



Bachelorarbeit

Hardware/Software Codesign

Julian-Benedikt Scholle
22. Juni 2014

Betreuer

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

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	4
2	Anforderungsanalyse	5
2.0.1	Anforderungen an die Platine	5
2.0.2	Resultat aus den Anforderungen	6
3	Stand der Technik	7
4	Das Auto	8
5	Motoransteuerung	9
5.1	Treiberbausteine	9
5.1.1	Vierquadrantensteller	9
5.2	Mosfettreiber	10
5.2.1	Verfügbarkeit	10
5.2.2	Allegro A3941	10
6	Motorstrommessung am Shunt	14
6.1	Problem	14
6.2	Prinzip der Strommessung	14
6.3	Anforderungen	14
6.4	Bestimmung des Filtertyps	15
6.5	Die Filterschaltung	15
6.6	Dimensionierung des Verstärkers	16
6.7	Anforderungen an den Filter	16
6.8	Filterentwurf	17
6.8.1	Bestimmung des Filtertyps	17
6.8.2	Butterworth	18

6.8.3	Bestimmung der Grenzfrequenz	18
7	Software	23
7.1	Übertragungsprotokoll	23

1

Einleitung

Anforderungsanalyse

2.0.1 Anforderungen an die Platine

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

Fahrzeugabmessungen

Es ist ein vierrädriges Fahrzeug mit 2 Achsen im Maststab 1:10 vorzusehen. Die Spurweite, gemessen von Reifenmitte zu Reifenmitte, muss mindestens 16 cm betragen. Der Radstand muss mindestens 20 cm betragen. Die Höhe des Fahrzeuges darf 30 cm nicht überschreiten, über das Fahrzeug hinausragende flexible Antennen sind gestattet. Zur Abnahme des Fahrzeuges, muss es durch ein 40 cm Breites und 30 cm Hohes Tor fahren.

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 Auto 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.

Verkleidung

Um eine schnelle Wartung und Überprüfung zu ermöglichen muss die Fahrzeug Abdeckung jederzeit schnell und einfach entfernt werden können. Des Weiteren muss die dem Schutzgrad IP 11 entsprechen.

2.0.2 Resultat aus den Anforderungen

Aufgrund der Anforderungen der elektrischen Antriebes und des Maststabes von 1:10 kann als Grundaufbau des Autos ein gängiges Ferngesteuertes Auto aus dem freien Handel genutzt werden. Die zur Verfügung stehenden Möglichkeiten wurden dabei im Team diskutiert und die Wahl fiel dabei auf das “TT-01R Type E” welches allen Anforderungen genügt. Tamiya ist seit langen ein im Modellbau etablierter Hersteller so das hier Ersatzteile lange verfügbar sein sollten.

Im Bausatz des TT-01R Type E ist bereits ein Elektromotor samt Reglerelektronik enthalten. Leider verbaut Tamiya Motoren von vielen verschiedenen Herstellern, zu denen es leider kein Datenblatt gibt. Einige Recherchen ergaben allerdings das alle Motoren Nachbauten eines “Mabuchi RS-540SH” sind, von welchem ein Datenblatt existiert [4]

3

Stand der Technik

4

Das Auto

5.1 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 [5], 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.

5.1.1 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.”

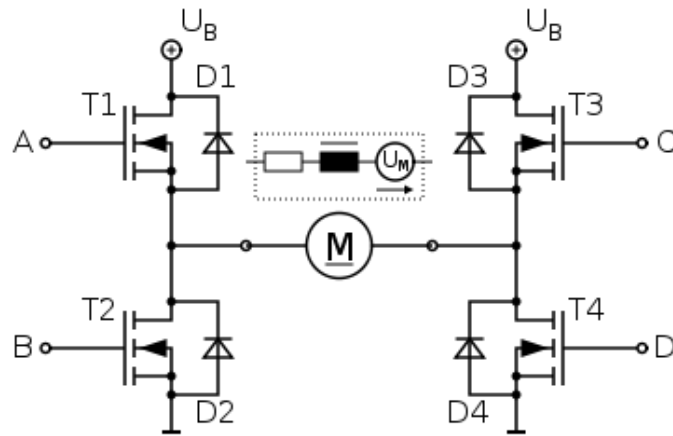


Abbildung 5.1:
Vierquadrantensteller

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 Bausteine, was das Schaltungsdesign enorm vereinfacht.

5.2 Mosfettreiber

5.2.1 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 [3] 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.

5.2.2 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 Treibers können diverse Fehler ausgelesen werden.

Der Treiber lässt sich in verschiedenen Modi betreiben:

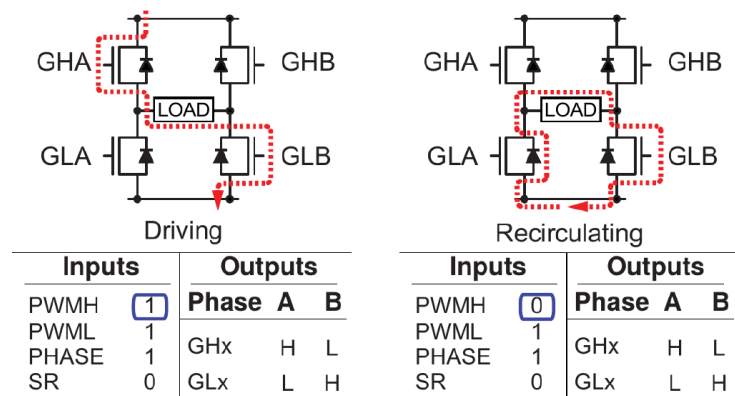


Abbildung 5.2: Slow decay, diode recirculation, high-side PWM

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.

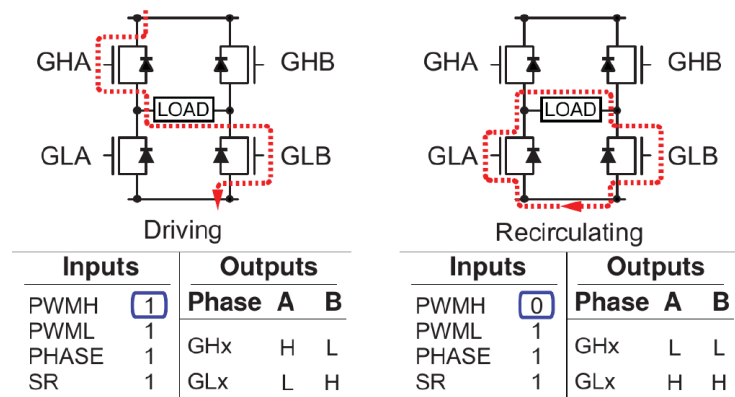


Abbildung 5.3: Slow decay, SR active, high-side PWM

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.

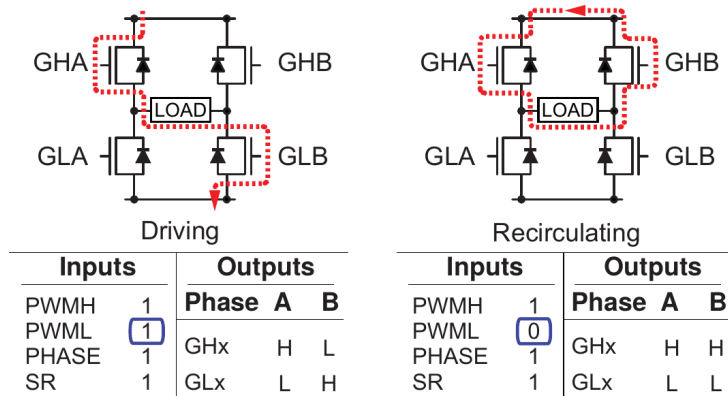


Abbildung 5.4: Slow decay, SR active, low-side PWM

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)

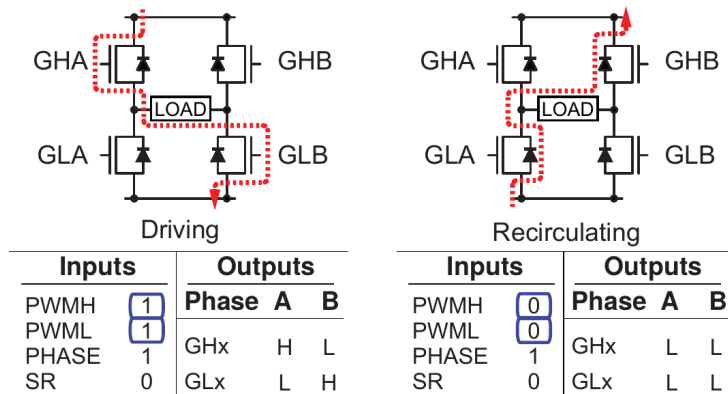


Abbildung 5.5: Fast decay, diode recirculation

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.

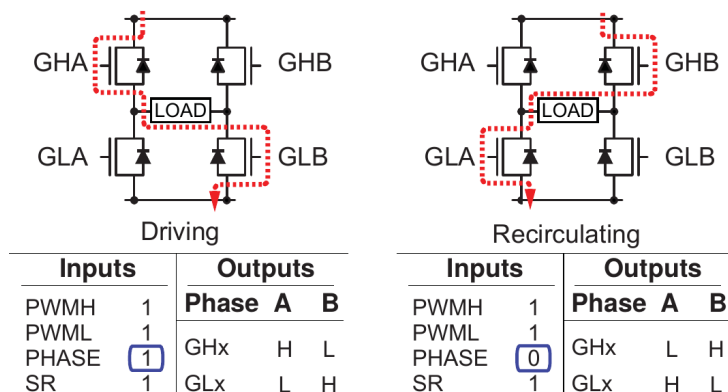


Abbildung 5.6: Fast decay, SR active, full four-quadrant control

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.

6

Motorstrommessung am Shunt

6.1 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!

6.2 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!

6.3 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.

6.4 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.

6.5 Die Filterschaltung

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

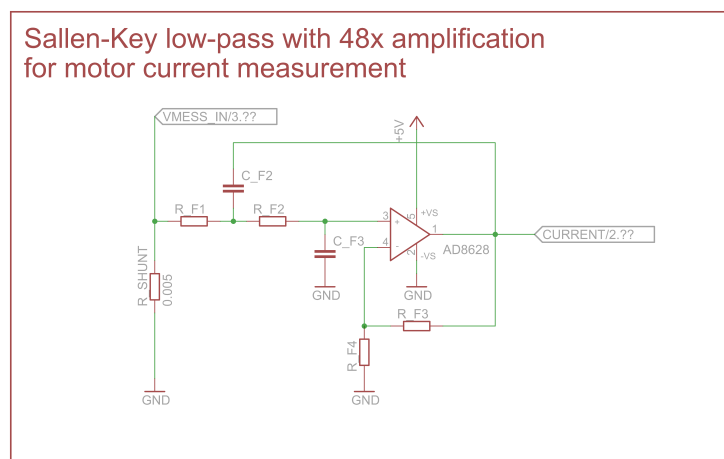


Abbildung 6.1: Sallen-Key Tiefpass mit Shunt

6.6 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.

6.7 Anforderungen an den Filter

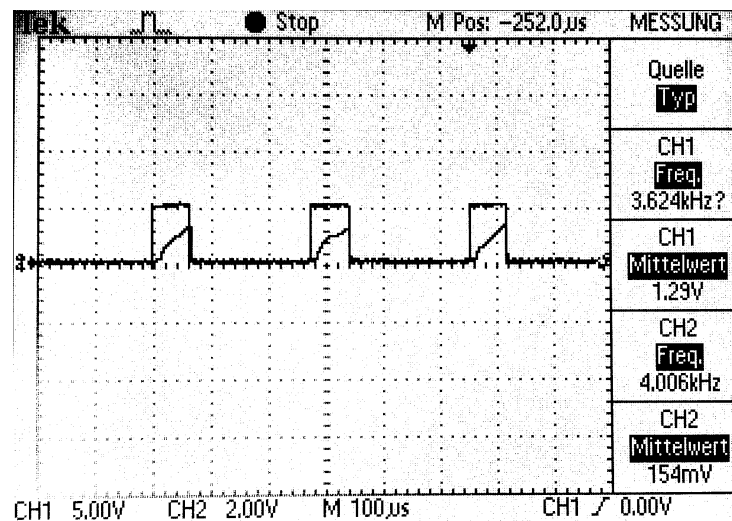


Abbildung 6.2: Spannung am Shunt + PWM

Da dem Messsignal wie in Abbildung 6.2 zu erkennen, die PWM Frequenz zu Grunde liegt wird sich bei der Dimensionierung des Filters einer Idee nach [1] 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.

$$A_1 = K \cdot \frac{1}{\pi} [\sin(\pi p) - \sin(2\pi(1 - \frac{p}{2}))] \quad (6.1)$$

Wobei p dem Tastverhältnis und K der maximale Amplitude des Ursprungssignals entspricht [1]. K entspricht den errechneten 100mV multipliziert mit dem Verstärkungsfaktor 48, also 4,8V. p wird zu 0,5 angenommen. Mit (6.1) ergibt sich für die Amplitude der Grundschwin-

gung $A_1 = K \cdot \frac{2}{\pi} = 3,056V$. 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:

$$H(\omega = 2\pi f_{PWM}) \leq \frac{4,88mV}{3,056V} \hat{=} 20 \cdot \log\left(\frac{4,88mV}{3,056V}\right) = -55,9dB \quad (6.2)$$

Da das Projekt möglichst kostensparend durchgeführt werden soll, also auch Bauteilsparend, wird an dieser Stelle 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.

6.8 Filterentwurf

6.8.1 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 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 behandelt. 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. Ein Butterworth-Filter 1. Ordnung entspricht einen 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 Endsignals einer Gleichspannung entsprechen sollte, ist der Butterworth-Filter die bessere Wahl.

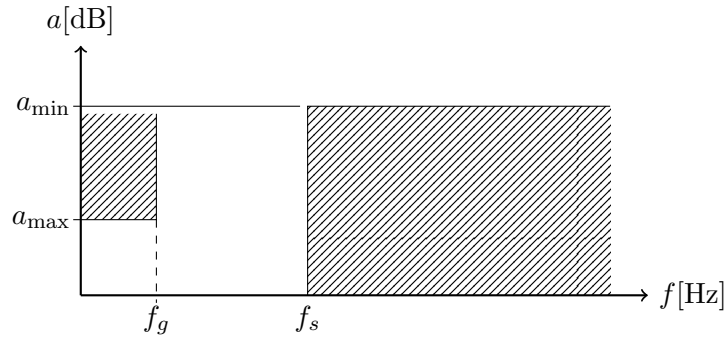


Abbildung 6.3: Tiefpass
Toleranzfeld

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 (6.2) ergibt sich für Abbildung 6.3 $f_s = f_{PWM} = 3,9kHz$, $a_{min} = 55,9dB$ und a_{max} wird auf 3dB festgelegt.

6.8.2 Butterworth

6.8.3 Bestimmung der Grenzfrequenz

$$n \geq \frac{\log \sqrt{\frac{e^{2a_{min}} - 1}{e^{2a_{max}} - 1}}}{\log \Omega_s} \quad (6.3)$$

Die Filterordnung nach Butterworth wird nach (6.3) bestimmt. Umgestellt nach Ω_s ergibt sich:

$$\Omega_s \leq \left(\frac{e^{2a_{min}} - 1}{e^{2a_{max}} - 1} \right)^{\frac{1}{2n}} \quad (6.4)$$

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.

$$\Omega_s \leq \left(\frac{e^{2 \cdot 6,45 N} - 1}{e^{2 \cdot 0,345 Np} - 1} \right)^{\frac{1}{2n}} = 35,8 \quad (6.5)$$

Die Grenzfrequenz f_g ergibt sich jetzt aus:

$$\frac{f_s}{\Omega_s} \leq \frac{3,9kHz}{35,8} = 108,9Hz \quad (6.6)$$

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.

Finaler Entwurf

Betrachten wir das Polstellen-Nullstellendiagramm eines Butterworth Filters 2. Ordnung, wie in Abbildung [6.4]

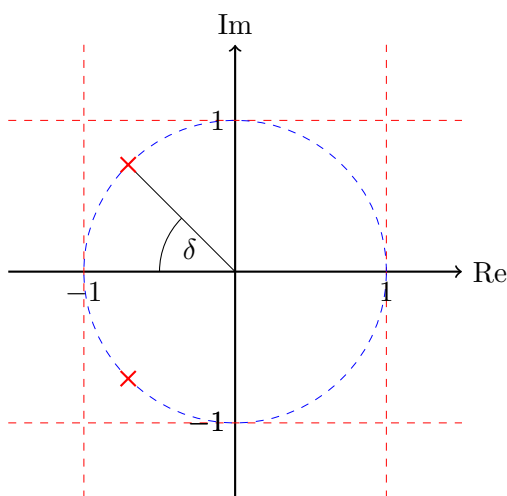


Abbildung 6.4:
Polstellen-Nullstellendiagramm,
Butterworth 2. Ordnung

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 $\Omega_P = 1$

Bet

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 [2, Seite: 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.

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

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

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

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

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

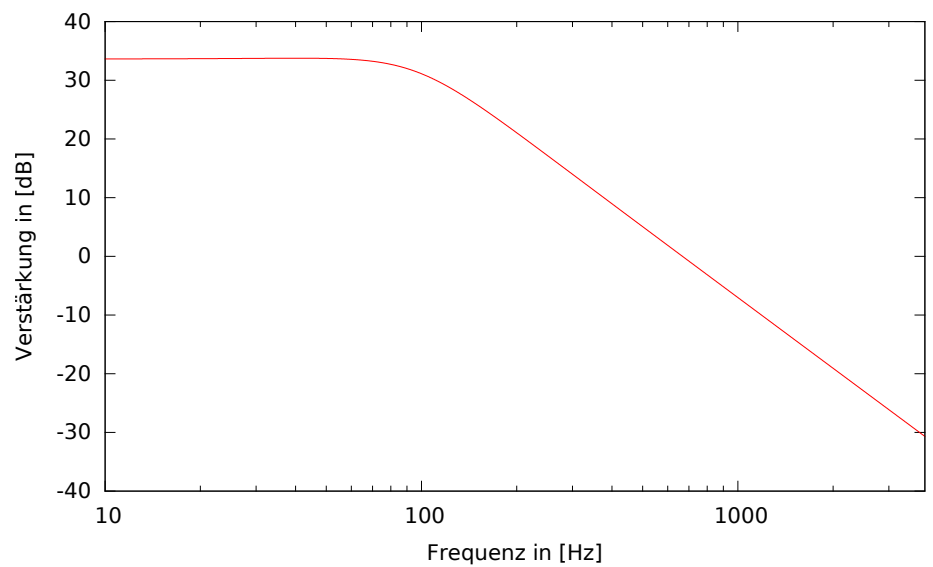
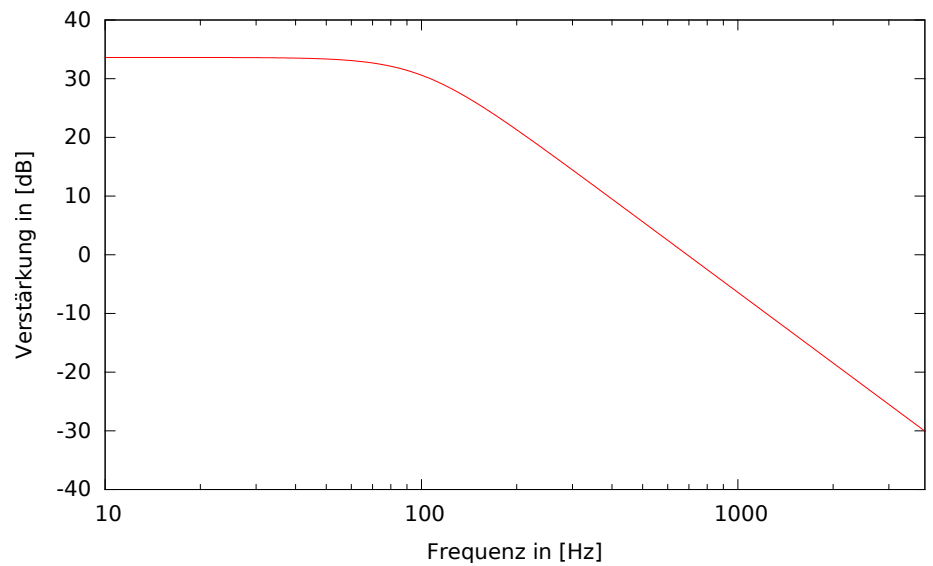
Da natürlich nur positive Werte genutzt werden können, hat ergeben sich die Bauteilwerte nun zu:

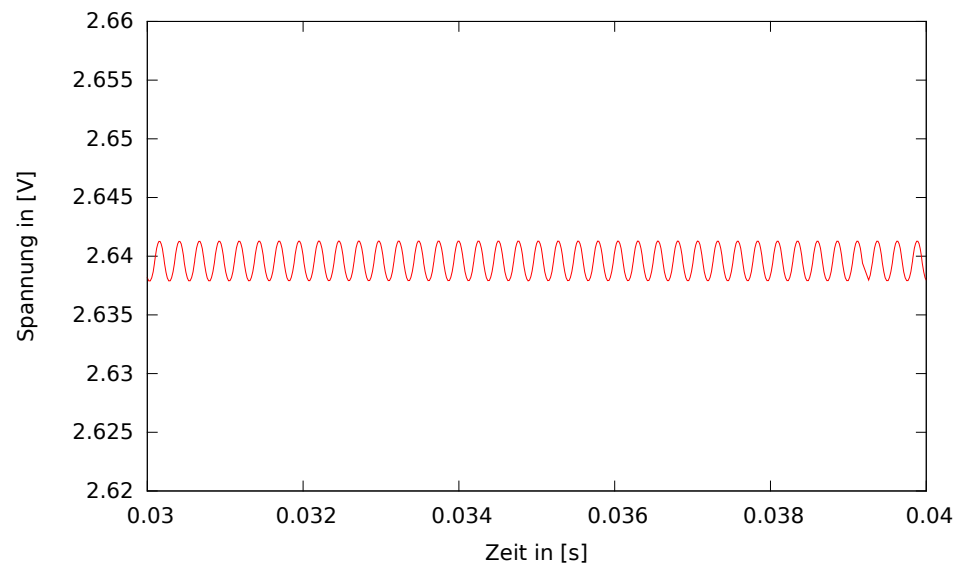
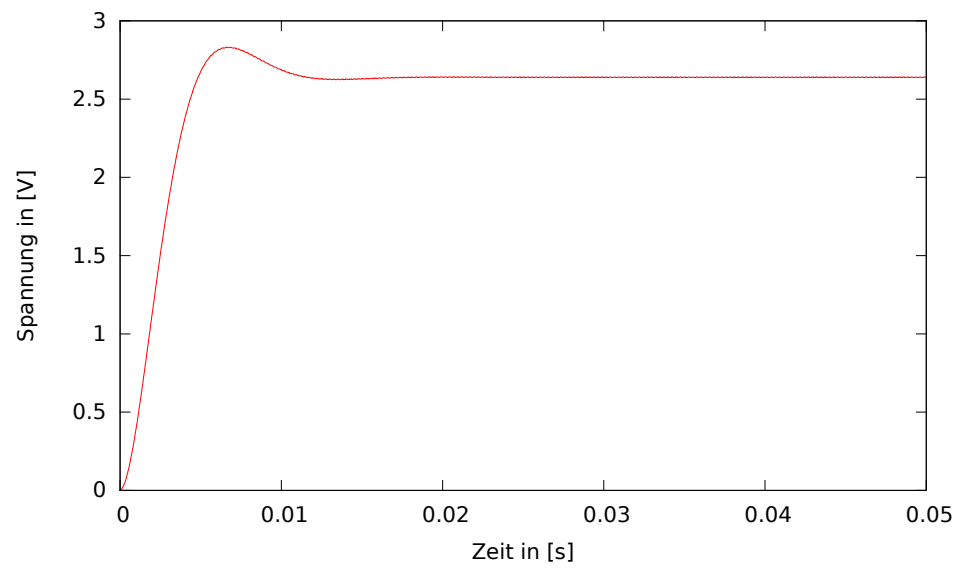
$$C_1 = 82 \text{ nF}$$

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

$$R_1 = 2579 \Omega$$

$$R_2 = 146079 \Omega$$





7.1 Übertragungsprotokoll

Da die Übertragung der Daten via ROS-Serial im ersten Prototypen zu vielen Problemen geführt hat, wurde ein neues Übertragungsprotokoll entwickelt. Dabei wurde auf Fehlertoleranz niedrigen Ressourcenverbrauch geachtet. Der Datendurchsatz muss hier legendlich ausreichend sein, also alle Daten mit 50Hz übertragen können.

Der Grundlegende Ablauf der Datenübertragung ist in den Abbildungen [7.1] und [7.2] zu sehen.

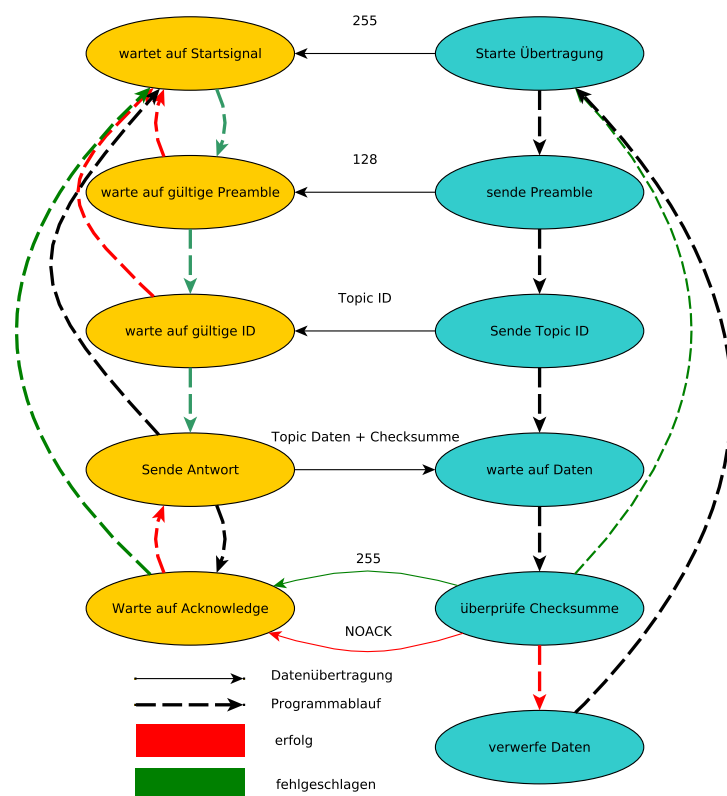


Abbildung 7.1: Lese Daten

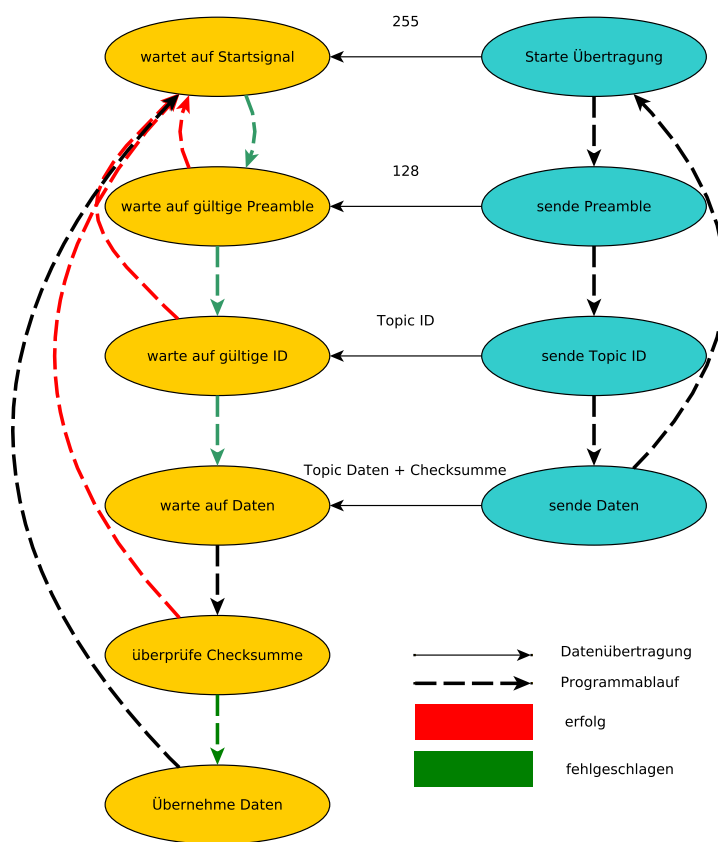


Abbildung 7.2: Schreibe Daten

Abbildungsverzeichnis

5.1	Vierquadrantensteller	10
5.2	Slow decay, diode recirculation, high-side PWM	11
5.3	Slow decay, SR active, high-side PWM	11
5.4	Slow decay, SR active, low-side PWM	12
5.5	Fast decay, diode recirculation	12
5.6	Fast decay, SR active, full four-quadrant control	12
6.1	Salle-Key Tiefpass mit Shunt	15
6.2	Spannung am Shunt + PWM	16
6.3	Tiefpass Toleranzfeld	18
6.4	Polstellen-Nullstellendiagramm, Butterworth 2. Ordnung .	19
7.1	Lese Daten	23
7.2	Schreibe Daten	24

Literaturverzeichnis

- [1] David M. Alter. Using pwm output as a digital-to-analog converter on a tms320f280x digital signal controller. Technical report, Texas Instruments, 2008.
- [2] Gerhard Krucker. Elektronische signalverarbeitung. 2000.
- [3] mikrocontroller.net. Mosfet-treiber. <http://www.mikrocontroller.net/articles/MOSFET-%C3%9Cbersicht#MOSFET-Treiber>, Juni 2014. Online; accessed 17-Juni-2014.
- [4] Mabuchi Motor. Rs-540sh. http://www.mabuchi-motor.co.jp/cgi-bin/catalog/e_catalog.cgi?CAT_ID=rs_540sh, Mai 2014. Online; accessed 20-Mai-2014.
- [5] STMicroelectronics. L298 dual full-bridge driver. https://www.sparkfun.com/datasheets/Robotics/L298_H_Bridge.pdf, Juni 2014. Online; accessed 17-Juni-2014.