



Bachelorarbeit

Hardware/Software Codesign

Julian-Benedikt Scholle
20. April 2014

Betreuer

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

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	5
2	Anforderungsanalyse	7
3	Stand der Technik	9
4	Motorstrommessung am Shunt	11
4.1	Problem	11
4.2	Prinzip der Strommessung	11
4.3	Anforderungen	11
4.4	Dimensionierung des Verstärkers	12
4.5	Anforderungen an den Filter	12
4.6	Filterentwurf	13
4.6.1	Bestimmung des Filtertyps	13
4.6.2	Butterworth	14
4.6.3	Bestimmung der Grenzfrequenz	14

1

Einleitung

2

Anforderungsanalyse

3

Stand der Technik

4

Motorstrommessung am Shunt

4.1 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!

4.2 Prinzip der Strommessung

Die Messspannung wird über einen Shuntwiderstand zur Masse gemessen! Aufgrund nicht vorhandener Datenblätter des Motors wird von einem Experimentel 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!

4.3 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 kleinstmögliche zu erfassende Spannung des ADC beträgt $\frac{5}{2^{10}} = 4,88\text{mV}$. Diesen Wert sollte der Ripple des Endsignals 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 dass ein Kompromiss gefunden werden muss.

4.4 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:

$$v = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$$50 = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$$49 \cdot R_1 = R_2$$

Wobei $R_1 = 47\text{k}\Omega$ und $R_2 = 1\text{k}\Omega$ gewählt werden, was eine Verstärkung von 48 ergibt.

4.5 Anforderungen an den Filter

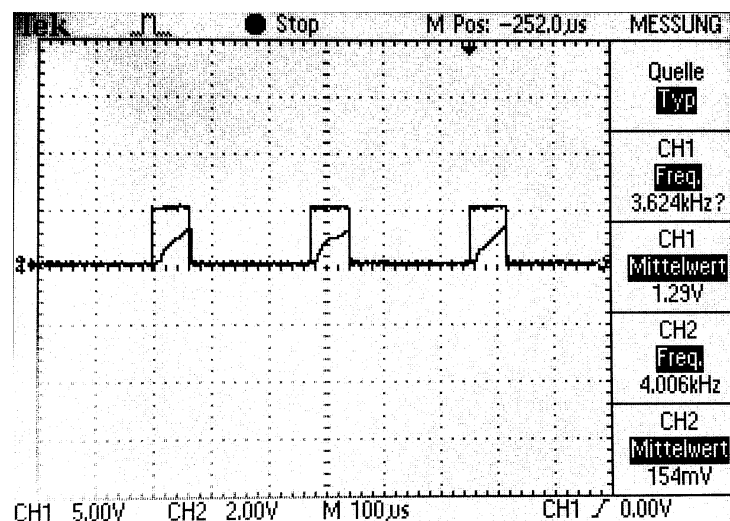


Abbildung 4.1: Spannung am Shunt + PWM

Da dem Messsignal wie in Abbildung 4.1 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 Grundschiwingung bei einem Tastverhältnis von 0,5 entspricht. Die Amplitude der Grundschiwingung ergibt sich aus dem ersten Koeffizienten der Fourierreihe einer Rechteckschiwingung.

$$A_1 = K \cdot \frac{1}{\pi} [\sin(\pi p) - \sin(2\pi(1 - \frac{p}{2}))] \quad (4.1)$$

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 und p wird zu 0,5 angenommen. Mit (4.1) ergibt sich für die Amplitude der Grundschiwingung $A_1 = K \cdot \frac{2}{\pi} = 3,056V$. A_1 soll auf $< 4,88mV$ gedämpft werden. Als Sperrfrequenz Ω_s wir hier die PWM Frequenz angesetzt für $H(\omega = 2\pi f_{PWM})$ gilt also:

$$H(\omega = 2\pi f_{PWM}) \leq \frac{4,88mV}{3,056V} \hat{=} 20 \cdot \log(\frac{4,88mV}{3,056V}) = -55,9dB \quad (4.2)$$

Da des Projekt mölicht kostensparend durchgeführt werden soll, also 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.

4.6 Filterentwurf

4.6.1 Bestimmung des Filtertyps

Des Filtertyp muss in Zweierlei hinblich bestimmt werden. Einmal im hinblich 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.

Filtercharakteristiken	Eigenschaften	Vorteile	Nachteile
Butterworth-Filter	Maximal flacher Verlauf des Betragsfrequenzganges im Durchlassbereich, Dämpfung im Sperrbereich monoton verlaufend	Gutes Amplitudenverhalten im Durchlass- und Sperrbereich	Geringe Flankensteilheit im Übergangsbereich

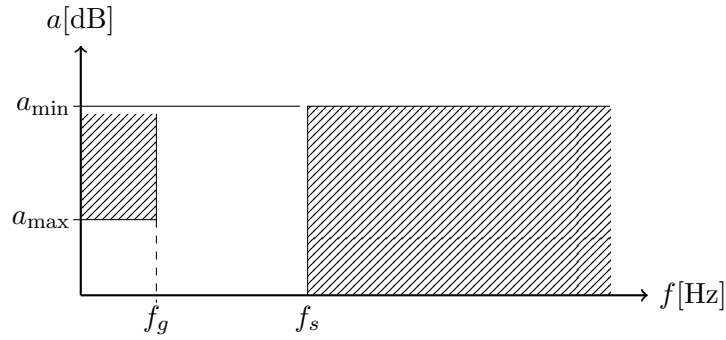


Abbildung 4.2: Tiefpass
Toleranzfeld

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 (4.2) ergibt sich für Abbildung 4.2 $f_s = f_{PWM} = 3,9kHz$, $a_{min} = 55,9dB$ und a_{max} wird auf 3dB festgelegt.

4.6.2 Butterworth

4.6.3 Bestimmung der Grenzfrequenz

$$n \geq \frac{\log \sqrt{\frac{e^{2a_{min}} - 1}{e^{2a_{max}} - 1}}}{\log \Omega_s} \quad (4.3)$$

Die Filterordnung nach Butterworth wird nach (4.3) bestimmt. Umgestellt nach Ω_s ergibt sich:

$$\Omega_s \leq \left(\frac{e^{2a_{min}} - 1}{e^{2a_{max}} - 1} \right)^{\frac{1}{2n}} \quad (4.4)$$

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.

$$\Omega_s \leq \left(\frac{e^{2 \cdot 6,45 N} - 1}{e^{2 \cdot 0,345 Np} - 1} \right)^{\frac{1}{2n}} = 35,8 \quad (4.5)$$

Die Grenzfrequenz f_g ergibt sich jetzt aus:

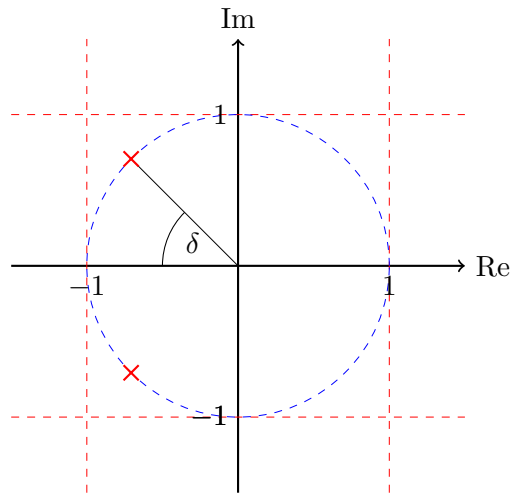
$$\frac{f_s}{\Omega_s} \leq \frac{3,9kHz}{35,8} = 108,9Hz \quad (4.6)$$

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 150Hz entworfen.

Finaler Entwurf

Betrachten wir das Polstellen-Nullstellendiagramm eines Butterworth Filters 2. Ordnung.



Charakteristisch für den Butterworthfilter ist das 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, welche beim Butterworth immer eins ist (sie entspricht der Grenzfrequenz). 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 $\Omega_P = 1$

Übertragungsfunktion eines Sallen-key Tiefpasses

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

mit

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

Die Bauteilwerte erhält man durch einen Koeffizientenvergleich mit der entnormierten Übertragungsfunktion eines Tiefpasses zweiter Ordnung:

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

nach den Koeffizientenvergleich ergibt sich

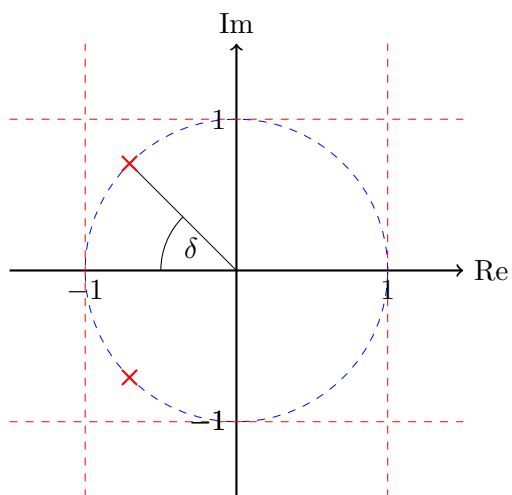
$$C_1 < \frac{C_2 * (1 + 4Q_P^2(A_0 - 1))}{4Q_P^2}$$

$$R_1 = \frac{1}{2\omega_g \Omega_P Q_P} \cdot \frac{C_2 + \sqrt{C_2^2 - 4Q_P^2 C_2 (C_1 + C_2(1 - A_0))}}{C_2(C_1 - C_2(A - 0_1))}$$

$$R_2 = \frac{1}{2\omega_g\Omega_P Q_P} \cdot \frac{C_2 + \sqrt{C_2^2 - 4Q_P^2 C_2(C_1 + C_2(1 - A_0))}}{C_1 C_2}$$

$$Q_p = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{C_1(R_1 + R_2) + R_1 C_2(1 - A_0)}$$

$$\Omega_p = \frac{1}{\omega_g \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$



- [1] David M. Alter. Using pwm output as a digital-to-analog converter on a tms320f280x digital signal controller. Technical report, Texas Instruments, 2008.