstelle, welcher beim Butterworth-Filter immer eins ist. Die Polgüte ist abhängig von δ und ergibt sich zu: $Q_P = \frac{1}{2 \cos \delta}$. Für unseren Butterworthfilter ergeben sich also $Q_P = 0,707$ und $\Omega_P = 1$.

Betrachten wir die Übertragungsfunktion eines Sallen-key Tiefpasses 2. Ordnung:

$$A(P) = \frac{A_0}{1 + \omega_g(R_2C_2 + R_1C_2 + R_1C_2(1 - A_0))P + \omega_g^2 R_1R_2C_1C_2P^2}$$

mit

$$A_0 = 1 + \frac{R_6}{R_5}$$

Die Bauteilwerte erhält man durch einen Koeffizientenvergleich mit der entnormierten Übertragungsfunktion ($P = \frac{s}{\omega}$) eines Tiefpasses zweiter Ordnung:

$$A(P) = \frac{A_0}{1 + \frac{1}{\omega_g \Omega_P Q_P} s + \frac{1}{\omega_g^2 \Omega_P^2} s^2}$$

Die Auflösung des Vergleiches ist mit vielen Mathematischen umformungen verbunden, deswegen wird hier auf eine externe Quelle verwiesen [Kru00, S. 102]. Nach dem Koeffizientenvergleich ergibt sich

$$\begin{aligned} C_1 &< \frac{C_2 \cdot (1 + 4Q_P^2(A_0 - 1))}{4Q_P^2} \\ R_1 &= \frac{1}{2\omega_g \Omega_P Q_P} \cdot \frac{C_2 \pm \sqrt{C_2^2 - 4Q_P^2 C_2 (C_1 + C_2(1 - A_0))}}{C_2(C_1 - C_2(1 - A_0))} \\ R_2 &= \frac{1}{2\omega_g \Omega_P Q_P} \cdot \frac{C_2 \pm \sqrt{C_2^2 - 4Q_P^2 C_2 (C_1 + C_2(1 - A_0))}}{C_1 C_2} \\ Q_p &= \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{C_1(R_1 + R_2) + R_1 C_2(1 - A_0)} \\ \Omega_p &= \frac{1}{\omega_g \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \end{aligned}$$

Dabei sind immernur die positiven, reellen Lösungen zu verwenden. Schließlich git es in der Realität keinen negativen Widerstand, leider.

Bestimmung der Bauteilwerte

$Q_P = 0,707$ und $\Omega_P = 1$, $A_0 = 48$, $\omega_g = 100Hz$ A_0 ist die Gleichspannungsverstärkung, sie beschreibt den gewünschten Verstärkungsfaktor der Bereits in einem vorherigen Abschnitt mit 48 bestimmt wurde. Die Berechnungen wurden mit Hilfe eines Python-Scriptes ausgeführt, dabei wurden verschiedene Konfigurationen durchgerechnet. Hauptsächlich wurde dabei darauf geachtet, dass sich der Filter mit den vor Ort vorhandenen SMD-Bauteilen aufgebaut werden kann.

In den Berechnungen viel auf, dass bei steigender größe der Kondensatoren die Größe der Widerstände sinkt. Da Widerstände auch in großen Größen vorhanden waren, Wurde für den frei wählbaren C_2 ein kleiner Wert von 82nF gewählt.

$$\begin{aligned} C_1 &< \frac{C_2 \cdot (1 + 4 \cdot 0.707^2(48 - 1))}{4 \cdot 0.707^2} \\ C_1 &< 3.90\mu F \end{aligned}$$

C_1 soll nur kleiner sein als 3.90μF und wird ebenfalls auf 82nF gesetzt.

$$\begin{aligned} R_1 &= \frac{1}{2 \cdot 100Hz \cdot 0,707} \cdot \frac{82nF \pm \sqrt{82nF^2 - 4 \cdot 0.707^2 \cdot 82nF(82nF + 82nF(1 - 48))}}{82nF(82nF - 82nF(1 - 48))} \\ R_1 &= [-3176\Omega, 2579\Omega] \end{aligned}$$

$$R_2 = \frac{1}{2 \cdot 100 \text{ Hz} \cdot 0,707} \cdot \frac{82 \text{ nF} \pm \sqrt{82 \text{ nF}^2 - 4 \cdot 0,707^2 \cdot 82 \text{ nF} (82 \text{ nF} + 82 \text{ nF} (1 - 0,707^2))}}{82 \text{ nF}^2}$$

$$R_2 = [146079 \Omega, -118626 \Omega]$$

Da nur positive Werte genutzt werden, ergeben sich die Bauteilwerte nun zu:

$$C_1 = 82 \text{ nF}$$

$$C_2 = 82 \text{ nF}$$

$$R_1 = 2579 \Omega$$

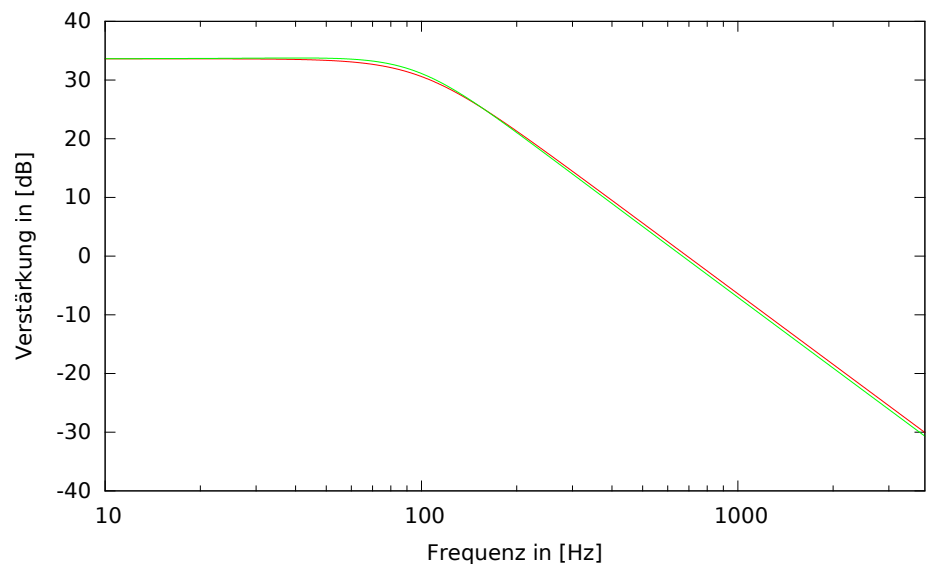
$$R_2 = 146079 \Omega$$

In der Folgenden Abbildung ist das Ergebniss der Simulation zu sehen. An der Abbildung leider nicht gut zu erkennen, liegt der -3dB Punkt genau bei 100Hz. Die Frequenzachse des Diagrammes geht genau bis 3,9kHz. Es ist eine Verstärkung von 48 des Ursprungssignals gewünscht. Diese Verstärkung wird mit 33,6 dB bei 10Hz, erreicht.

$$20 \cdot \log 48 = 33,6 \text{ dB}$$

Bei 3,9kHz erreicht der Filter eine Dämpfung von -30,1dB zusammen mit der Verstärkung von 33,6dB unseres Eingangssignals, wird das bereits verstärkte Signal also um 63,7 dB gedämpft. Gefordert waren hier 55,9dB, so das der Filter den geforderten wert übersteigt, wass an der niedrigeren Grenzfrequenz von 100Hz statt 108,9Hz liegt.

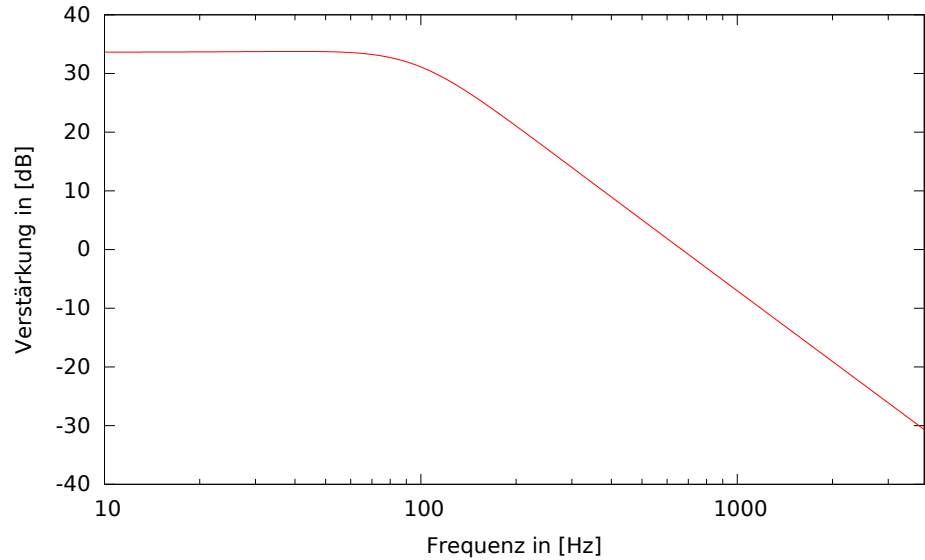
Abbildung 7.5: Frequenzgang des berechneten Filters



Leider kann ein solcher Filter nur mit erheblichen Aufwänden gebaut werden, da es keine fertigen Widerstände in den Größen 2579Ω und 146079Ω gibt. Da jedoch alle Widerstände der E12 Reihe vor Ort vorhanden sind, werden die realen Werte wie folgt gewählt: $R_1 = 2,7 \text{ k}\Omega$ $R_2 = 150 \text{ k}\Omega$, da sie den nächsten Größen in der E12 Reihe entsprechen. In der Folgenden Abbildung sit die Simulation des Filters mit den Realenbauteilwerten zu sehen. Die Grenzfrequenz des Filters (-3dB) liegt

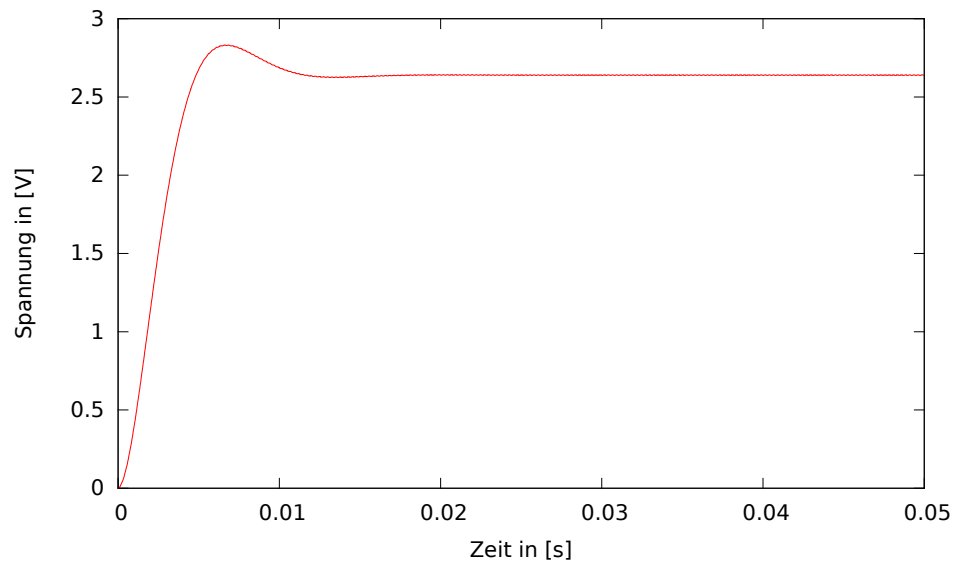
diesmal mit 104Hz etwas über den ursprünglichen 100Hz. da wir die Werte von R_5 und R_6 nicht verändert haben liegt die Verstärkung bei 10Hz immernoch bei exakt 33,6dB. Bei 3,9 kHz im Diagramm gut zu erkennen wird trotz der höheren eine höhere Dämpfung als vorher erreicht. Diese liegt bei 33,7dB, daran kann man erkennen das es sich nicht mehr um einen idealen Butterworthfilter handelt.

Abbildung 7.6: Frequenzgang des berechneten Filters mit finalen Bauteilwerten



Im der folgenden Abbildung [7.7] ist die Antwort des Filters auf ein Rechtecksignal mit 3,9kHz, einem Tastverhältnis von 0,5 und einer Amplitude von 50mV. Das Überspringen im Bereich von 7ms ist charakteristisch für den Butterworthfilter und wirkt sich negativ auf die Messung des Stromes aus. Allerdings werden solche große Sprünge in der Praxis nicht auftreten, da der Strom durch die große Induktivität des Motors nur langsam ansteigt.

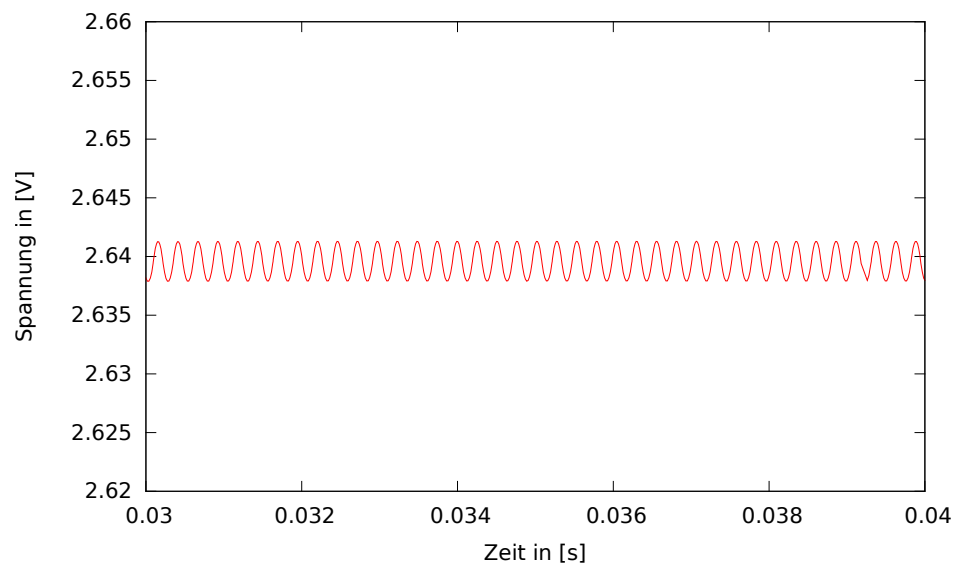
Abbildung 7.7: Sprungantwort des Filters



Die in Abbildung [7.8] gut zu Restwelligkeit (Ripple) beträgt 3,36mV, und liegt damit deutlich unter den geforderten 4,88mV. Als Eingangssignal dient hier ein Rechtecksignal mit 3,9kHz und einem Tastverhältnis von

0,5, die Amplitude liegt bei 50mV. Die Tatsache dass das Signal 240mV über den rechnerischen 2,40V ($0.5V \cdot 48$) liegt rührt daher dass LT-Spice die steig und fall Zeiten in den low-Bereich des Rechteck signals legt, wodurch der Mittelwert des Signals bei 2,64V liegt.

Abbildung 7.8: Restwelligkeit des Filters



Die Software besteht im Grunde aus zwei Teilen, zum einem der Firmware auf dem μ Controller zum anderem aus der Software auf dem NUC, welche die Daten vom μ Controller ausliest und über ROS publisht. In den Folgenden Abschnitten werden Erst die Beiden Softwareteile erläutert, dann wird das Übertragungsprotokoll veranschaulicht.

8.1 Software auf dem μ Controller

Die Software auf dem μ Controller ist vollständig in C++ geschrieben. Eine vollständige Dokumentation der Software ist als Doxygen Dokument verfügbar.

8.2 Client Programm auf der Recheneinheit

Das Client Programm im folgenden SerialNode genannt Im erten Schritt wurde hier ein Python Programm genutzt, welches jedoch einen Nachteil mit sich bringt. Da das ansprechen der seriellen Schnittstelle unter pyserial sehr hohe CPU-Last mit sich bringt. Da die so verschwendete Rechenleistung für andere Aufgaben benötigt wird und auch energieeffizienz ein wichtiges Kriterium ist, Wurde das Programm erneut in C++ implementiert. Unter verwendung der Systemaufrufe von Poll konnte das abfragen der seriellen Schnittstelle auf Systemebene ausgeführt werden, was die effizienz stark verbessert. Während die Python Implementierung einen CPU-Kern zu 100% auslastete liegt die C++ Implementierung im unteren einstelligen Bereich.

8.3 Übertragungsprotokoll

Da die Übertragung der Daten via ROS-Serial im ersten Prototypen zu vielen Problemen geführt hat, wurde ien neues Übertragungsprotokoll entwickelt. Dabei wurde auf Fehlertolleranz niedrigen Ressourcenverbrauch geachtet. Der Datendurchsatz muss hier ausreichend sein um

alle Daten stabil mit 100Hz übertragen zu können.

Der Grundlegende Ablauf der Datenübertragung ist in den Abbildungen [8.1] und [8.2] zu sehen.

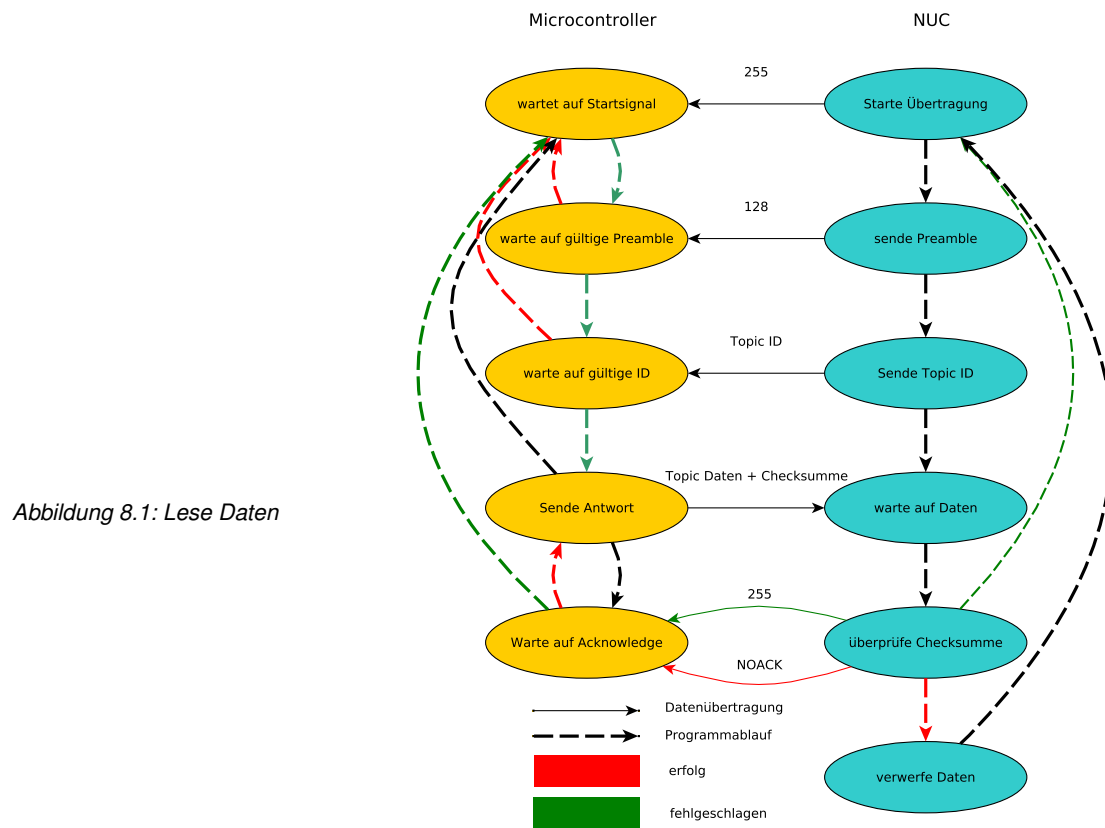
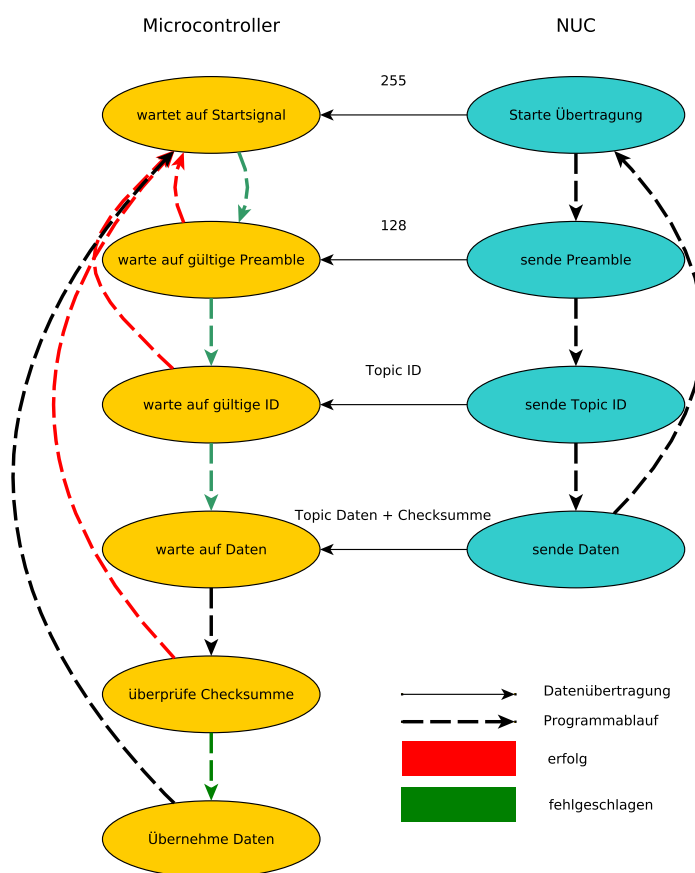


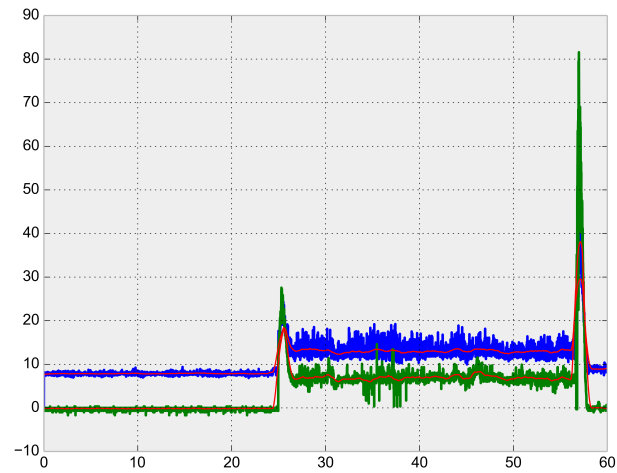
Abbildung 8.2: Schreibe Daten



9.1 Stromverbrauch

Der Stromverbrauch des Autos ist ein wichtiges Kriterium in den statischen Disziplinen. Um den Stromverbrauch im laufenden Betrieb messen zu können, wird hier ein Versuchsaufbau verwendet welcher der Messung des Motorstromes ähnelt. Die Schaltung besteht dabei aus einem Shuntwiderstand, einer aktiven Filterschaltung und einem Arduino, welcher die Daten zum NUC weiterleitet. Der Vorteil dieser Methode ist, dass die Daten unter realen Bedingungen in Echtzeit aufgezeichnet werden können. Abbildung [9.1] zeigt den Verlauf des Stromes während folgendem Szenario: Bis ca 25s steht das Auto, sämtliche Software ist dabei auf dem Auto aktiv. Ab 25s beschleunigt das Auto auf $1,3 \frac{m}{s}$ und fährt dort bis ca. Sekunde 57, in welcher es gegen eine Wand fährt. Der grüne Graph stellt dabei den Strom durch den Motor dar, während der blaue Graph den Gesamtverbrauch des Autos darstellt. Die roten Linien stellen einen gleitenden Mittelwert aus den letzten 200 Messwerten dar. Gut zu erkennen ist, dass der Stromverbrauch des Autos im Stand unter 10 Watt liegt. Der Mittelwert des Verbrauches im Stand beträgt 7,9 Watt, während das Auto in der Fahrt knapp 13 Watt an Leistung aufnimmt. Nur während das Auto beschleunigt benötigt es für die Dauer des Beschleunigungsvorganges mehr Leistung. Fährt das Auto gegen ein Hindernis, sodass die Räder blockieren befindet sich der Motor im Kurzschlussbetrieb, dabei reduziert sich sein Widerstand auf den Ohmschen Widerstand des Motors, was zu einem hohen Stromfluss durch den Motor führt. Dauerhaft kann das durch Überhitzung zur Zerstörung des Motors oder der Treiberplatine führen.

Abbildung 9.1: Salle-Key Tiefpass
mit Shunt



9.2 Infrarotsensoren

9.3 Inertialsensor

9.4 Zeitverhalten der seriellen Verbindung

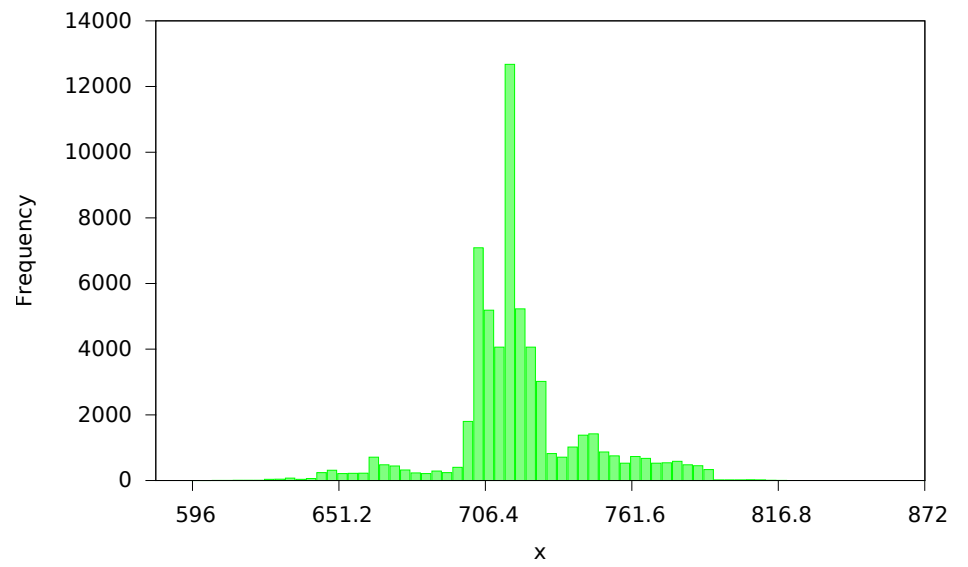
Um eine Aussage über das Alter eines Messwertes zu machen.

[Atm] adc Wandlung=13Takte Prescaler=128 bei 16MHz=125000kHz
=104uS pro Messung

Bytedauer = 11Bit (1Start+8Daten+2Stopp) 500000Baud -> 22us Byt-
dauer -> Preamble=5Bytes (4x255+ID) = 110us

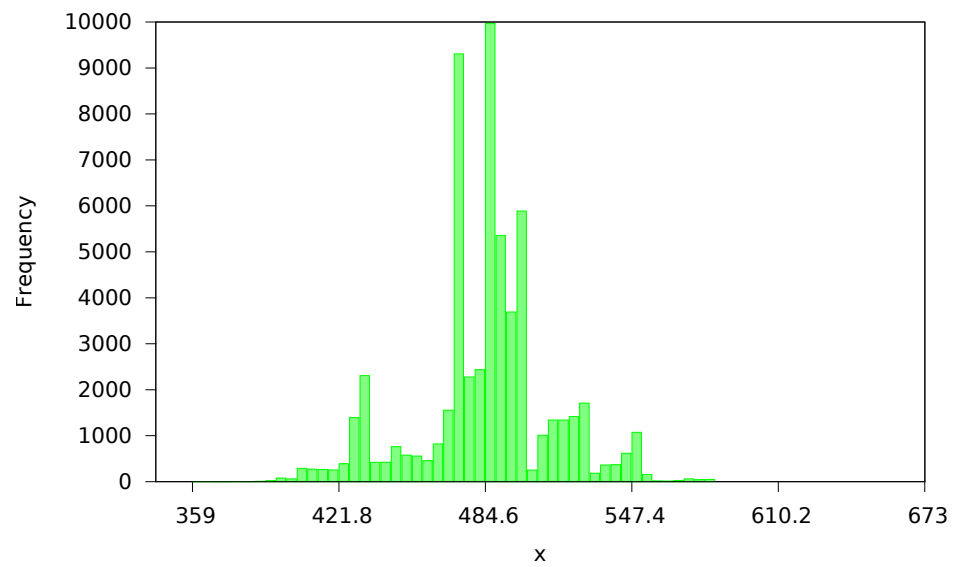
9.4.1 VoltageCurrent

25.0319430503 718.591761425



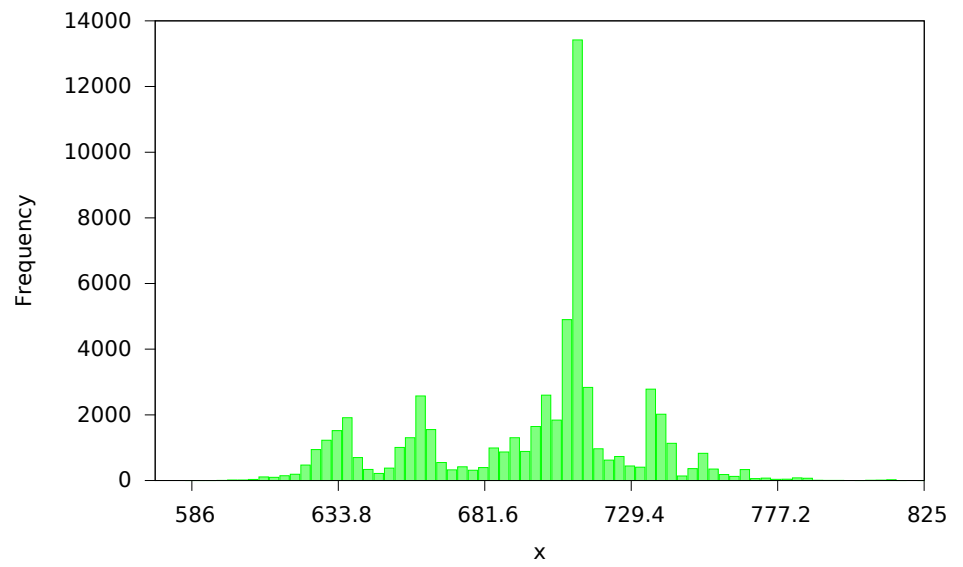
9.4.2 Distance

28.1616619788 484.734158193



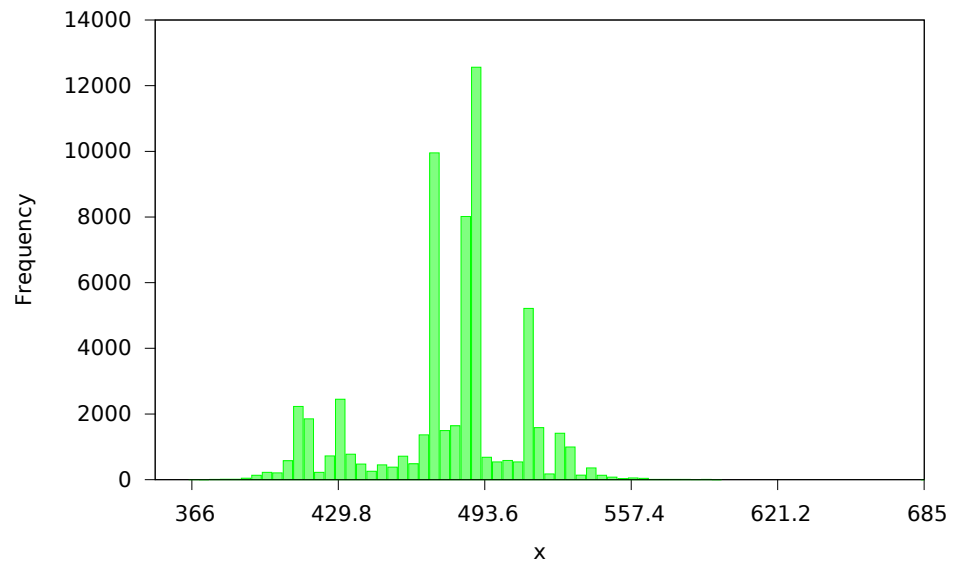
9.4.3 Infrared

35.0709303606 696.91743058



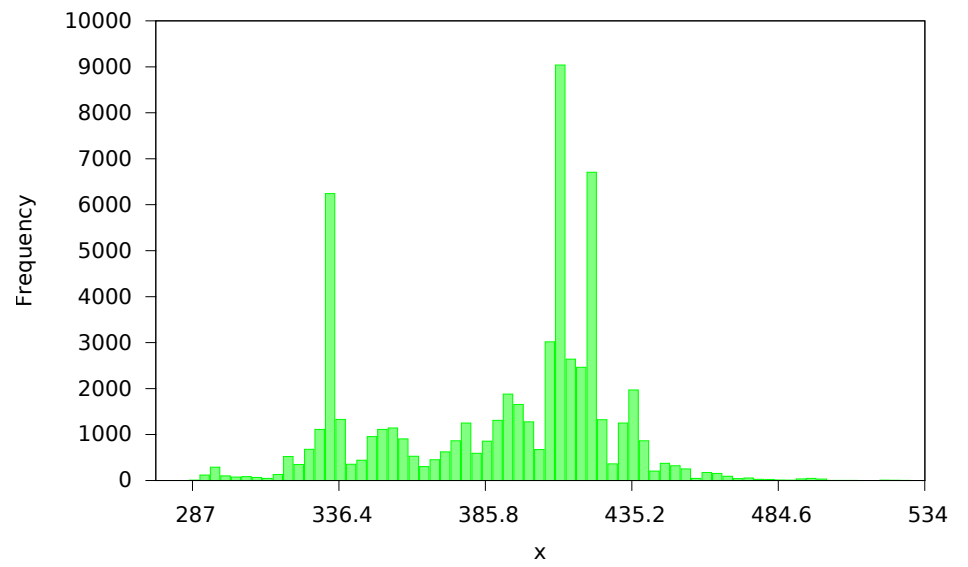
9.4.4 uCTime

31.2060346589 477.761007865



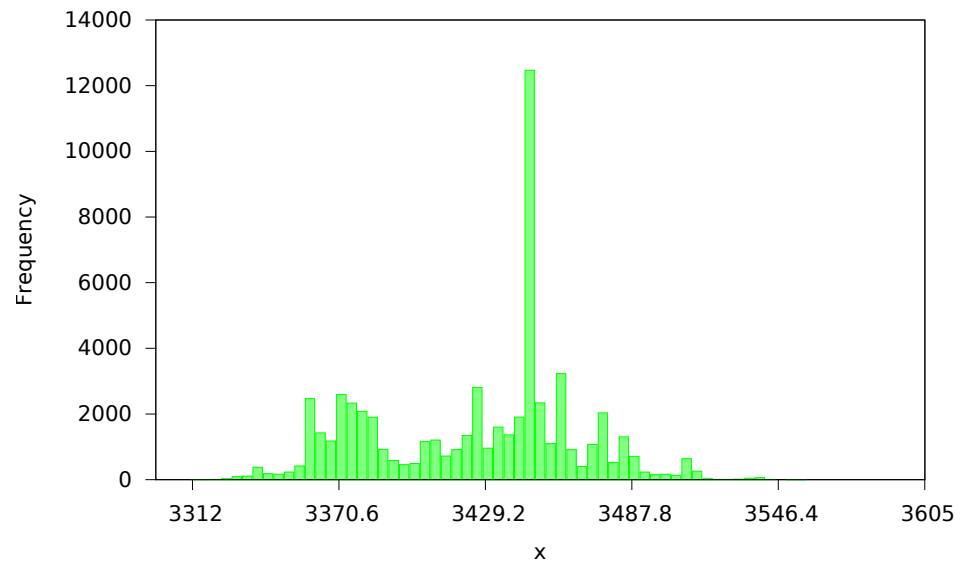
9.4.5 Motor

38.0093527069 391.111706657



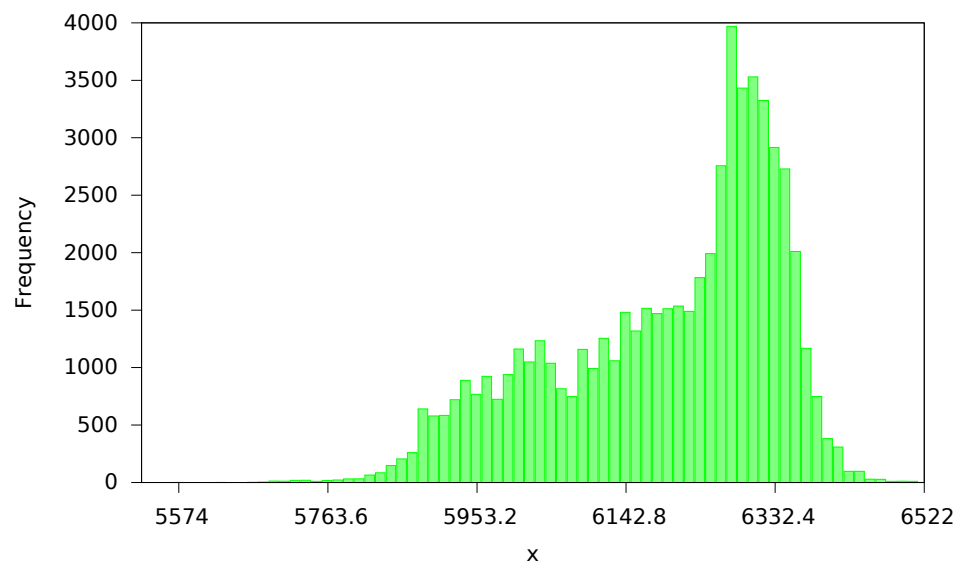
9.4.6 IMU

40.8272894054 3425.96398337



9.4.7 Gesamt

142.365993405 6195.08004809



10

Fazit

11

Ausblick

Eidesstattliche Erklärung

Ich erkläre, dass ich meine Bachelor-Arbeit selbstständig und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel angefertigt habe und dass ich alle Stellen, die ich wörtlich oder sinngemäß aus Veröffentlichungen entnommen habe, als solche kenntlich gemacht habe. Die Arbeit hat bisher in gleicher oder ähnlicher Form oder auszugsweise noch keiner Prüfungsbehörde vorgelegen.

Ich versichere, dass die eingereichte schriftliche Fassung der auf dem beigefügten Medium gespeicherten Fassung entspricht.

Magdeburg, den 23. September 2014

Julian-B. Scholle

Abbildungsverzeichnis

1.1	Möglicher Rundkurs [feFTBb]	5
1.2	Möglicher Rundkurs [feFTBb]	5
2.1	Konzept	6
4.1	Regulator Wirkungsgrad	12
6.1	Vierquadrantensteller	15
6.2	Slow decay, diode recirculation, high-side PWM	16
6.3	Slow decay, SR active, high-side PWM	16
6.4	Slow decay, SR active, low-side PWM	16
6.5	Fast decay, diode recirculation	17
6.6	Fast decay, SR active, full four-quadrant control	17
7.1	Salle-Key Tiefpass mit Shunt	19
7.2	Spannung am Shunt + PWM	20
7.3	Tiefpass Toleranzfeld	22
7.4	Polstellen-Nullstellendiagramm, Butterworth 2. Ordnung .	23
7.5	Frequenzgang des berechneten Filters	25
7.6	Frequenzgang des berechneten Filters mit finalen Bauteil- werten	26
7.7	Sprungantwort des Filters	26
7.8	Restwelligkeit des Filters	27
8.1	Lese Daten	29
8.2	Schreibe Daten	30
9.1	Salle-Key Tiefpass mit Shunt	32

Literaturverzeichnis

- [Alt08] David M. Alter. Using pwm output as a digital-to-analog converter on a tms320f280x digital signal controller. Technical report, Texas Instruments, 2008.
- [Atm] Atmel. Datenblatt at90can. <http://www.atmel.com/Images/doc7679.pdf>. Online; accessed 20-Mai-2014.
- [Bar] Omar R Barron. Panda test data. http://omappedia.org/wiki/Panda_Test_Data. Online; accessed 30-Juni-2014.
- [Cor] Intel Corporation. Intel nuc board d34010wyb. http://downloadmirror.intel.com/23090/eng/D54250WYB_D34010WYB_TechProdSpec06.pdf. Online; accessed 20-September-2014.
- [feFTBa] Lehrstuhl fuer elektronische Fahrzeugsystem TU Braunschweig. Carolo-cup. <https://wiki.ifr-ing.tu-bs.de/carolocup/carolo-cup>. Online; accessed 20-September-2014.
- [feFTBb] Lehrstuhl fuer elektronische Fahrzeugsystem TU Braunschweig. Carolo-cup regelwerk 2015. <https://wiki.ifr-ing.tu-bs.de/carolocup/system/files/Hauptwettbewerb2015.pdf>. Online; accessed 20-September-2014.
- [For] USB Implementers Forum. Usb 2.0 specification. http://www.usb.org/developers/docs/usb20_docs/#usb20adopters. Online; accessed 20-September-2014.
- [Gmb] Graupner/SJ GmbH. Graupner 4421. http://www.graupner.de/fileadmin/downloadcenter/servoliste/20080804095209_servoliste__screen.pdf. Online; accessed 20-September-2014.
- [Kru00] Gerhard Krucker. Elektronische signalverarbeitung. 2000.
- [mik14] mikrocontroller.net. Mosfet-treiber. <http://www.mikrocontroller.net/articles/MOSFET-%C3%>

- 9Cbersicht#MOSFET-Treiber, Juni 2014. Online; accessed 17-Juni-2014.
- [Mor] Kurt Moraw. Empfänger- stromversorgung. <http://www.flyheli.de/rxversorgung.htm>. Online; accessed 30-Juni-2014.
- [Oma] Omappedia. Pandaboard faq. http://omappedia.org/wiki/PandaBoard_FAQ#What_are_the_specs_of_the_Power_supply_I_should_use_with_a_PandaBoard.3F. Online; accessed 30-Juni-2014.
- [rMGCK] robbe Modellsport GmbH Co. KG. Iq-620cmg coreless. <https://www.hype-rc.de/deu/shop/product/080-620cmg/servo-iq-620cmg-coreless.html>. Online; accessed 20-September-2014.
- [Sha] Sharp. Datenblatt gp2d120. http://www.sharpsma.com/webfm_send/1205. Online; accessed 20-Mai-2014.
- [STM14] STMicroelectronics. L298 dual full-bridge driver. https://www.sparkfun.com/datasheets/Robotics/L298_H_Bridge.pdf, Juni 2014. Online; accessed 17-Juni-2014.
- [Wor] Worldsemi. Datenblatt ws2812. <http://www.adafruit.com/datasheets/WS2812.pdf>. Online; accessed 20-Mai-2014.