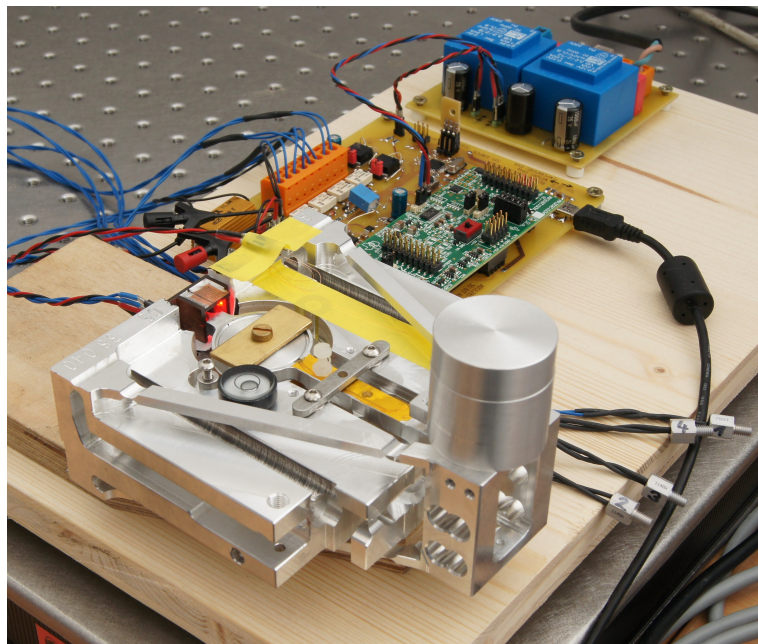


Praktikum – Sensoren und Aktoren in der Mechatronik

Projekt: Präzisionswaage

Birgit Pühringer 0756344
Friedrich Feichtinger 0756053
Karl Zeilhofer 0756190

17. März 2013



Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	4
1.1	Ziel	4
1.2	Motivation	4
1.3	Funktionsprinzip	4
2	Wägezelle	6
2.1	Entsperrung	6
2.2	Aufbau	6
2.3	Systemidentifikation	8
3	Magnetsystem	10
3.1	Allgemeines	10
3.2	Dimensionierung	10
3.3	Ferromagnetismus bei Messing	12
4	Positionssensor	14
4.1	Aufbau	14
4.2	Kenntlinie	15
5	Temperaturmessung	16
5.1	Grundlagen	16
5.2	Empfindlichkeit	16
5.3	Messung mit Vorwiderstand	17
5.4	Linearisierung	18
6	Messwerterfassung	19
6.1	Strommessung	19
6.2	Temperaturmessung	19
6.3	Steuerung durch den PC und Übertragung der Daten	19
7	Schaltung	20
7.1	Schaltplan	20
7.1.1	Positionsregler	20
7.1.2	Temperaturmessung	21
7.1.3	Digitalteil	21
7.1.4	Spannungsversorgung	21
7.2	Layout	22
7.3	Änderungen	22
7.4	Verbesserungsmöglichkeiten	22
8	Platinenfertigung	30
8.1	Netzteilplatine	30
8.2	Hauptplatine	31
8.2.1	CAM	31
8.2.2	fehlgeschlagene Versuche mit Isolationsfräsen	32
8.2.3	Ätzen und anschließendes Bohren	33
8.3	Durchkontaktieren und Bestücken	33
9	Downsampling	36
9.1	Tiefpassfilter	36
9.2	Implementierung in C++	37
10	GUI	38

11 Messungen	39
11.1 Verdunstungsversuch	39
11.2 Temperaturdrift	39
11.3 Vergleich ADC mit Voltmeter	40
11.4 Wägewertaufösung	40
11.5 Temperaturmessung	41
11.6 Bestimmung der Linearität	42
12 Liste der Fehlerquellen	43
12.1 Mechanik	43
12.2 Elektrisches	44

1 Einleitung

1.1 Ziel

Das Ziel dieses Projektes ist es basierend auf einer Wägezelle von Sartorius eine Präzisionswaage mit einer Messunsicherheit von $10\mu\text{g}$ bei einem Messbereich von 200g nach dem Prinzip der elektromagnetischen Kraftkompensation zu bauen.

1.2 Motivation

Die meisten handelsüblichen (elektronischen) Waagen funktionieren nach dem Prinzip der Widerstandsänderung durch Geometrieänderung (Dehnmessstreifen). Allerdings stößt diese Technologie bei Wertebereichen von etwa 5 Zehnerpotenzen an ihre Grenzen. Um noch größere Wertebereiche messen zu können, wird üblicherweise die sogenannte elektromagnetische Kraftkompensation verwendet. Dazu wird die von der zu bestimmenden Masse hervorgerufene Gewichtskraft durch eine Lorentzkraft kompensiert. Der dazu erforderliche Strom ist streng proportional zur Masse und kann gemessen werden. Mit diesem Verfahren werden Waagen mit bis zu 60 Mio. Auflösungsschritten gebaut.

1.3 Funktionsprinzip

Die Wägezelle besteht aus einem aus massivem Aluminium gefrästen Block, in dem ein Waagbalken mit Biegegeelenken integriert ist. Die Biegegeelenke sind Stellen im Aluminium-Körper die so dünn ausgefräst sind, dass nur wenig Biegemoment erforderlich ist um das Material an dieser Stelle elastisch zu verbiegen. Auf diese Weise gelingt es Gelenke zu herzustellen, die keiner Haftreibung unterworfen sind.

Die beiden Enden des Waagbalkens bestehen aus dem System zur Aufbringung der zu wägenden Last an einem Ende und am anderen Ende aus einer Aufnahme für den Magnetaktuator. Der Waagbalken hat eine mechanische Übersetzung von $\frac{1}{4}$ d.h. die Kraft des Magnetactuators ist 4 mal geringer als die zu messenden Gewichtskraft. Der Magnetaktuator ist rotationssymmetrisch aufgebaut und besteht aus einem Topfmagnet mit Permanentmagnet und einer Luftspule, die den erforderlichen Strom aufbringt.

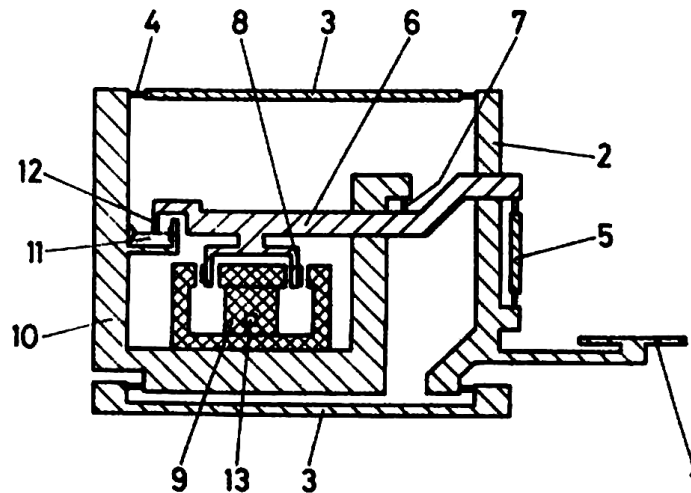


Abbildung 1: Das Prinzip der Wägezelle

Um das System in der Schwebe zu halten ist weiters ein Nulllagendetektor erforderlich. Der Detektor liefert ein Signal über die Auslenkung des Waagbalkens. Die Biegegeelenke selbst bewirken ein gewisses auslenkungsabhängiges Gegenmoment welches einen relativ großen Fehler bewirken würde. Ein analoger PI-Regler misst daher das Signal des Nulllagendetektors und stellt den Strom der Luftspule so ein, dass die Auslenkung in allen Lastfällen zu 0 kompensiert wird.

Der vom Positionsregler eingestellte Strom stellt nun die eigentliche Messgröße dar. Dieser Strom wird über einen Shunt und ein ADC-Modul gemessen. Die digitalen Messwerte werden über eine SPI-Schnittstelle von einem

Mikrocontroller abgeholt und über eine serielle Verbindung an einen PC übermittelt.
Die PC-Software wird mit Qt (einer Klassenbibliothek für C++) geschrieben. Die Messwerte durchlaufen zunächst eine Kette aus Filtern, die das Signal jeweils um den Faktor 2 downsamplen. Anschließend werden die Messwerte in Echtzeit grafisch dargestellt und abgespeichert.

2 Wägezelle

Die Wägezelle ist von dem deutschen Hersteller Sartorius, und war ein Geschenk von der Physikalisch Technischen Bundesanstalt in Braunschweig. Sie ist aus einem Stück Aluminium gefräst. Die Beweglichkeit wird über Dünnstellen, sogenannten Biegeelenken erreicht.

2.1 Entsperrung

Die Beweglichkeit ist direkt nach dem Fräsen noch an einigen Stellen gesperrt. Um den Waagbalken beweglich zu machen, mussten zwei Aluminiumstege mit einer Laubsäge durchtrennt werden.

2.2 Aufbau

Die Waage ist zwar aus einem Stück gefräst, dennoch kann man einige Bauteile nach ihrer Hauptfunktion unterscheiden:

- Grundkörper
Dieser ist recht massiv gefertigt, um eine möglichst steife Basis für die verschiedenen Lager bereitzustellen.
- Kraftaufnehmer
Dieser ist als Rahmen gefertigt, der einerseits gegen horizontale Bewegungen durch die Parallelenker gestützt wird, und andererseits durch das Koppellement in der vertikalen Richtung. Er ist quasi die Waagschale.
- Parallelenker
Die Parallelenker sorgen dafür, dass sich der Kraftaufnehmer nur in vertikaler Richtung bewegen kann. Dies ist wichtig, um ein Drehmoment, das aus einer außermittigen Gewichtskrafteinleitung herrührt, vom Waagbalken fernzuhalten. Dies gelingt trotz dieser Vorrichtung nicht perfekt und daraus entstehende Messfehler werden Ecklastfehler bezeichnet.
- Koppellement
Das Koppellement ist die Verbindung zwischen dem Waagbalken und dem Kraftaufnehmer. Es wird benötigt, um den Waagbalken trotz der Parallelenker statisch bestimmt lagern zu können. Außerdem verringert es die Auswirkung von horizontalen Verschiebungen des Kraftaufnehmers.
- Waagbalken
Der Waagbalken ist um eine horizontale Achse drehbar gelagert. Auf der einen Seite greift das Koppellement an, auf der anderen der elektromagnetische Aktuator.
- Biegeelenk
Die benötigten Drehgelenke werden durch Dünnstellen im Aluminium-Körper erreicht. Der Vorteil dabei ist, dass bei einer Bewegung keine Coulomb'sche Reibung auftritt. Diesen Vorteil erkaufte man sich jedoch mit einem Gegenmoment. Dieses wird durch den Positionsregler jedoch quasi konstant gehalten, und kann daher herausjustiert werden.

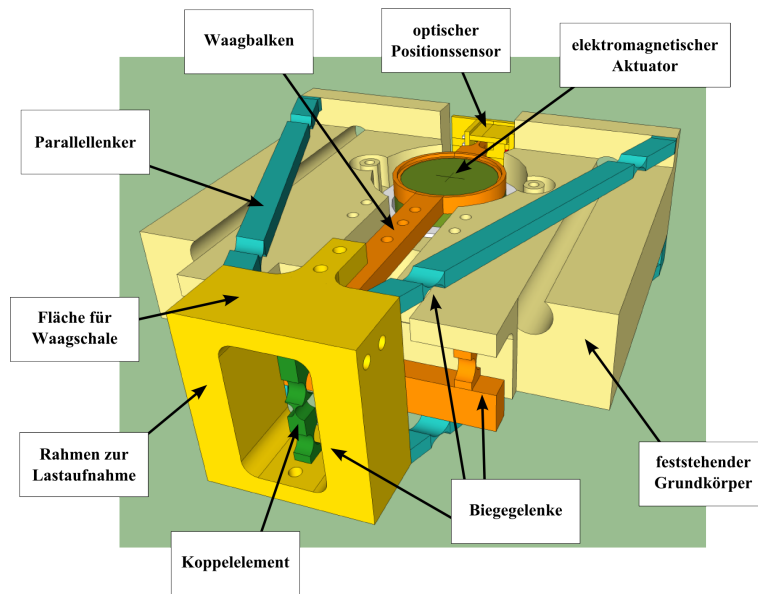


Abbildung 2: Wägezelle im Überblick

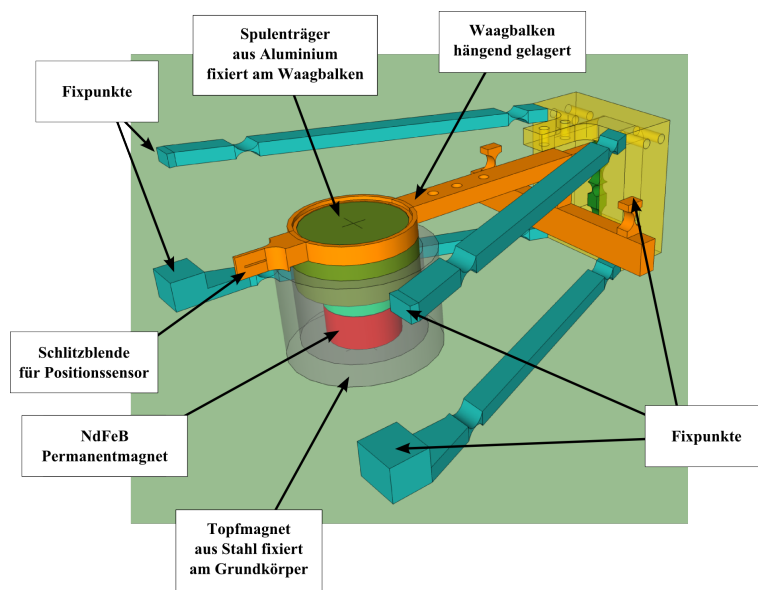


Abbildung 3: Hier sind die beweglichen Teile gut sichtbar

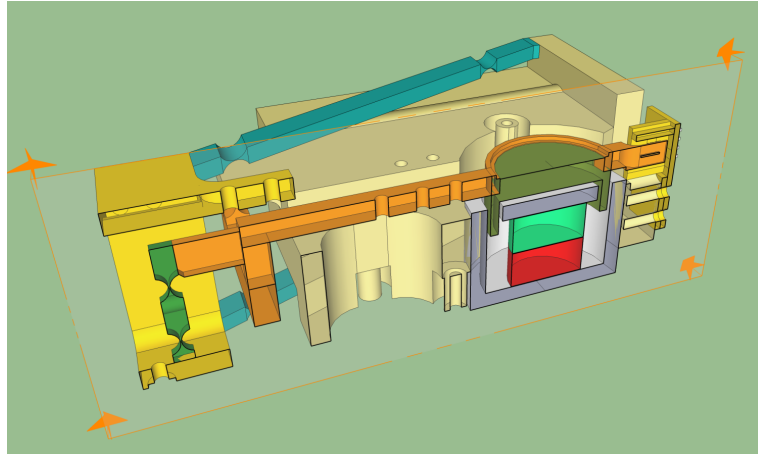


Abbildung 4: Schnitt durch die Wägezelle

2.3 Systemidentifikation

Um den Positionsregler auslegen zu können, wurde das mechanische, schwingfähige System identifiziert. Dazu wurde die Wägezelle mit der Seitenfläche auf den Tisch gelegt, und angestoßen. Mit dem Positionssensor und dem Oszilloskop wurde die Schwingfrequenz gemessen. Um die beiden Parameter reduzierte Masse und reduzierte Federsteifigkeit bestimmen zu können, sind zwei Messungen notwendig. Einmal ohne Spulenträger $f_m = 9.63Hz$, und einmal mit Messingspulenträger $f_0 = 3.42Hz$. Die Masse $\Delta m = 69.4g$ des Spulenträgers inkl. Befestigungsplättchen und Schraube wurde gewogen.

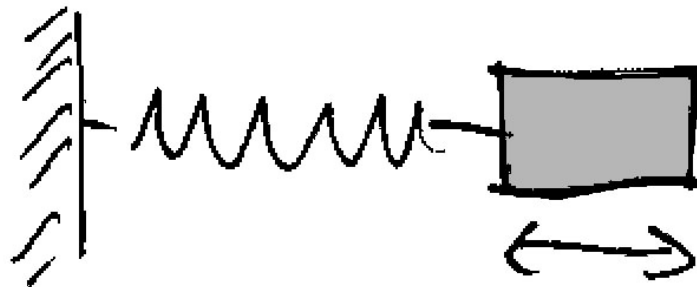


Abbildung 5: Feder Masse Schwinger

Aus der Gleichung für die Schwingfrequenz eines Feder-Masse-Systems

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{k}{m}}$$

lässt sich nun die Masse m und Federsteifigkeit k berechnen:

$$m = \Delta m \cdot \frac{f_m^2}{(f_m^2 - f_0^2)}$$

Da es sich bei unserem System um gemischte Bewegungsformen, also Translation und Rotation handelt sprechen wir hier von einer reduzierten Masse und Federsteifigkeit für gedachte reine Translation. Weiters ist dann noch zu beachten, an welcher Stelle man sich diese Größen denkt. An der Stelle des Spulenträgers ergeben sich entweder $m_{rS} = 79.4g$ und $k_{rS} = 36.6N/m$ oder an der Stelle des Kraftaufnehmers $m_{rK} = 1.27kg$ und $k_{rK} = 586N/m$. Die Umrechnung erfolgt mit dem quadratischen Übersetzungsverhältnis $x^2 = 16$. Das Übersetzungsverhältnis $x = 4$ des Waagbalkens wurde aus der Geometrie ermittelt.

Im aktuellen Aufbau wird statt des Messing-Spulenträgers einer aus Aluminium verwendet. Daher müsste die reduzierte Masse noch korrigiert werden. Die Masse des Messingspulenträgers inkl. Montagematerial, exkl. Spule ist 64.5g und die des Trägers aus Aluminium hat 32.6g

Der Permanentmagnet war bei den Messungen nicht eingebaut. Die Schwingung war also nur durch Luft gedämpft, und dementsprechend klang die Schwingung nur äußerst langsam ab. Geschätzt schwingt das System länger als 10 Minuten. Mit dem Permanentmagneten ist das System stark gedämpft ($d > 1$). Die Dämpfung wurde jedoch nicht identifiziert.

3 Magnetsystem

3.1 Allgemeines

Der Magnetaktuator besteht aus einem Topfmagneten, der fest mit dem Monoblock verbunden ist, und dem Spulenträger (im Bild dunkelgrün), der auf dem Waagbalken (im Bild orange) montiert ist.

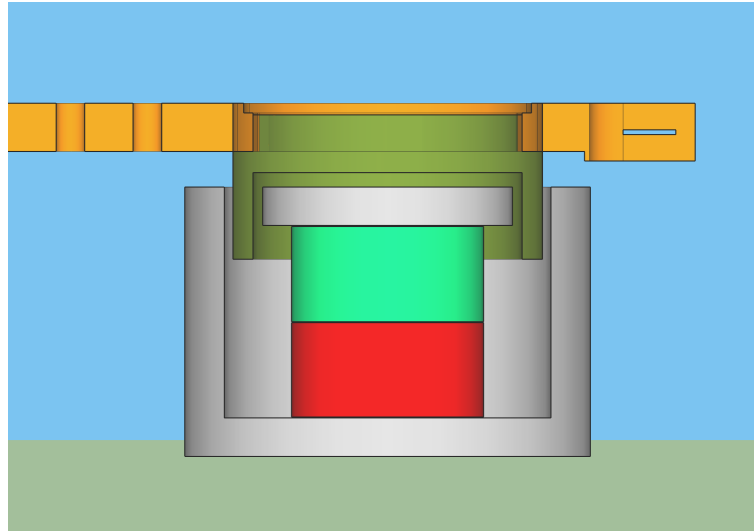


Abbildung 6: Schnittbild durch den Magnetaktuator

Der magnetische Fluss wird von einem NdFeB-Magneten erzeugt (im Bild rot und grün), der Topf und die Scheibe über dem Magneten (im Bild grau) sind aus niedrig legiertem Stahl gefertigt und sollen das magnetische Feld so führen, dass an der Aktorspule ein annähernd radiales, statisches Feld entsteht. Der Spulenträger trägt eine Wicklung aus Kupferlackdraht, die so angeordnet ist, dass sie genau im Luftspalt des Topfmagnetsystems liegt. Dies ergibt einen Magnetaktuator basierend auf der Lorentzkraft, der sowohl positive als auch negative Kräfte in gleichem Maße aufnehmen kann. Die Waage wird später so ballastiert, dass bei leerer Waagschale der Magnetaktuator seine volle negative Kraft aufnehmen muss. Auf diese Weise wird der Arbeitsbereich des Aktuators am besten ausgenutzt.

3.2 Dimensionierung

Folgendes Scilab-Skript dient zur Auslegung des Magnetsystems:

```
// Auslegung des Magnetkreises für Waage

clc;
clear;

function PCu=magnet (x)

    dm=x(1);          // Magnetdurchmesser
    b=4e-3;          // Luftspaltbreite (axial)
    lm=15e-3;        // Magnetlänge

    // Mechanik
    m=100e-3;        // Nennmasse
    g=9.81;          // Erdbeschleunigung
    x=4;              // Hebelverhältnis

    // Luftspalt
    Da=42e-3;        // Außendurchmesser des Magnettopfes
```

```

wa=3e-3;           // Wandstärke des Magnettropfes
t=0.5e-3;         // Toleranzspalt
u=1e-3;           // Überstand des Eisenkreises bei Luftspalt
ws=0.5e-3;        // Wandstärke des Spulenträgers

da=Da-2*(wa+u);   // Luftspaltaußendurchmesser
di=dm+2*u;        // Luftspaltinnendurchmesser
d=(da+di)/2       // mittlerer Luftspaltdurchmesser
h=(da-di)/2       // Höhe des Luftspaltes

mu0=4*pi*1e-7;    // Permeabilität des Vakuums

l=d*pi;           // Umfang des Luftspalts
Al=l*b;           // Luftspaltfläche

// Wicklung
hCu=h-ws-2*t;     // Höhe der Wicklung
if (hCu<0.1e-3) then
    hCu=0.1e-3;
end
bCu=b;            // Breite der Wicklung
kCu=0.6;          // Wicklungsfüllfaktor
ACu=hCu*bCu*kCu; // Querschnittsfläche der Wicklung
sigmaCu=56/1e-6 // Leitfähigkeit
dCu=0.1e-3;      // Drahtdurchmesser
Ad=dCu^2*pi/4;   // Drahtquerschnitt

// Magnet
Am=dm^2*pi/4;    // Magnetfläche
Br=1.43;         // Remanenzflussdichte
Hc=927e3;        // Koerzitivfeldstärke
mum=Br/(Hc*mu0); // Permeabilität
sf=0.7;          // Streufaktor des Magnetfeldes

Bl=Br*Am/(Al+Am*mum*h/lm)*sf; // Flussdichte im Luftspalt

Ae=(Da^2-da^2)*pi/4; // Querschnittsfläche des Eisentropfes
Be=Bl/sf*Al/Ae;      // Flussdichte im Eisentopf

F=m*g/x;          // erforderliche Lorentzkraft
Iw=F/(Bl*l);      // erforderliche Stromwindungen
I_A=Iw/ACu;       // Stromdichte

N=ACu/Ad;         // Windungszahl

RCu=N*l/(Ad*sigmaCu); // Wicklungswiderstand
I=Iw/N;           // Strom durch Spule
U=I*RCu;          // Spannungsabfall
lCu=l*N;          // Drahtlänge

k_mI=m/I          // Aktorkonstante (Masse an der Waagschale/Aktorstrom)

PCu=Iw^2*l/(sigmaCu*ACu); // Verlustleistung im Kupfer

if(opt==0) then
    disp(di*1e3, "Luftspaltinnendurchmesser (mm):");

```

```

    disp(da*1e3, "Luftspaltau ß endurchmesser (mm):");
    disp(b*1e3, "Luftspaltbreite (axial) (mm):");
    disp(h*1e3, "Luftspalthöhe (radial) (mm):");
    disp(hCu*1e3, "Dicke der Wicklung (radial) (mm):");
    disp(lm*1e3, "Magnetlänge (mm):");
    disp(dm*1e3, "Magnetdurchmesser (mm):");
    disp(Bl, "Luftspaltflussdichte (T):");
    disp(Be, "Flussdichte im Eisentopf (T):");
    disp(I_A/1e6, "Stromdichte (A/mm^2): ");
    disp(PCu*1e3, "Verlustleistung der Wicklung (mW): ");
    disp(N, "Windungszahl: ");
    disp(RCu, "Wicklungswiderstand (Ohm): ");
    disp(I*1e3, "Strom (mA): ");
    disp(lCu, "Drahtlänge (m): ");
    disp(k_mI, "Aktorkonstante (g/mA): ");

end

endfunction

opt=1;
x=fminsearch(magnet, [20e-3]);

disp("    Optimierung abgeschlossen:");
disp("*****");

opt=0;
magnet([25e-3]);

```

Dieses Berechnungsskript beinhaltet zusätzlich die Möglichkeit einer Optimierung mit `fminsearch` um die Verlustleistung in der Aktorspule soweit wie möglich zu reduzieren. Jede Verlustleistung im System führt zu einer Erwärmung der umgebenden Komponenten. Vor allem die Eigenschaften des Permanentmagneten sind aber stark von der Temperatur abhängig, deshalb sollte die Verlustleistung so gering wie möglich gehalten werden. Trotz allem ist mit dieser einfachen Berechnung nur eine grobe Abschätzung möglich, da die genaue Feld-Verteilung im Luftspalt unbekannt ist. Die so berechnete Verlustleistung bei voller Belastung beträgt etwa 2.7mW. Die berechnete Aktorkonstante (Masse an der Waagschale pro Strom durch die Aktorspule) beträgt $22.4 \frac{\text{g}}{\text{mA}}$.

Messungen ergaben eine Aktorkonstante von etwa $12.1 \frac{\text{g}}{\text{mA}}$, also etwas mehr als die Hälfte des berechneten Wertes. Gründe für die große Abweichung sind wohl wie bereits erwähnt die schlechte Kenntnis der im Luftspalt herrschenden Verhältnisse und die Vernachlässigung des Eisens. Damit steigt natürlich auch der erforderliche Aktorstrom und damit die Verlustleistung auf etwa 10mW

3.3 Ferromagnetismus bei Messing

Alle beweglichen Teile am Waagbalken, insbesondere der Spulenträger, müssen aus nicht-ferromagnetischem Material gefertigt werden, da ansonsten zusätzliche, teils unbekannte Kräfte auf den Waagbalken wirken würden. Die erste Variante des Spulenträgers war aus Messing gefertigt, wie sich jedoch herausstellte hat dieses auch geringe ferromagnetische Eigenschaften. Möglicherweise entsteht dieser Effekt durch geringe Legierungsanteile von Eisen oder Nickel. Um ferromagnetische Eigenschaften zuverlässig ausschließen zu können wurde folgendes Verfahren erdacht:

- Man nimmt eine empfindliche Waage und legt einen starken Permanentmagneten darauf. (Vorsicht: Der Magnet kann eine beträchtliche Kraft auf die Waage bewirken wenn diese selbst ferromagnetisch ist.)
- Die Waage wird mit einem Deckel abgedeckt, der aber den Magneten nicht berührt.
- Nun legt man das zu testende Bauteil auf den Deckel. Hat sich der Anzeigewert geändert so ist das Material ferromagnetisch.

Es reicht nicht das zu testende Bauteil mit der Hand an den Magneten anzunähern, da auch die leichte Bewegung der Hand Wirbelströme im Bauteil erzeugt, die eine Kraft auf den Magneten bewirken.

Aus diesem Grund wurde ein zweiter Spulenträger aus Aluminium gefertigt, dieser besteht den obigen Test.

Der gut leitfähige Spulenträger hat einen angenehmen Nebeneffekt: Die im Metall fließenden Wirbelströme bewirken eine Gegenkraft auf jede rasche Änderung der Balkenauslenkung, der Waagbalken wird also stark gedämpft. Der D-Anteil im Positionsregler, der eine Dämpfung andernfalls künstlich erzeugen müssen hätte kann also entfallen.

4 Positionssensor

Der Positionssensor ist notwendig, um den Waagbalken immer in die gleiche Lage ausregeln zu können.

4.1 Aufbau

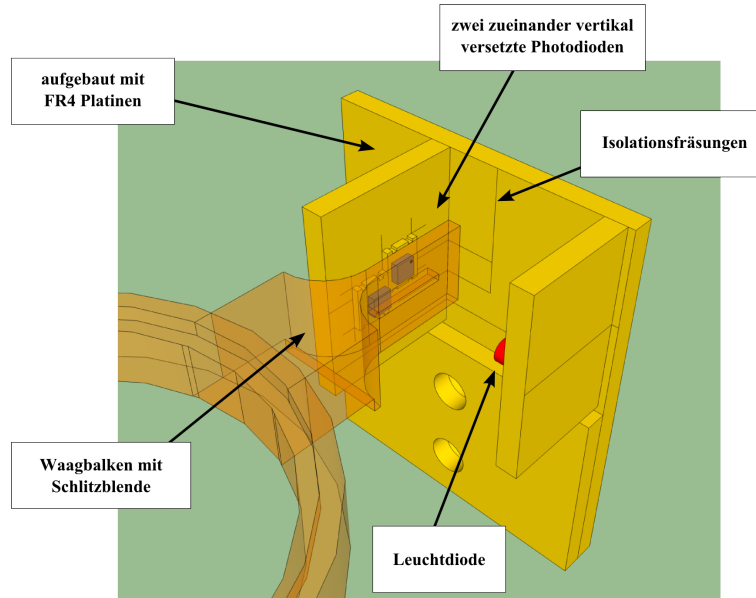


Abbildung 7: Der Positionssensor am Waagbalken

Der Sensor besteht aus einer fokussierten roten LED, zwei Photodioden und der Schlitzblende am Waagbalken. Aufgebaut wurde der Sensor mit FR4-Platinen, die auf der Fräse gefertigt wurden. Dabei wurden auch Isolationsfräsungen mit einem Stichel graviert, um die Ströme gleich auf der Konstruktion selbst weiterzuleiten. Angeschlossen wird der Sensor über eine vierpolige Stiftleiste, die von oben nach unten folgende Signale führt: Photodioden +, Photodioden -, LED Anode, LED Kathode.

Um Reflexionen innerhalb der Konstruktion zu verringern wurde versucht, den Aufbau schwarz zu lackieren. Es stellte sich dann jedoch heraus, dass der Lack eine gewisse Leitfähigkeit hat, und daher der Sensor unbrauchbar wurde. Mit Aceton konnte jedoch der Lack wieder entfernt werden, und der Sensor lieferte dann wieder gute Ergebnisse.

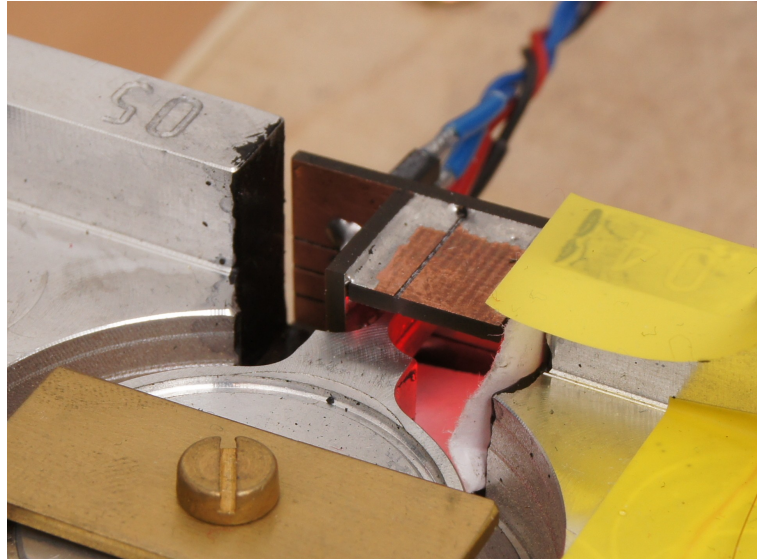


Abbildung 8: fertig aufgebauter Positionssensor

4.2 Kennlinie

Die beiden Photodioden sind vertikal zueinander versetzt platziert. Dabei wurde darauf geachtet, dass die photoempfindlichen Flächen vertikal quasi aneinander grenzen. Die Schlitzeblende ist 0.5mm hoch. Steht die Blende genau mittig vor beide Dioden, so generiert jede Diode gleich viel Photostrom, und die Differenz ist Null. Verschiebt sich die Blende nach oben, wird die obere Photodiode mehr beleuchtet, die untere weniger, es stellt sich ein positiver resultierender Photostrom ein. Wird der Balken noch weiter verschoben, wird die untere gar nicht mehr beleuchtet, und die obere bekommt den ganzen Lichtfleck. Hier befinden wir uns nun in der horizontalen Strecke der Kennlinie. Bewegt sich die Blende über die obere Photodiode hinaus, wird der Photostrom wieder Null. Der Waagbalken muss mechanisch so eingestellt werden, dass auf jeden Fall das Vorzeichen des resultierenden Stroms, trotz verschiedener Fertigungsungenauigkeiten, richtig bleibt. Ansonsten könnte der geregelte Waagbalken dann an einem Ende festsitzen.

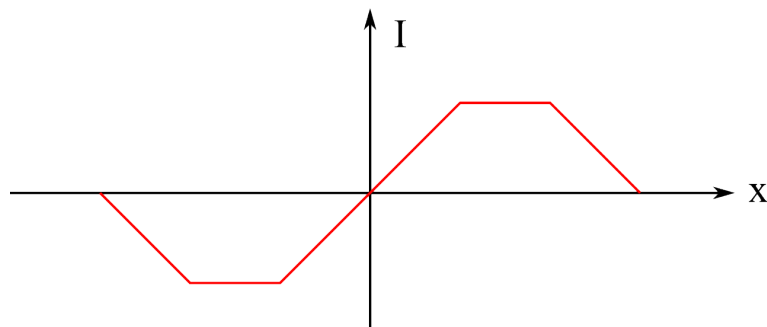


Abbildung 9: prinzipieller Verlauf der Sensor-Kennlinie (Photostrom über Blendenverschiebung)

Die Ausgangsgröße ist die Differenz der beiden Photoströme. Dies wird durch das Antiparallelschalten der beiden Dioden erreicht. Der Photostrom wird mit einem Transimpedanzwandler, der sich auf der Hauptplatine befindet, mit einem 100k Ω Gegenkopplungswiderstand verstärkt. Somit ergibt sich eine Empfindlichkeit von ca. 4.14mV/ μ m. Das Rauschen liegt ebenfalls ca. in dieser Größenordnung, d.h. man kann davon ausgehen, dass der Positionssensor auf wenige Mikrometer auflösen kann.

5 Temperaturmessung

5.1 Grundlagen

Aus Gründen der hohen Empfindlichkeit werden hier NTCs verwendet. Der Temperaturabhängige Widerstand $R(T)$ wird über folgende Gleichung beschrieben:

$$R(T) = R_N \cdot \exp\left(B \cdot \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_N}\right)\right)$$

B ist hier der Exponentialkoeffizient und beträgt in unserem Fall nominell laut Datenblatt 3977K und bezieht sich auf die Temperatur $T_N = (25 + 273.15)\text{K}$. Der NTC hat bei eben dieser Temperatur seinen nominellen Wert von $R_N = 10\text{k}\Omega$. Durch zwei Wertepaare aus R und T können B , R_N und T_N experimentell bestimmt werden, und somit kann die Temperaturmessung kalibriert werden. Temperaturen werden hier immer als absolute Temperaturen in Kelvin eingesetzt.

5.2 Empfindlichkeit

Die Widerstandsänderung ist selbst im Labor-Temperaturbereich stark nichtlinear.

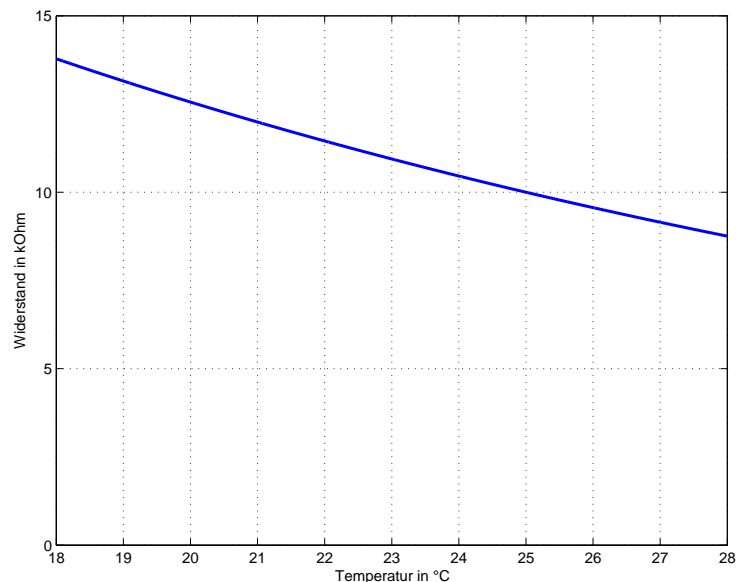


Abbildung 10: NTC Widerstand ($R_N = 10\text{k}\Omega$, $B = 3977\text{K}$) im Labortemperaturbereich

Die Empfindlichkeit kann durch Ableiten der obigen Gleichung nach der Temperatur berechnet werden:

$$R'(T) = \frac{dR(T)}{dT} = -R_N \cdot \frac{B}{T^2} \cdot \exp\left(B \cdot \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_N}\right)\right)$$

Die relative Empfindlichkeit ist dann gegeben durch:

$$\frac{R'(T)}{R(T)} = -\frac{B}{T^2}$$

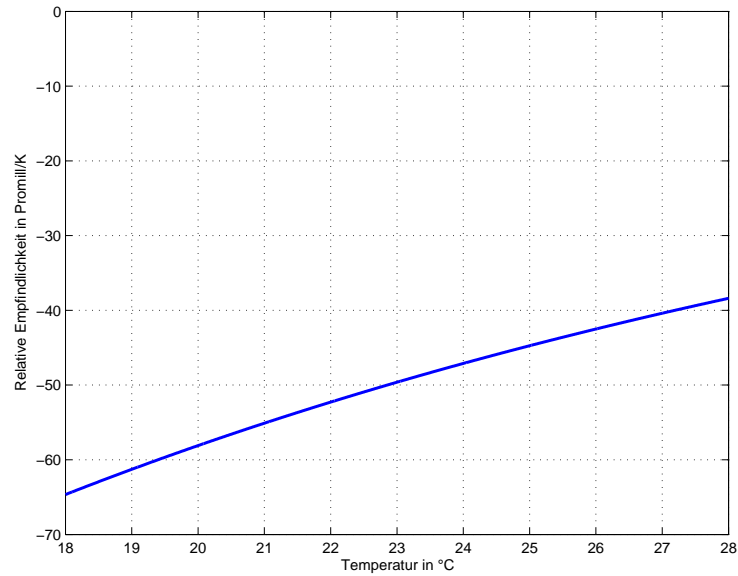


Abbildung 11: Relative Empfindlichkeit des NTCs

5.3 Messung mit Vorwiderstand

Als Messschaltung wird ein einfacher Spannungsteiler verwendet. Der Vorwiderstand hat auch $10k\Omega$, so wie der Nennwiderstand des Thermistors. Der Spannungsteiler wird eingangsseitig von einer Spannungsreferenz (REF5030 von Texas Instruments) mit $U_{Ref} = 3V$ versorgt. Diese Spannung wird ebenfalls als Referenzspannung für den ADC verwendet. Somit ergibt sich eine ratiometrische Messung, bei der nur noch der Referenzwiderstand R_{Ref} (Vorwiderstand) in das Messergebnis eingeht. Deshalb wurde hier ein Widerstand mit hoher Qualität eingesetzt. Der Temperaturkoeffizient ist max. 25ppm/K. Die Ausgangsspannung U_{NTC} des Spannungsteilers berechnet sich folgendermaßen:

$$U_{NTC}(T) = U_{Ref} \frac{R(T)}{R(T) + R_{Ref}}$$

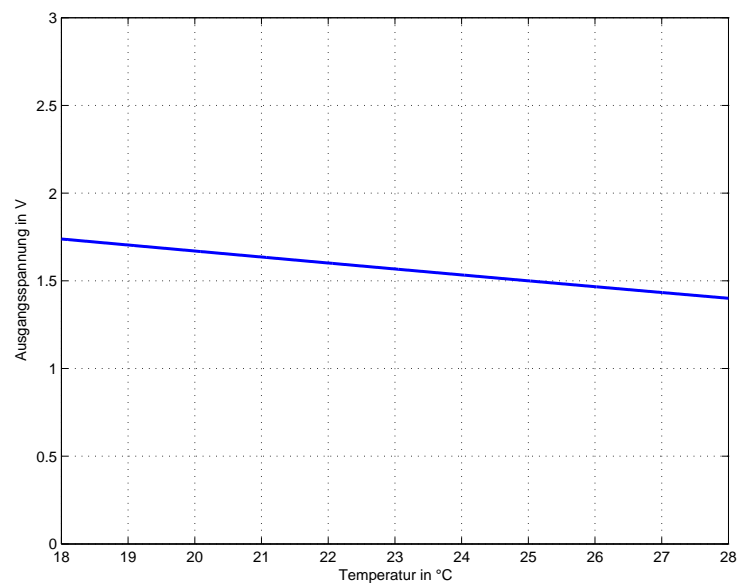


Abbildung 12: Ausgangsspannung am Spannungsteiler

Die Temperaturempfindlichkeit der Spannung U_{NTC} berechnet sich aus der Ableitung von $U_{NTC}(T)$ nach der Temperatur mit Hilfe der Quotientenregel:

$$U'_{NTC}(T) = U_{Ref} \frac{R'(T) \cdot (R(T) + R_{Ref}) - R(T) \cdot R'(T)}{(R(T) + R_{Ref})^2}$$

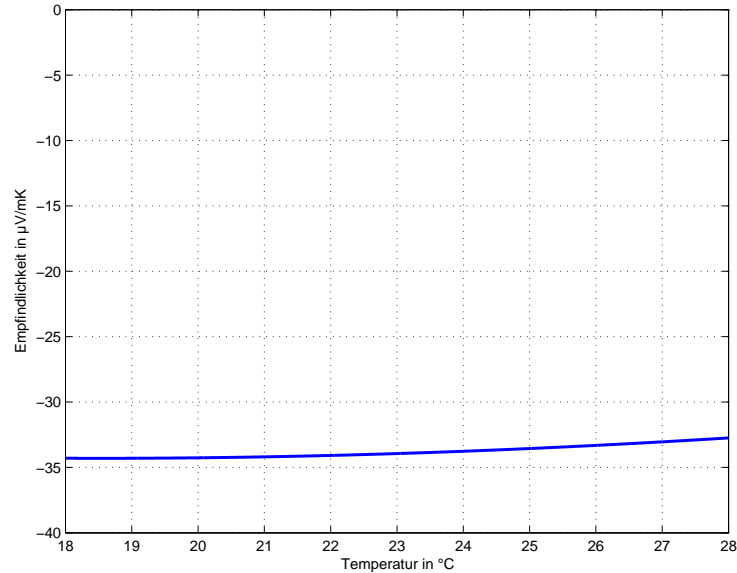


Abbildung 13: Empfindlichkeit der Ausgangsspannung $U_{NTC}(T)$

Wie man im obigen Graphen sieht, ist die Empfindlichkeit der Spannung am Thermistor nicht mehr so extrem abhängig von der Temperatur. Außerdem beträgt sie ca. $-30\mu\text{V}/\text{mK}$. D.h. will man eine Auflösung von 1mK erreichen, muss der ADC eine Auflösung von min. $30\mu\text{V}$ haben. Der verwendete MAX11202A von Maxim hat laut Datenblatt eine rauschfreie Auflösung von 19 Bit bei 120 Samples/s, was umgerechnet einer Spannung von $3\text{V}/(2^{18}) = 11.4\mu\text{V}/\text{LSB}$ entspricht (mit 1 Bit für das Vorzeichen). Daher eignet sich dieser ADC bestens für diese Messaufgabe. Durch Abtastratenreduktion mit vorheriger Filterung kann diese Auflösung noch weiter erhöht werden.

5.4 Linearisierung

Um aus der gemessenen Spannung U_{NTC} auf die Temperatur schließen zu können, wird die Gleichung für $U_{NTC}(T)$ auf $R(T)$ umgeformt.

$$R(T) = \frac{R_{Ref}}{\frac{U_{Ref}}{U_{NTC}} - 1}$$

Dieser Widerstandswert wird dann in folgende Gleichung eingesetzt, die sich aus der Umkehrung der Gleichung ganz oben in diesem Kapitel ergibt:

$$T = \frac{1}{\frac{\ln\left(\frac{R(T)}{R_N}\right)}{B} + \frac{1}{T_N}}$$

6 Messwerterfassung

6.1 Strommessung

Der Strom durch die Spule wird über die abfallende Spannung am Shuntwiderstand erfasst. Diese wird tiefpassgefiltert und über einen Spannungsfolger mit den Eingängen des ADCs verbunden. Bei diesem handelt es sich um den 31-Bit Analog-Digitalwandler ADS 1281 der Firma Texas Instruments. Er befindet sich auf einem Eval-Board. Der ADC setzt nach dem Delta-Sigma Prinzip um und ist so konfiguriert, dass er 250 Messwerte pro Sekunde liefert und der integrierte FIR-Filter eine lineare Phase aufweist. Die umgesetzten Werte liest der Mikrocontroller über die SPI-Schnittstelle ein und sendet diese über die serielle Schnittstelle an den Computer.

6.2 Temperaturmessung

Die Temperaturerfassung erfolgt über 4 NTCs der Firma Vishay mit der Produktkennung NTCASCWE3103J. Zur Messung werden die Sensoren mittels vom Mikrocontroller gesteuerten Relais nacheinander in die Messschaltung geschaltet. Die Messung des Widerstandes des jeweils aktiven NTCs erfolgt über einen Spannungsteiler aus diesem und einen Referenzwiderstand. An dem Spannungsteiler liegt die Spannung einer Referenzspannungsquelle an. Die abhängig von der Temperatur am NTC abfallende Spannung wird über einen Spannungsfolger zu Entkopplung von einem MAX 11202A 24-Bit ADC umgesetzt und die umgesetzten Daten über ein Two-Wire Serial-Interface an den Mikrocontroller übertragen, der diese ebenfalls an den Computer sendet.

6.3 Steuerung durch den PC und Übertragung der Daten

Die Messung von Strom beziehungsweise Temperatur wird gestartet oder angehalten, wenn der Mikrocontroller den jeweiligen Befehl über die serielle Schnittstelle erhält.

Die ADCs liefern 3 Byte (MAX 11202A) bzw. 4 Byte (AD 1281) lange Werte an den Controller, der sie über die serielle Schnittstelle an den PC überträgt. Um die Herkunft bzw. die Länge der Zahl zu kennzeichnen, überträgt er vor dem eigentlichen Wert jeweils ein bestimmtes Byte zur Kennzeichnung. Somit ist eindeutig gekennzeichnet, ob der übertragene Messwert aus drei oder vier Byte besteht und, wenn er vom MAX 11202A stammt, an welchem Temperatursensor er ermittelt wurde.

7 Schaltung

Die gesamte Schaltung inkl. Layout wurde mit dem Open-Source Programm KiCad gezeichnet.

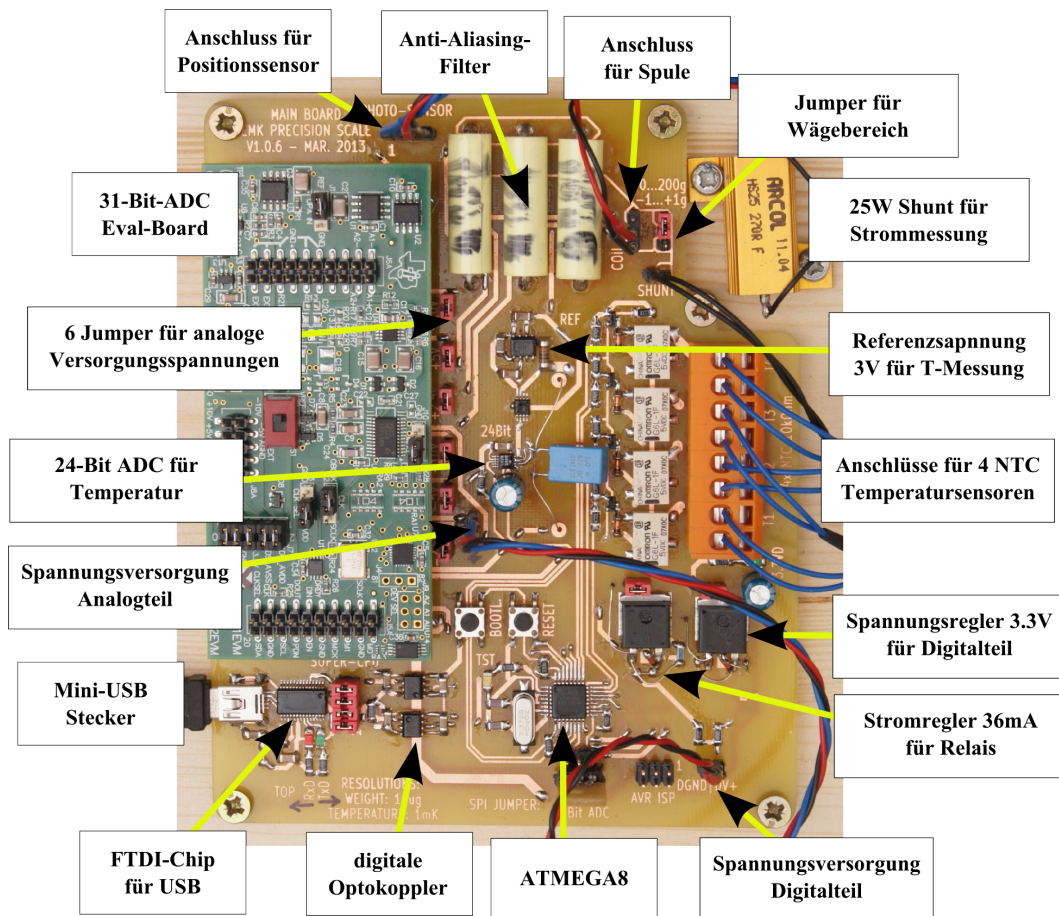


Abbildung 14: Oberseite der Hauptplatine

7.1 Schaltplan

7.1.1 Positionsregler

Zur Ausregelung des Waagbalkens wird ein PI-Regler mit OPVs verwendet. Die Parameter wurden mit Hilfe der Identifikation und dem Frequenzkennlinien-Entwurfsverfahren ermittelt. Vorerst war auch ein D-Anteil vorgesehen, dieser wurde durch die extreme Wirbelstromdämpfung hinfällig.

Das Stromsignal vom Positionssensor wird mit einem Transimpedanzverstärker auf ein brauchbares Spannungssignal verstärkt. Dazu wird ein Präzisions-OP (ADA4528-1) verwendet. Dieses Spannungssignal geht in den PI-Regler, und dessen Summier-OP ist gleichzeitig auch der OP, der den Spulenstrom liefert. Der Spulenstrom ist bipolar, um einerseits die maximale Verlustleistung in der Spule klein zu halten, und andererseits den maximal benötigten Strom klein zu halten. Mit der Aktorkonstante von 12.1g/mA, und einem Wägebereich von ± 100 g ergibt sich ein maximaler Spulenstrom von 8.26mA, was für einen OPV kein Problem darstellt.

Der Spulenstrom wird über einen Shunt, der wahlweise 270 Ω oder 27k Ω hat, geführt. Die an dem Shunt abfallende Spannung wird noch durch ein RC-Tiefpassfilter, dem Anti-Aliasing-Filter, bandbegrenzt. Anschließend kommt noch ein Präzisions-OP als Spannungsfolger, der dann den Differenz-OP auf dem ADC-Evaluation-Module treibt. Beim Filter wurde darauf geachtet, dass Kondensatoren mit möglichst kleinem Leckstrom verwendet wurden. EL-KOs schieden daher von vornherein aus.

Die 3 Widerstände des Anti-Aliasing-Filters sorgen gleichzeitig auch für eine Strombegrenzung für den Eingangspin des Spannungsfolgers. Der Stromtreiber-OP wird nämlich mit ± 10 V versorgt, der Spannungsfolger-OP jedoch nur

mit $\pm 2.5V$. Wird im Betrieb z.B. der Jumper für das Auswählen des Shunts herausgezogen, geht der Waagbalken in einen Endanschlag, der Treiber-OP auch, und liefert betragsmäßig ca. 10V an den Spannungsfolger. Der Eingangsstrom wird mit den Filter-Widerständen garantiert auf max. 10mA beschränkt.

7.1.2 Temperaturmessung

Die Temperaturmessung wird benötigt, um später Temperaturdriften aus den Messungen herausrechnen zu können. Ziel war eine Auflösung von 1mK. Als Sensoren wurden nichtlineare NTC Widerstände mit 10k Ω ausgewählt. So hochohmig, weil dadurch Leitungswiderstände vernachlässigbar werden. NTCs deswegen, weil diese die größte Empfindlichkeit der üblichen Sensoren haben (ca. 4%/K bei Raumtemperatur).

Es wird ein 24-Bit ADC verwendet, an den der Reihe nach die 4 Sensoren mit Relais geschaltet werden. Um die Sensoren möglichst nicht durch den Messstrom zu erwärmen, werden die Sensoren für nur 100ms eingeschaltet und anschließend wieder über mindestens 3s abgekühlt. Diese Werte errechnen sich aus der Verlustleistung, der Wärmekapazität und dem Wärmeübergangswiderstand des Sensors in Luft (worst case). Eigentlich wurden bei dieser Rechnung die 100ms vorgegeben, und ein entsprechender Sensor ausgewählt. Die Einschaltzeit kommt von der Abtastrate des ADCs von 120Hz. Es soll zumindest über ein paar Samples gemittelt werden können. Ohne Mittelung (1 Abtastwert pro 5 Sekunden) konnte ein "Rauschen" von ca. 20mK erreicht werden. Die sichtbaren Störungen kommen vermutlich von 50Hz Netzeinstreuungen.

Nimmt man Eigenerwärmung in Kauf und mittelt den Messwert über eine Sekunde, so lässt sich eine weit bessere Auflösung erreichen. Diese ist unterhalb von 1mK.

7.1.3 Digitalteil

Als Mikrocontroller wird der ATMEGA8 verwendet. Da er mit nur 3.3V versorgt wird, muss seine Taktfrequenz unter 8MHz liegen. Um die Baudrate der UART möglichst genau einstellen zu können, wird ein Quarz mit 7.3728MHz verwendet.

Die Kommunikation mit dem PC erfolgt über USB mit Hilfe eines FTDI-Chips. Dieser ist über CMOS-Optokoppler galvanisch getrennt, um Störungen, die vom PC ausgehen, nicht in die empfindliche analoge Elektronik einzukoppeln. Außerdem ermöglichen diese gleichzeitig die Pegelumsetzung von 5V auf der USB-Seite auf die 3.3V auf der Mikrocontrollerseite. Auf der USB-Seite wurde auch eine Stiftleiste vorgesehen, über die die Signale RxD und TxD sowie die Versorgungsleitungen geführt sind, um evt. einen mächtigeren Controller zwischenschalten zu können. Die Signalverarbeitung läuft derzeit aus Rechenleistungsgründen noch auf dem PC. Mit Hilfe eines schnellen Mikrocontrollers könnten die Messdaten jedoch evt. auch direkt auf der Hardware verarbeitet werden. Will man diese Option nicht verwenden, so kann man die Signale über vier einzelne Jumper einfach weiterschleifen.

Die SPI-Schnittstelle wird einerseits für den 31-Bit ADC verwendet, andererseits auch für die Schnittstelle der In-System-Programmierung. Mit einem 3-fach Jumper kann zwischen beide Betriebsarten umgesteckt werden. Das Programmiergerät (usbProg von embedded-projects.net) läuft mit 5V. Daher wurden Spannungsteiler in den Signalleitungen vorgesehen. In einigen Eingangsleitungen wurde ein 3.3k Ω Widerstand in Serie geschaltet, damit evt. falsch programmierte Pins nicht zu einem Defekt führen.

Der INT0 Eingang wird nur für den Bootloader verwendet, der über einen Taster aktiviert werden kann. Derzeit läuft jedoch noch kein Bootloader auf dem Board, könnte jedoch jederzeit nachgerüstet werden. Das würde das lästige hin und her stecken zwischen SPI und ISP beim Programmieren überflüssig machen. Die Data-Ready-Leitung vom 31-Bit-ADC geht auf den INT1-Eingang, um eine zeitäquidistante Messung zu ermöglichen. Der 24-Bit-ADC wird nur gepollt. Die I2C-Schnittstelle steuert einen Multiplex-IC auf dem ADC-Eval-Board an, um wirklich alle Leitungen des 31-Bit-ADCs setzen zu können. Diese wurde bisher jedoch noch nicht in Betrieb genommen.

Über vier Leitungen können die vier Relais für die Temperaturmessung angesteuert werden. Der Reset-Eingang wird grundsätzlich mit einem internen Pull-Up schon auf VDD gehalten. Um die Schaltung jedoch robuster zu machen, wird laut Empfehlung ein externer 4.7k Ω Widerstand als Pull-Up verwendet.

7.1.4 Spannungsversorgung

Die Spannungsversorgung ist über zwei separate Netztransformatoren in Digitalteil und Analogteil getrennt. Netzfilter, Transformatoren, Gleichrichter und Glättungskondensatoren befinden sich auf einer eigenen Platine, um

beim Hantieren an der Elektronik vor der gefährlichen Netzspannung geschützt zu sein. Die verschiedenen Spannungsregler befinden sich jedoch direkt auf der Hauptplatine.

Für den Digitalteil übernimmt ein LM317 die Spannungsregelung mit 3.3V. Der Spulenstrom für die Relais wird ebenfalls über einen LM317 bereit gestellt, dieser funktioniert jedoch als Konstantstromquelle mit ca. 35mA. Das hat den Sinn, dass, wenn die Software versehentlich mehrere Relais gleichzeitig ansteuert, die Spannungsversorgung für den Digitalteil nicht zusammenbrechen kann. Dies hat sich bei der Inbetriebnahme bereits bewährt. Außerdem sind die verwendeten Relais für 5V und würden ohnehin nicht zu der 3.3V Versorgung passen.

Für den Analogteil werden 3 symmetrische Spannungen ($\pm 2.5V$, $\pm 5V$ und $\pm 10V$) bereit gestellt. Als Spannungsregler wurden Ultra-Low-Noise-Typen verwendet. Jeder der 6 Regler muss laut Datenblatt mit $10\mu F$ X7R Keramik Kondensatoren am Eingang und am Ausgang gestützt werden. Zwei weitere 10nF KerKos dienen zur weiteren Rauschreduktion.

Alle 8 Versorgungsleitungen können über Jumper aufgetrennt werden. Dies ist für die Inbetriebnahme besonders wichtig und hat sich auch bewährt!

7.2 Layout

Wie oben beschrieben, wurde die Schaltung auf zwei Platinen aufgeteilt. Auf der Hauptplatine wurden Digitalteil und Analogteil so gut wie möglich getrennt gehalten. Die analoge und digitale Masse werden nur bei einem Sternpunkt, nämlich auf dem 31-Bit-ADC Eval-Board, verbunden. Wir haben uns mit Absicht gegen eine Massefläche entschieden, um genau zu wissen, wo der Strom fließt.

7.3 Änderungen

Bei der Inbetriebnahme mussten noch ein paar Fehler in der Schaltung ausgebessert werden.

- LM317 Pinbelegung
Der Footprint für die beiden LM317 wurde direkt aus der KiCad-Bibliothek verwendet. Bei der Inbetriebnahme stellte sich jedoch heraus, dass die Pinbelegung falsch war! Wären die Versorgungsleitungen nicht durch die Jumper aufgetrennt gewesen, hätte das vermutlich zur Zerstörung fast aller Digitaler Schaltkreise geführt.
- MISO und MOSI beim 31-Bit-ADC
Die beiden Leitungen wurden im Schaltplan leider versehentlich verkehrt herum an den Mikrocontroller angeschlossen.
- Durchkontaktierungsfehler
Manche Durchkontaktierungen hatten leider einen schlechten Kontakt. Es wurden daher anschließend alle noch zugänglichen Vias verlötet.
- Photo-Verstärker OP
Der Photo-Verstärker OP war leider aus unbekanntem Grund defekt. Der Ausgang lieferte immer negative Spannungsversorgung (ca. $-2.5V$). Er wurde durch einen Vorhandenen MAX4236 ersetzt. Dieser ist nicht ganz so präzise wie der ADA4528-1, und sollte noch durch diesen ersetzt werden.

7.4 Verbesserungsmöglichkeiten

- Massensternpunkt
Der Massensternpunkt, wo Digitalmasse und Analogmasse zusammengeschlossen sind, ist derzeit auf dem Eval-Board selbst. Ist dieses nicht eingesteckt, und die Elektronik wird eingeschaltet, so besteht keine Verbindung zwischen den beiden. Das ist vermutlich ungünstig, und kann durch eine Brücke direkt an der Versorgungs-Stiftleiste des ADC-Boards ausgebessert werden.
- Quad-OP des Positionsreglers
Es wurde ein Low-Cost OP, der LM324, für den Positionsregler verwendet. Der Grund dafür war, dass wir meinten, Driften werden sowieso durch den I-Anteil ausgeglichen. Das Ausgangsrauschen jedoch macht sich direkt im Messsignal bemerkbar und könnte durch einen Präzisions-Quad-OP (z.B. OP484) verbessert werden. Evt. ist sogar das Unterbringen der 3 OPs in einem gemeinsamen Chip kontraproduktiv. Der Treibende

OP setzt nämlich nennenswerte Verlustleistung um, die bei den beiden OPs für den PI-Regler wieder für Driften sorgt.

- Photo-Verstärker-OP
Dieser OP sollte so wenig wie möglich rauschen und driften und sollte daher wieder mit einem ADA4528-1 bestückt werden.
- Anti-Aliasing-Filter
Dieses Filter wurde mit einer Grenzfrequenz von 140Hz evt. etwas zu großzügig gewählt. Laut ADS1281-Datenblatt sollte das Filter bereits bei 4kHz eine entsprechende Dämpfung haben. Dieses Filter jedoch hat hier erst -46dB und fällt hier mit -60dB/Dek. . Beim Filterentwurf wurde darauf geachtet, dass das Filter bei der halben Delta-Sigma-Abtastfrequenz von $2\text{MHz}/2 = 1\text{MHz}$ eine Dämpfung von min. 146dB hat. Das entspricht nämlich dem Signal-Rauschabstand, der für 20Mio Auflösungsschritte notwendig ist. Diese Dämpfung sollte evt. schon bei 4kHz erreicht sein.

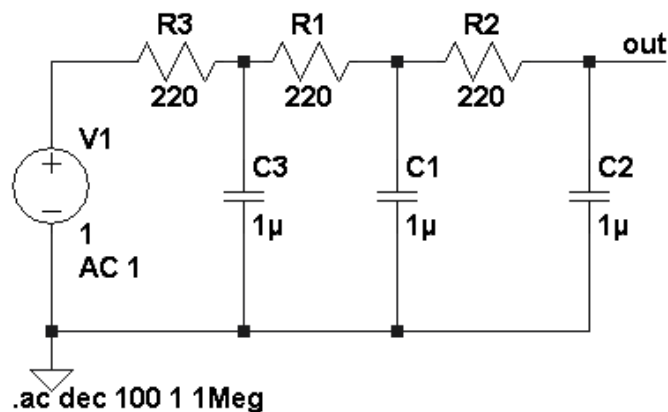


Abbildung 15: Anti-Aliasing-Filter Schaltung

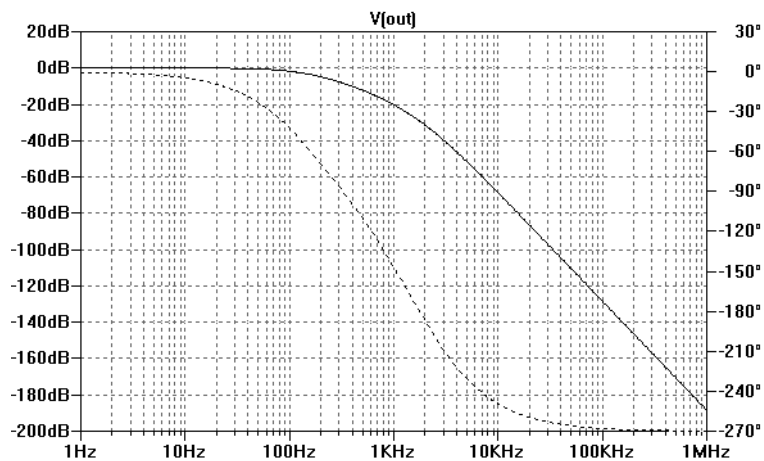
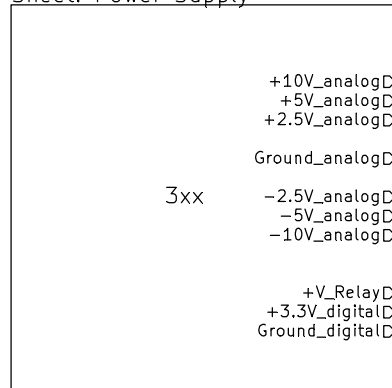


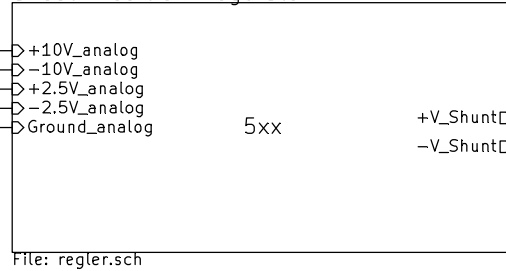
Abbildung 16: Anti-Aliasing-Filter Bodediagramm

EFC Based Precision-Weighing-Scale (Range: 0-200g; Resolution: 10ug)

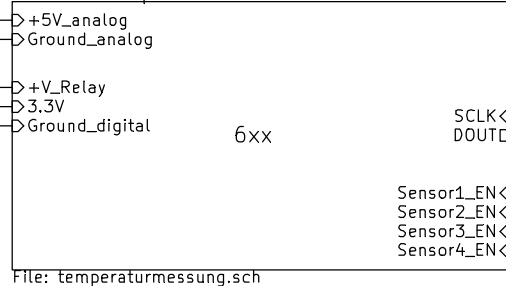
Sheet: Power Supply



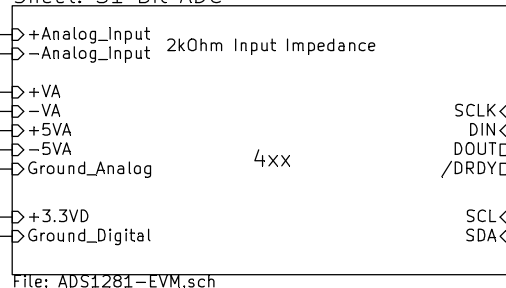
Sheet: Position Regulator



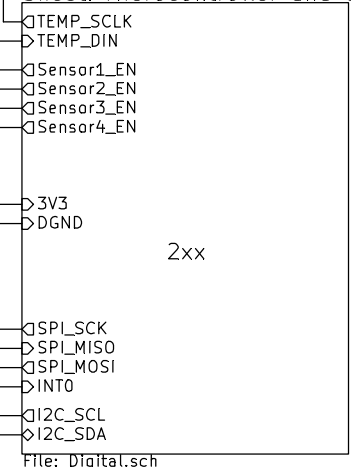
Sheet: Temperature Measurement



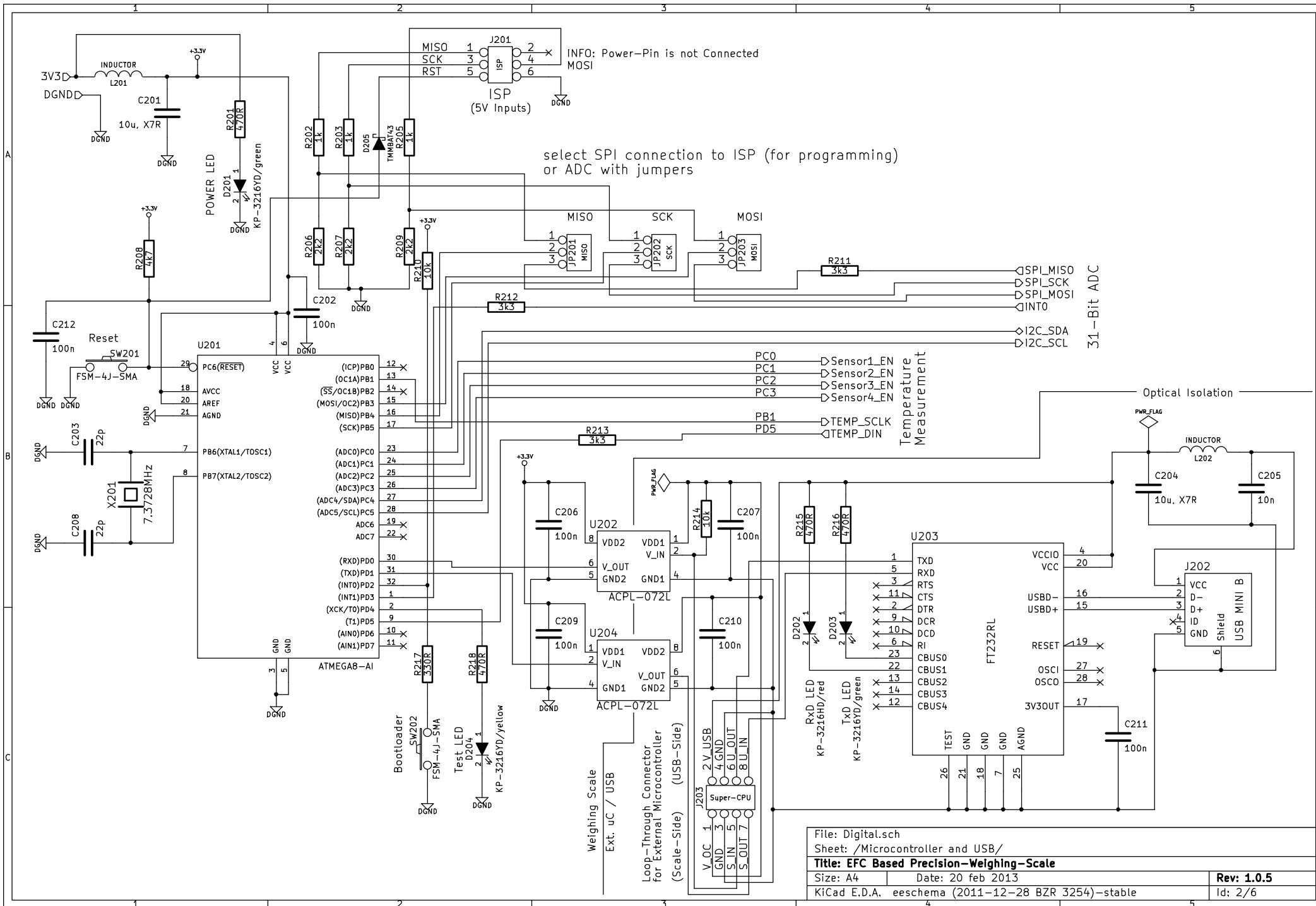
Sheet: 31 Bit ADC



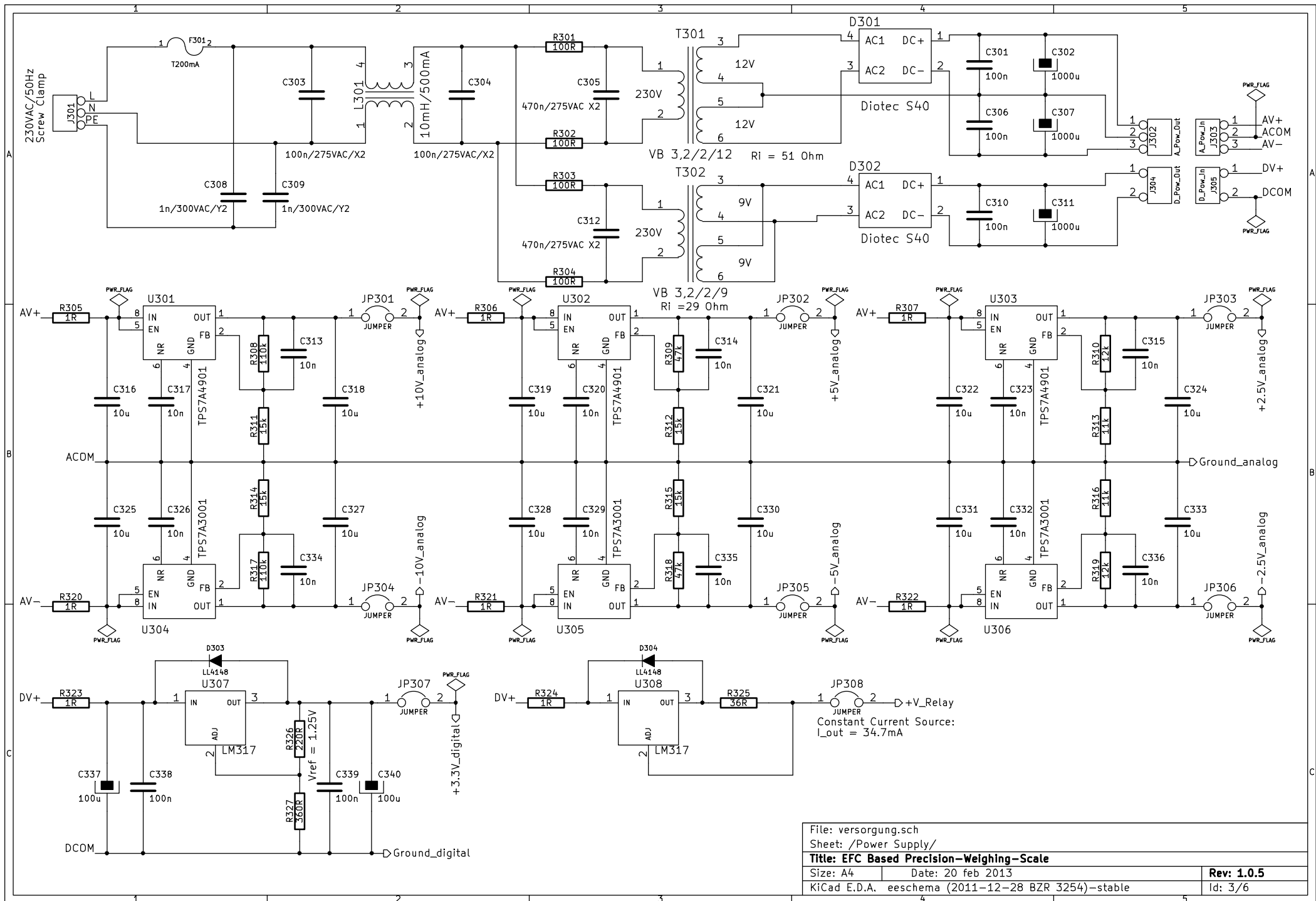
Sheet: Microcontroller and USB



EMT - JKU Linz		
Birgit Pühringer, Friedrich Feichtinger, Karl Zeilhofer		
File: emk_waage.sch		
Sheet: /		
Title: EFC Based Precision-Weighing-Scale		
Size: A4	Date: 20 feb 2013	Rev: 1.0.5
KiCad E.D.A. eeschema (2011-12-28 BZR 3254)-stable		Id: 1/6

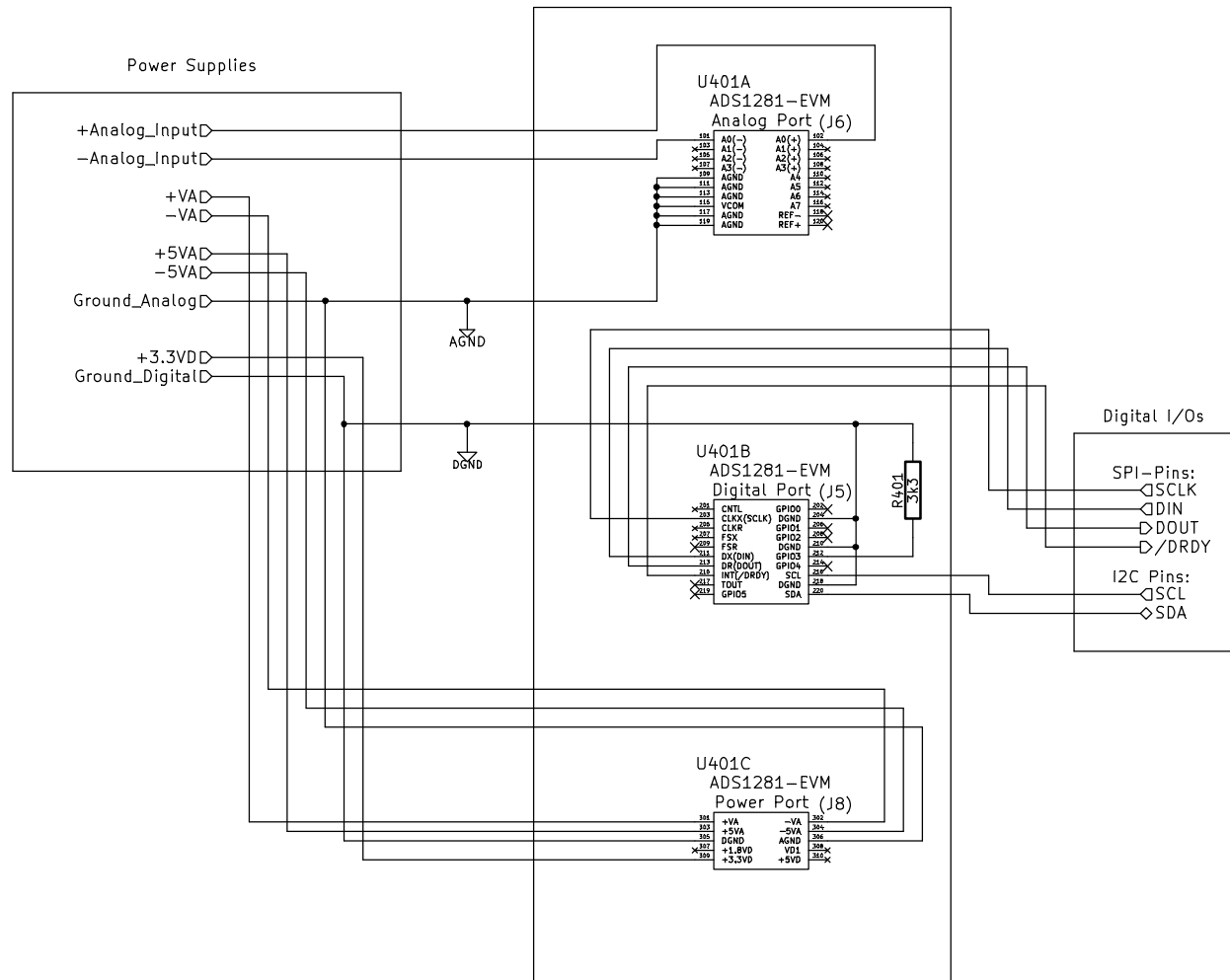


File: Digital.sch
 Sheet: /Microcontroller and USB/
Title: EFC Based Precision-Weighing-Scale
 Size: A4 Date: 20 feb 2013
 KiCad E.D.A. eeschema (2011-12-28 BZR 3254)-stable
 Rev: 1.0.5
 Id: 2/6

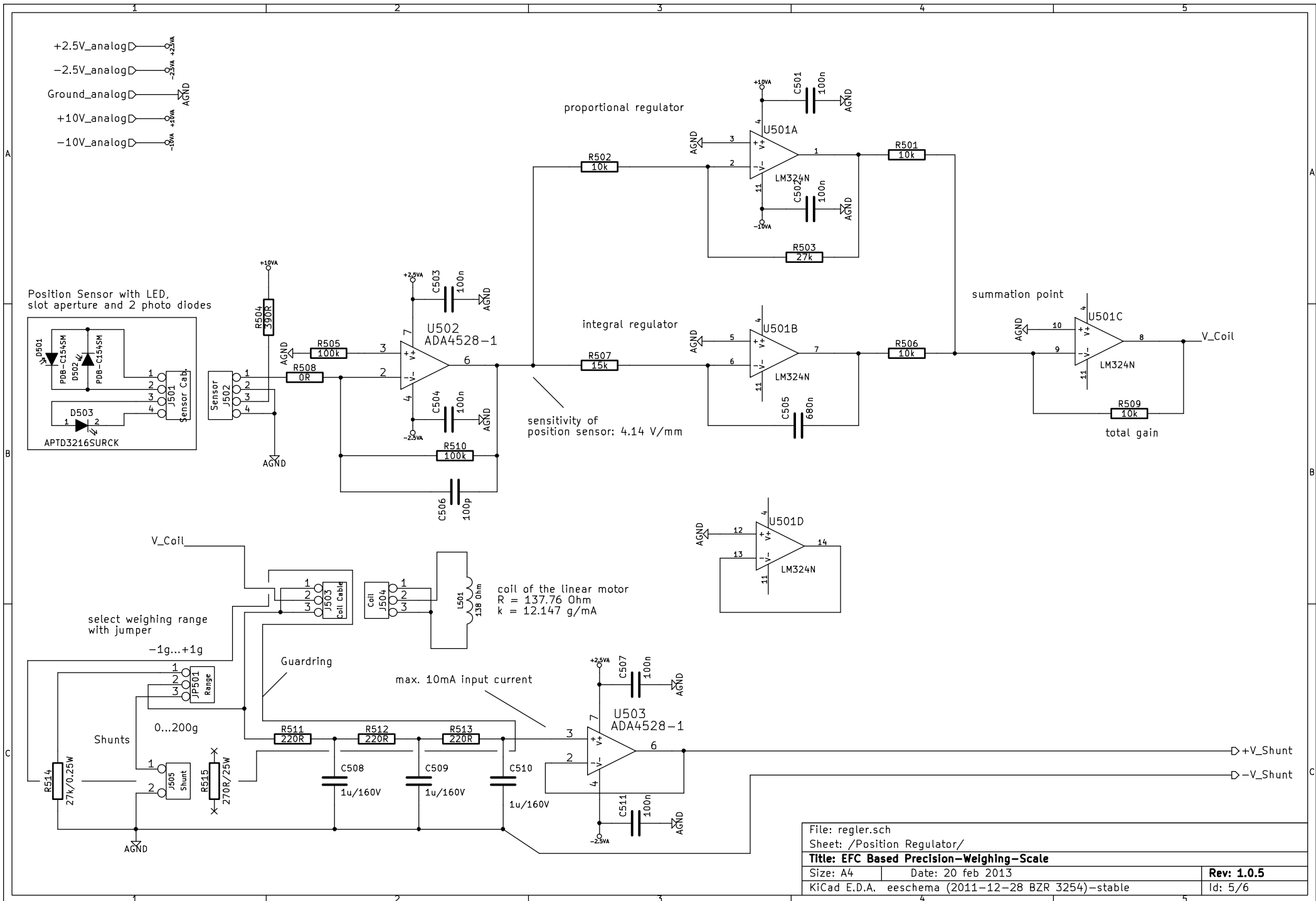


File: versorgung.sch		
Sheet: /Power Supply/		
Title: EFC Based Precision-Weighing-Scale		
Size: A4	Date: 20 feb 2013	Rev: 1.0.5
KiCad E.D.A. eeschema (2011-12-28 BZR 3254)-stable		Id: 3/6

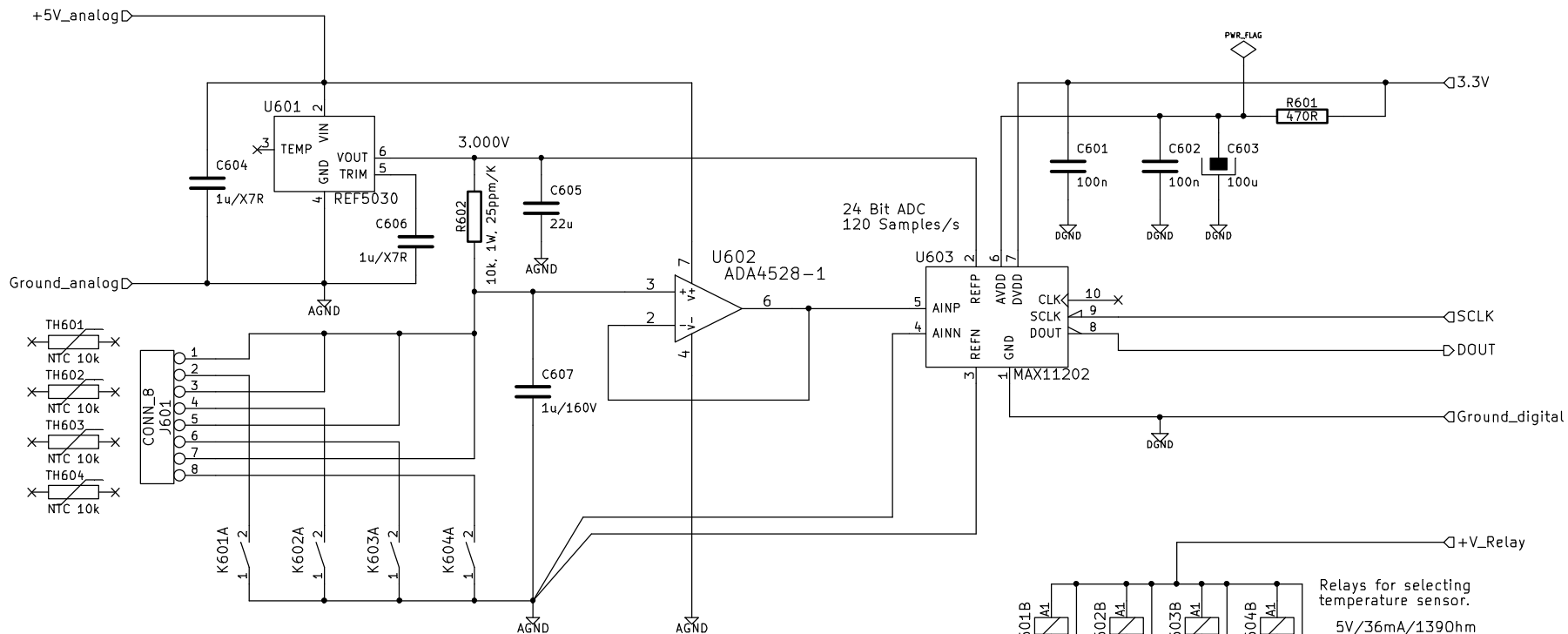
Pin Headers of the Eval-Board ADS1281-EVM from Texas Instruments



File: ADS1281-EVM.sch	
Sheet: /31 Bit ADC/	
Title: EFC Based Precision-Weighing-Scale	
Size: A4	Date: 20 feb 2013
KiCad E.D.A.	eeschema (2011-12-28 BZR 3254)-stable
Rev: 1.0.5	
Id: 4/6	

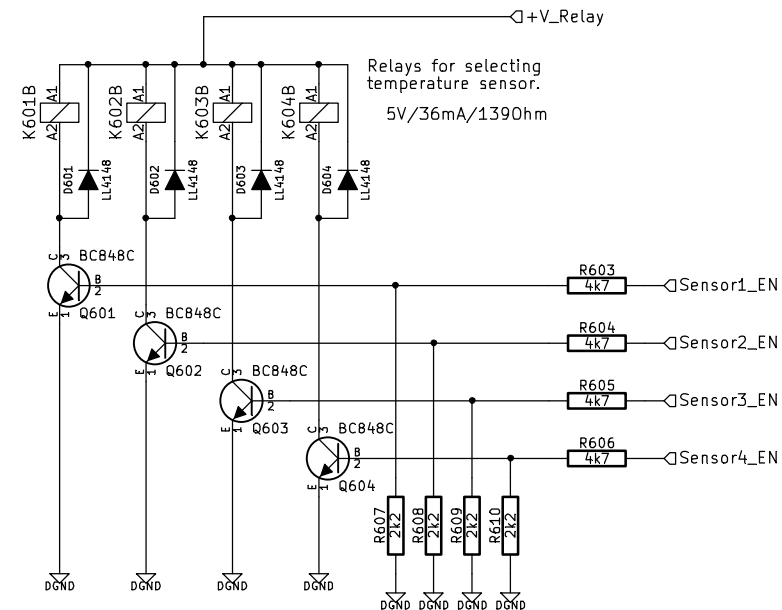


File: regler.sch		Sheet: /Position Regulator/	
Title: EFC Based Precision-Weighing-Scale			
Size: A4	Date: 20 feb 2013	Rev: 1.0.5	
KiCad E.D.A. eeschema (2011-12-28 BZR 3254)-stable			Id: 5/6



The 4 thermistors are switched on time-multiplexed for only 100ms each for measuring the resistance. This short time is needed, to keep the self-heating under 1mK. The measurement period has to be 3.3s or greater.

Recommended Sensors:
 RS-Components #: 706-2787 (very stable; <2% per year)
 Digi-Key #: BC2389-ND (M4 aluminum housing)



File: temperaturmessung.sch	
Sheet: /Temperature Measurement/	
Title: EFC Based Precision-Weighing-Scale	
Size: A4	Date: 20 feb 2013
KiCad E.D.A. eeschema (2011-12-28 BZR 3254)-stable	Rev: 1.0.5
	Id: 6/6

8 Platinenfertigung

Um die anfallenden Kosten zu beschränken (die elektronischen Bauteile kosten bereits sehr viel) haben wir uns entschlossen die Platinen selbst zu fertigen. Die komplette Schaltung unterteilt sich in 2 Platinen:

- Netzteil mit Netzfilter, Trafos, Gleichrichter und Puffer-ELKOs
- Hauptplatine mit Spannungsreglern, Analog und Digitalteil

8.1 Netzteilplatine

Die Netzteilplatine ist eine einseitige Platine mit relativ geringen Qualitätsansprüchen. Das Layout wird mit einem Laserdrucker auf transparente Folie gedruckt, auf die Platine belichtet, entwickelt und mit Natriumpersulfat geätzt. Das Bohren erfolgt händisch.

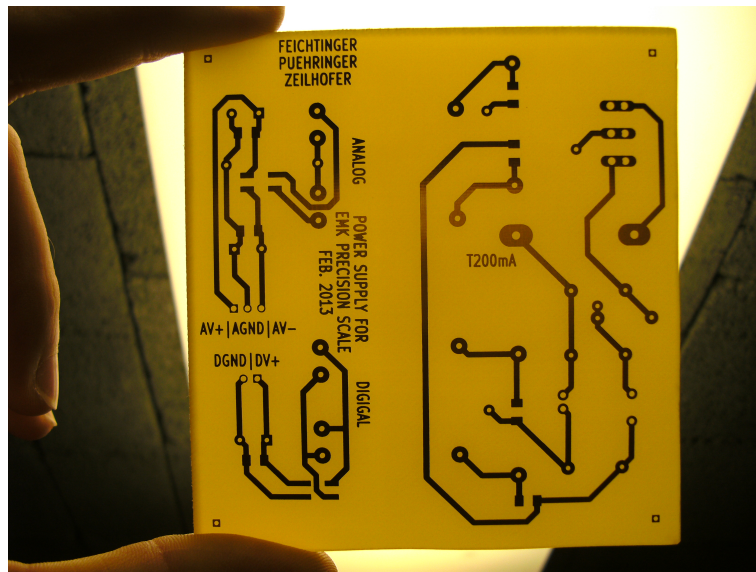


Abbildung 17: Netzteilplatine geätzt

Anschließend wird die Platine händisch bestückt.

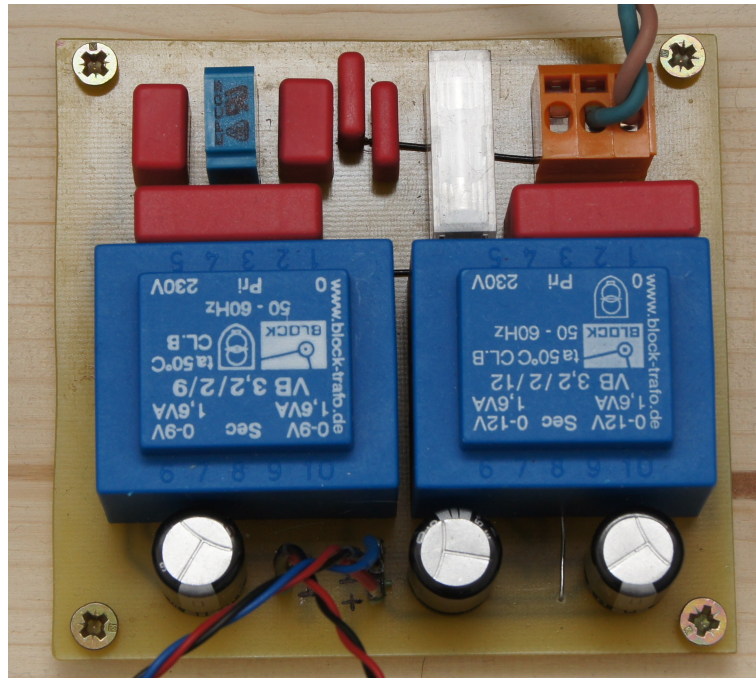


Abbildung 18: Netzteilplatine fertig bestückt

8.2 Hauptplatine

Die Hauptplatine ist doppelseitig und verfügt über feinere Strukturen (zb. uSOP10-Gehäuse mit $250\mu\text{m}$ Pad-Breite). Daher muss bei der Herstellung dieser Platine etwas sorgfältiger vorgegangen werden. Die Designrules wurden so gewählt, dass der minimale Leiterbahnabstand von 0.25mm nie unterschritten wurde. Die kleinsten Strukturen wurden auf $150\mu\text{m}$ beschränkt.

8.2.1 CAM

Um die Fräsbahnen aus dem KiCad-Layout berechnen zu können, wurde eine Software Namens „CopperField“ geschrieben. Diese liest die aus KiCad exportierten Gerber- und Drill-Dateien ein, und berechnet daraus den Maschinencode (G-Code) für die Fräse. Dazu werden die Vektorgrafikdaten zuerst zu elektrischen Netzen zusammengefasst, und anschließend netzweise in eine Pixelgrafik gerendert. Dort werden die Strukturen mit einer Dilate-Operation um den Fräserradius vergrößert. Dann erfolgt die Fräsbahnberechnung an den Randpixeln. Texte werden dabei nicht isolationsgefräst, sondern direkt auf der Mittellinie.

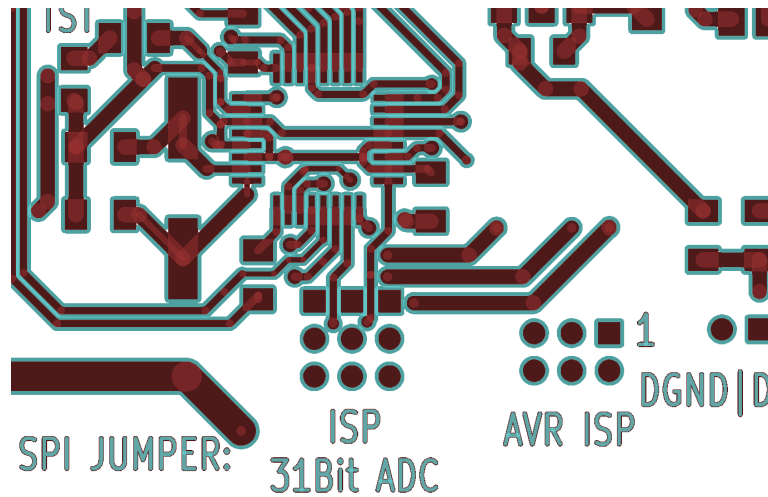


Abbildung 19: Aus einer Gerber-Datei berechnete Fräsbahnen

8.2.2 fehlgeschlagene Versuche mit Isolationsfräsen

Diese Variante erfordert (wenn sie funktioniert) den geringsten Aufwand an manueller Arbeit. Ein konischer Fräser taucht dabei gerade soweit in die Platine ein, dass die Kupferschicht durchtrennt wird und somit isolierte Kupferinseln entstehen. Das Bohren kann mit der gleichen Maschine erfolgen, so dass die richtige Position der Bohrlöcher automatisch gegeben ist.

Um mit diesem Verfahren auch feinste Strukturen herstellen zu können ist es erforderlich die Eindringtiefe des Fräasers möglichst konstant zu halten. Dringt der Fräser zu weit ein so wird die Frässpur zu breit und dünne Leiterbahnen verschwinden. Eine zu geringe Frästiefe wiederum bewirkt, dass die Kupferflächen nicht ganz durchtrennt werden.

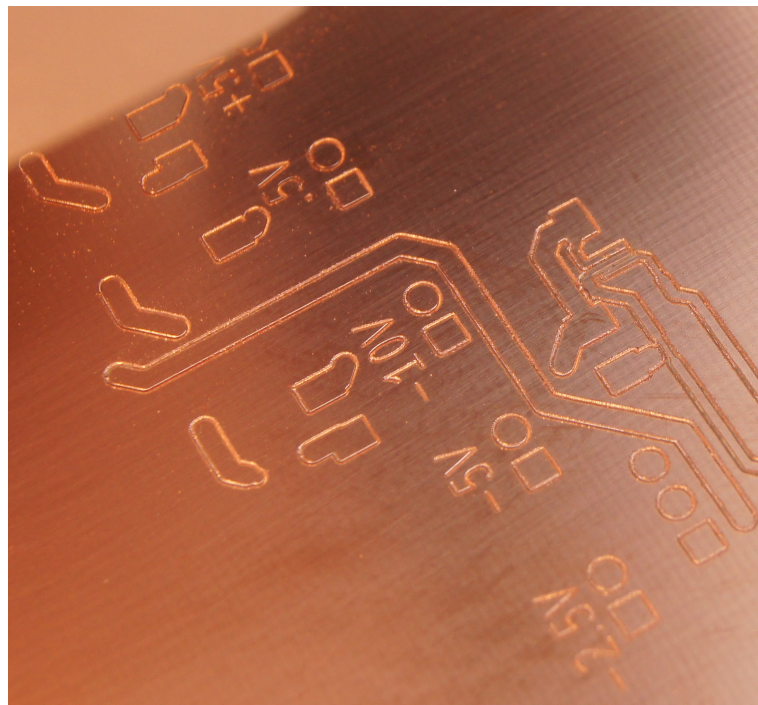


Abbildung 20: nicht ganz durchgefräste Platine

Da jedoch die Höhe der Platine auf ihrer gesamten Größe um etwa 0.2mm schwankt ist eine Kompensation

dieses Fehlers unbedingt erforderlich. Dazu wird das Platinenmaterial zunächst rasterförmig abgetastet (der Fräser stellt einen elektrischen Kontakt mit der Platinenoberfläche her) und ein Höhenprofil erstellt. Dieses Höhenprofil dient später zur Korrektur der Fräsbahn. Aufgrund eines Softwarebugs erfolgte diese Korrektur aber nicht so wie sie sollte, was zu Abweichungen in der Eindringtiefe führte.

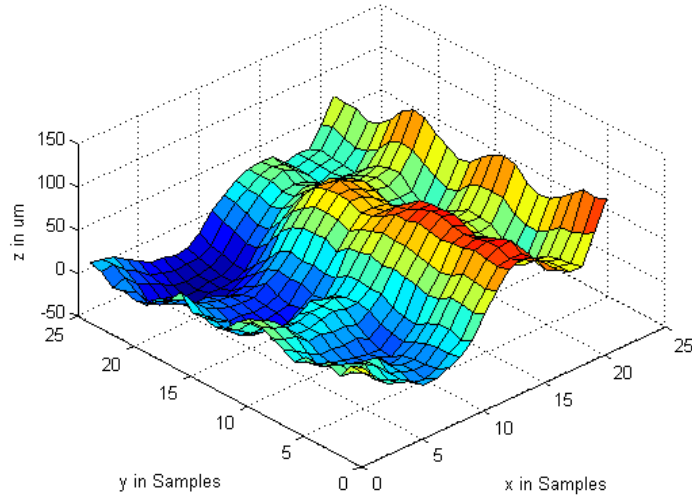


Abbildung 21: gemessenes Höhenprofil der Platine mit Rasterabstand von ca. 6.5mm

Das Problem, die Eintauchtiefe konstant zu halten ist weit aus schwieriger, als vermutet. Das liegt an vielen Faktoren, die erst nach und nach sichtbar werden. Die verwendete Portalfräse ist nicht so steif wie man es sich wünschen würde. Auch die eingespannte Platine ist immer noch relativ nachgiebig. Das erstellte Höhenprofil wird quasi kraftlos gemessen, aber der Fräser benötigt jedoch eine gewisse Kraft einerseits einzudringen, und andererseits auf dieser Tiefe zu bleiben. Da die Kupferschicht $35\mu\text{m}$ dick ist, wäre eine Eindringtiefe von ca. $50\mu\text{m}$ wünschenswert gewesen. Doch das Zustellen dieser Tiefe brachte den Fräser nicht dazu, das Kupfer zu durchdringen. Es waren Werte zwischen 130 und $150\mu\text{m}$ notwendig. Dies zeigt die Nachgiebigkeit der Maschine bzw. der Platine. Das Umkehrspiel der z -Achse ist vernachlässigbar klein. Leider konnte keine konstante Qualität über die gesamte Größe der Platine (ca. $125\text{mm} \times 150\text{mm}$) erreicht werden, weil vermutlich die Federsteifigkeiten zu stark variierten.

8.2.3 Ätzen und anschließendes Bohren

Um nun doch eine funktionierende Platine zu bekommen musste ein anderes Verfahren angewendet werden. Dazu wird die Platine zunächst doppelseitig geätzt und anschließend mit der Platinenfräse gebohrt. Da die Platine ca. 300 Bohrungen besitzt, davon ca. die Hälfte mit einem Durchmesser von 0.3mm , kommt ein händisches Bohren nicht mehr in Frage. Es wurde daher wieder auf die CNC-Fräse zurückgegriffen. Da jedoch das Platinenlayout beim Ausdrucken durch den Laserdrucker ein wenig verzerrt wird, reicht es nicht aus die Löcher an der vorgesehenen Stelle zu bohren, die Position der Bohrlöcher muss also an die geätzte Platine angepasst werden. Dafür wird eine bilineare Abbildung verwendet:

$$x' = k_1x + k_2y + k_3xy + k_4$$

$$y' = k_5x + k_6y + k_7xy + k_8$$

x und y stellen die alten Koordinaten dar, x' und y' die neuen. Durch Anfahren von 4 Referenzpunkten (an den Ecken der Platine) können die Faktoren k_1 bis k_8 mit einem linearen Gleichungssystem leicht gefunden werden. Die Koordinaten der Bohrungen können dann einfach durch Einsetzen in die Gleichungen transformiert werden.

8.3 Durchkontaktieren und Bestücken

Die Platine besitzt ca. 150 Durchkontaktierungen. Dafür wird versilberter Kupferdraht mit 0.3mm in die vorgesehenen Löcher mit dem gleichen Durchmesser eingefädelt und dort mit Amboss, Durchschlag und Hammer beidseitig

vernietet. Wie sich herausstellte sind diese Nietverbindungen allerdings nicht zu 100% zuverlässig. Daher wurden nach dem Bestücken alle noch zugänglichen Nieten sicherheitshalber verlötet.

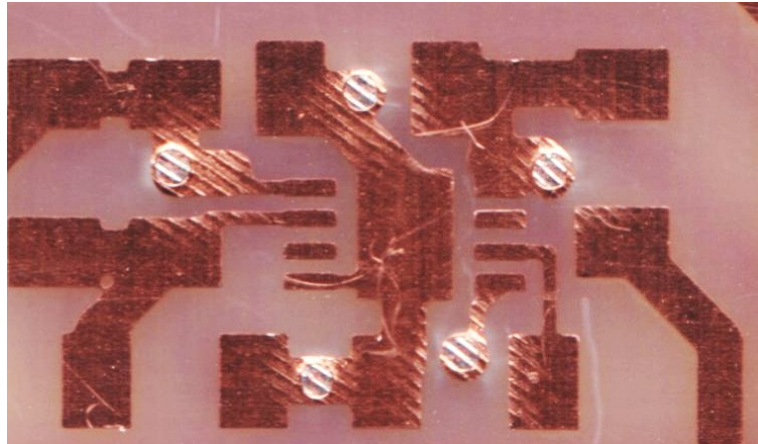


Abbildung 22: vernietete Durchkontaktierungen (Größenvergleich: Chip hat 0.5mm Pitch) – die Riffelungen sind Abdrücke vom Amboss

Das Bestücken erfolgt wiederum händisch was bei ca. 200 Bauteilen einige Zeit in Anspruch nimmt. Bei den Bauteilen mit nur 0.5mm Pitch (von Pinmitte zu Pinmitte) werden die Löt pads mit normalem Lötzinn benetzt, dann mit Flussmittel beschichtet und dann der platzierte Chip mit einem HeißluftlötKolben bei 330 Grad verlötet. Mit einem Monokel wird die optische Qualitätssicherung durchgeführt.

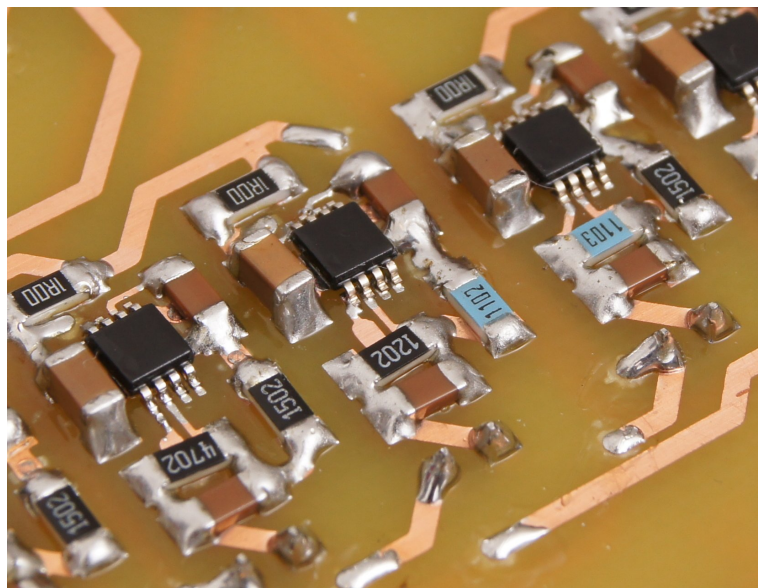


Abbildung 23: Mit Heißluft verlötete SDM-Chips

Wegen den oben erwähnten Schaltungs- und Hardwarefehlern mussten noch kleinere Ausbesserungen vorgenommen werden. Nach dem Bestücken der Platine wird diese mit Isopropanol gereinigt und anschließend mit Plastiklack lackiert. Dies verhindert einerseits Oxidation und andererseits eine Beeinflussung des Oberflächenwiderstandes durch Verschmutzung, Luftfeuchtigkeit, etc.

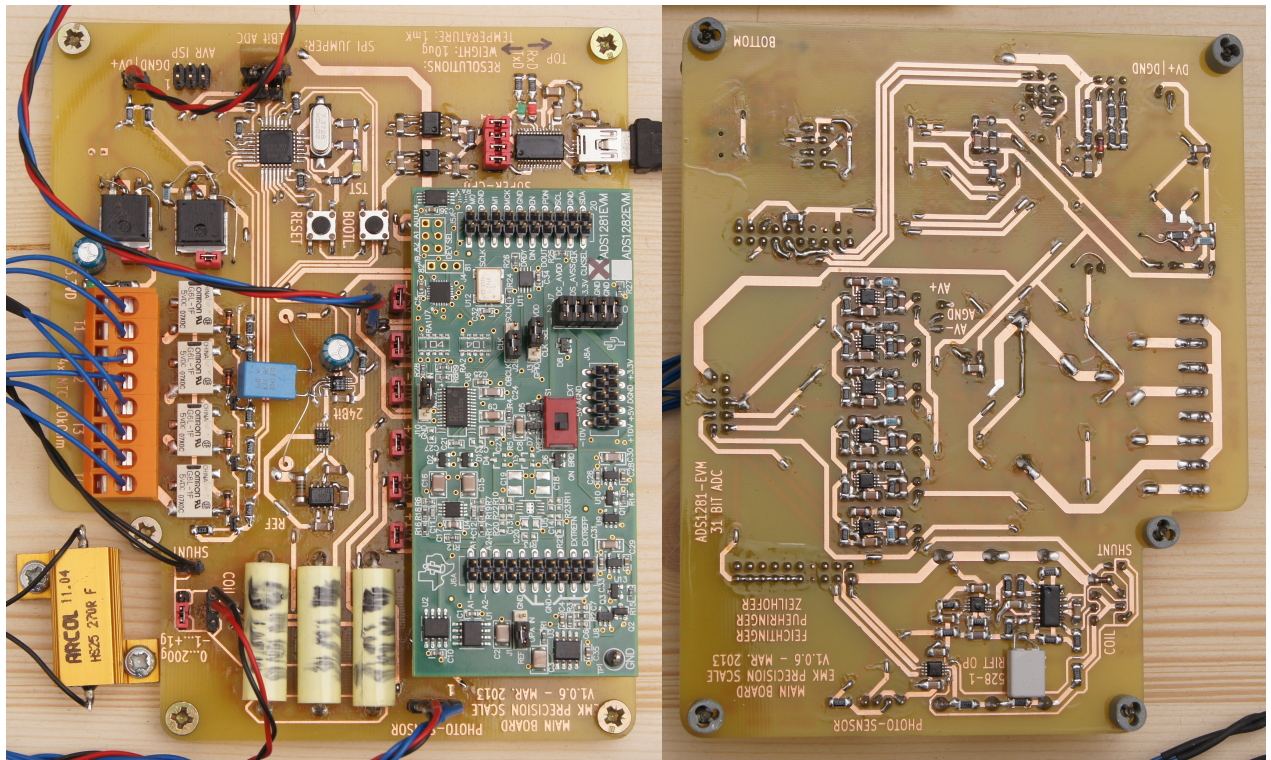


Abbildung 24: Ober- und Unterseite der fertigen Hauptplatte

9 Downsampling

Um das Rauschen weiter zu reduzieren und damit die Auflösung zu erhöhen, wird ein Downsampling der erhaltenen Messwerte durchgeführt. Dies geschieht in mehreren Stufen, in denen die Abtastrate jeweils halbiert wird.

9.1 Tiefpassfilter

Vor der Reduktion der Abtastrate auf die Hälfte muss man die Messwerte noch mit einem Tiefpassfilter filtern, um Anti-Aliasingeffekte zu vermeiden. Dazu wurde ein IIR Chebycheff Tiefpassfilter 8. Ordnung mit einer Stopbanddämpfung von 150 dB und einer Grenzfrequenz bei der halben Abtastfrequenz entworfen. Die gewählte Struktur sind Biquads in der Direktform II. Der Frequenzgang und die Sprungantwort des entworfenen Filters sind in Abbildung 25 bzw. 26 dargestellt.

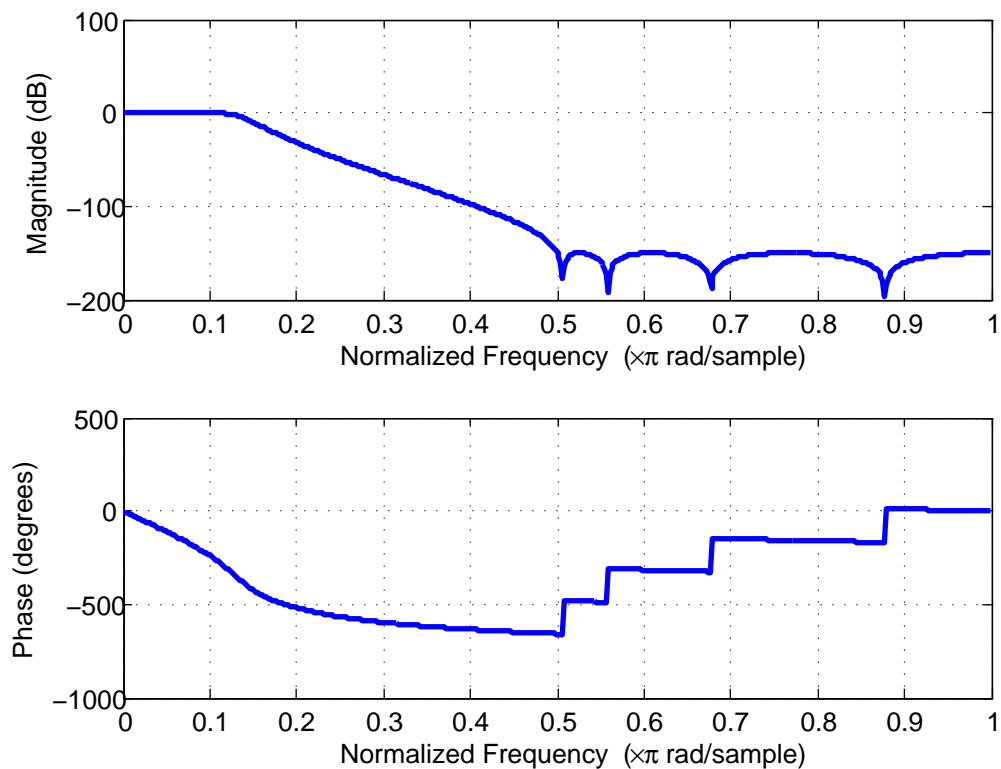


Abbildung 25: Normierter Frequenzgang eines Filterblocks

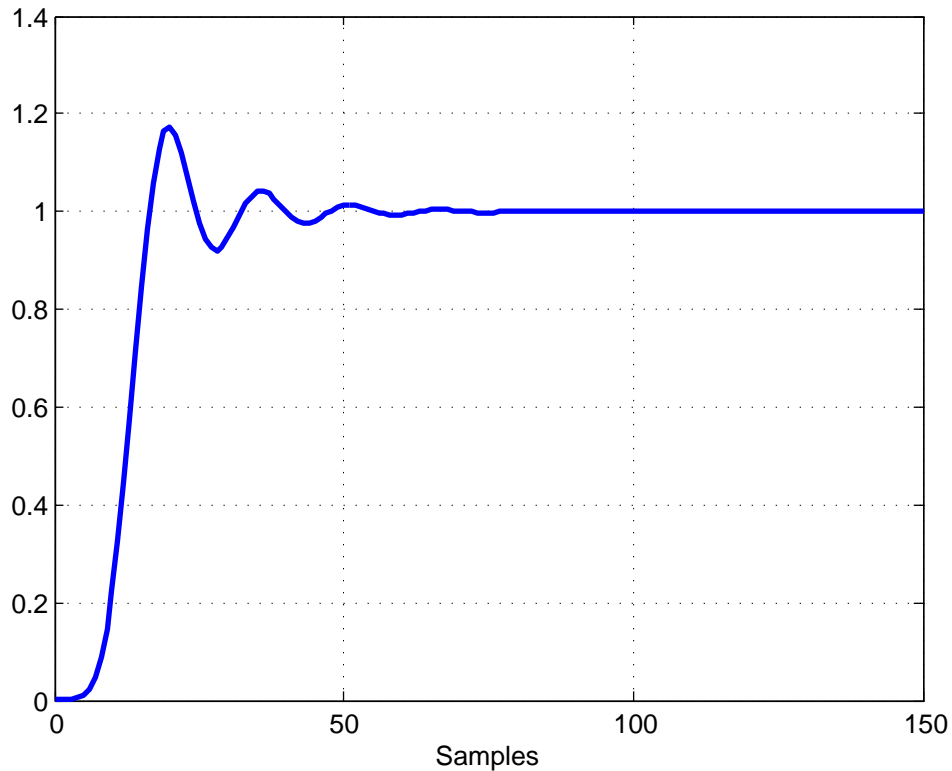


Abbildung 26: Sprungantwort eines Filterblocks

9.2 Implementierung in C++

Die eingelesenen Abtastwerte werden über den Mikrocontroller über die serielle Schnittstelle an den PC gesendet, wo auch die Filterung und das Downsampling durchgeführt wird. Die Implementierung einer Filterstufe erfolgt als Objekt, in dem die Filterkoeffizienten und die Zustände gespeichert sind. Von diesem Objekt erzeugt man je nach der gewünschten Abtastratenreduktion die entsprechende Anzahl an Instanzen, die durch Signale aneinander gekoppelt sind. Die empfangenen Abtastwerte sind der Eingang der ersten Instanz, die nach der Filterung von jedem zweiten Eingangswert ein Signal an die nächste Filterstufe schickt. Diese nimmt immer wenn das Signal auftritt den aktuellen Ausgangswert ihrer vorgeschalteten Stufe als Eingang. Jede Filterstufe halbiert somit die Abtastrate.

10 GUI

Die Steuerung der Messdatenerfassung erfolgt mittels einer Benutzeroberfläche, die das Bild 27 zeigt. Diese ist in Qt programmiert, das eine Klassenbibliothek für C++ ist, die speziell der Gestaltung von graphischen Benutzeroberflächen dient.

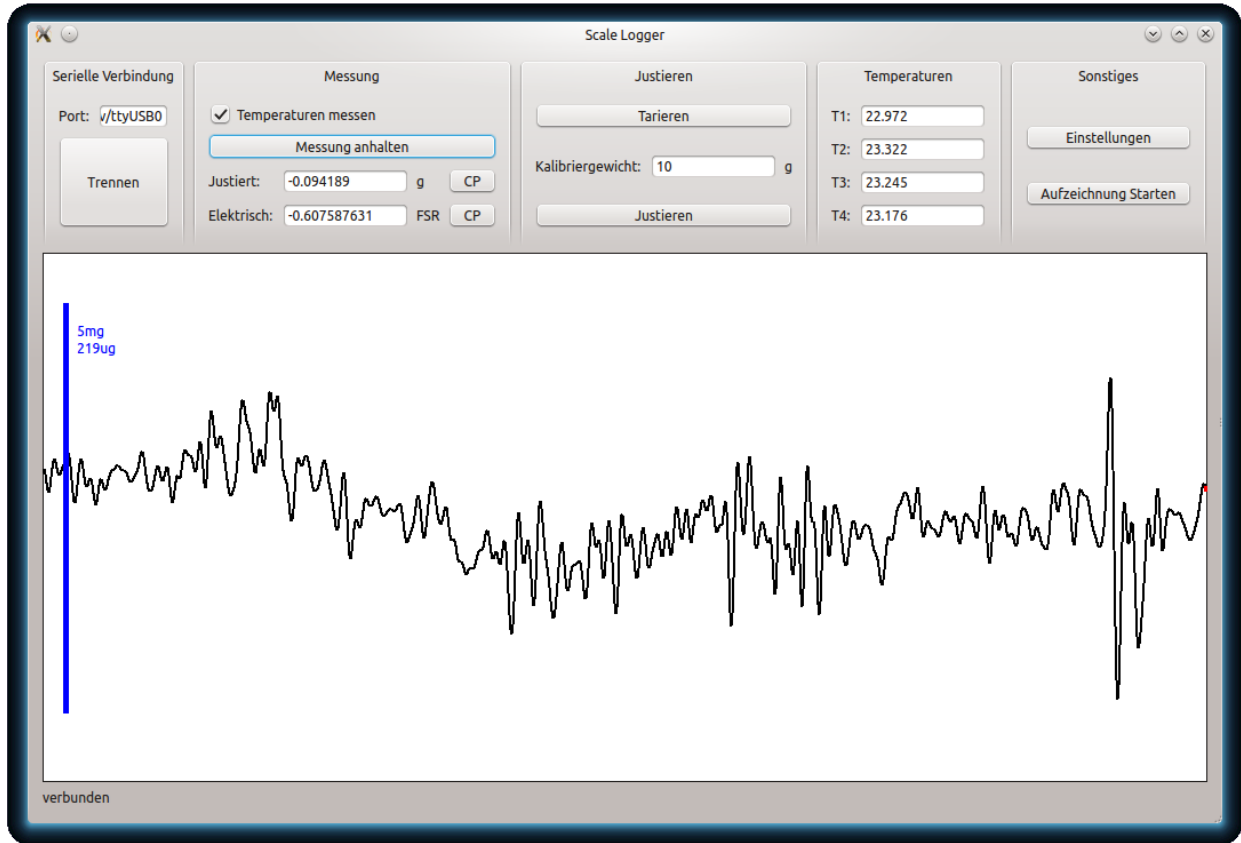


Abbildung 27: Graphische Benutzeroberfläche

Im Folgenden wird kurz auf die wichtigsten Bedienelemente eingegangen:

Serielle Verbindung: Zum Herstellen der seriellen Verbindung muss der Name des Ports, an dem der Mikrocontroller hängt, in das Textfeld eingetragen werden. Zum Herstellen bzw. Trennen der Verbindung drückt man den Button.

Messung: Hier kann man, bevor die Messung gestartet wird, anwählen, ob die Messwerte der Temperatursensoren ebenfalls erfasst werden sollen. Die Messung selbst startet nach Klick auf den Button. Dieser ist jedoch nur aktiv, wenn bereits eine serielle Verbindung zum Mikrocontroller besteht. Die beiden Textfelder zeigen den aktuellen, gefilterten Messwert in Gramm bzw. als relativen Anteil von \pm FSR des ADCs.

Justieren: Hier kann der Nullpunkt der Waage durch Klick auf den entsprechenden Button 'Tariieren' festgelegt werden. Zum Justieren gibt man die Masse des Kalibriergewichts ein und drückt, nachdem man es auf der Waage platziert hat und das Signal eingeschwungen ist, auf den Button 'Justieren'.

Anzeige der gemessenen Temperaturen: Wurde im Bereich Messung die Option angewählt, dass die Messwerte der Temperatursensoren ebenfalls erfasst werden sollen, sind in diesem Bereich die von den vier Sensoren gemessenen Temperaturen dargestellt.

Sonstiges: Bei Klick auf dem Button 'Einstellungen' kann man auswählen, ob und welche Werte mitgespeichert werden sollen. Zur Auswahl stehen:

- Die von der seriellen Schnittstelle empfangenen Daten
- Die aus jeweils 4 Byte zusammengesetzten Messwerte vom ADS 1281 vor der Filterung
- Die Messwerte nach Filterung und Abstratenreduktion
- Die auf Gramm umgerechneten gefilterten Werte

Die Aufzeichnung startet bei Drücken des Buttons 'Aufzeichnung starten' und wird bei einem erneuten Klick auf diesen Button, der nun 'Aufzeichnung stoppen' heißt, wieder angehalten.

Plot der letzten empfangenen Messwerte: Dieser Bereich stellt den Verlauf der letzten empfangenen und berechneten Werte graphisch dar. Jeder Wert nimmt weiß eine Breit von einem Pixel auf.

Der Balken an der linken Seite repräsentiert den aktuellen Maßstab. Die Zahlen neben ihm bezeichnen die Länge des Balkens und die Standardabweichung der letzten 50 Messwerte.

11 Messungen

11.1 Verdunstungsversuch

Bei diesem Versuch wurde ein Stück Papiertaschentuch auf die Waage gelegt, und der Anzeigewert tariert. Anschließend wurde das Taschentuch mit 3 Wassertropfen befeuchtet. Das hat eine Massenzunahme von ca. 180mg zur Folge. Instantan kann man in dem Graphen der GUI sehen, wie das Wasser wieder verdunstet. Die Massenabnahme ist sehr linear, und zum Schluss hin krümmt sich die Kurve zur Horizontalen hin (im Plot nicht dargestellt).

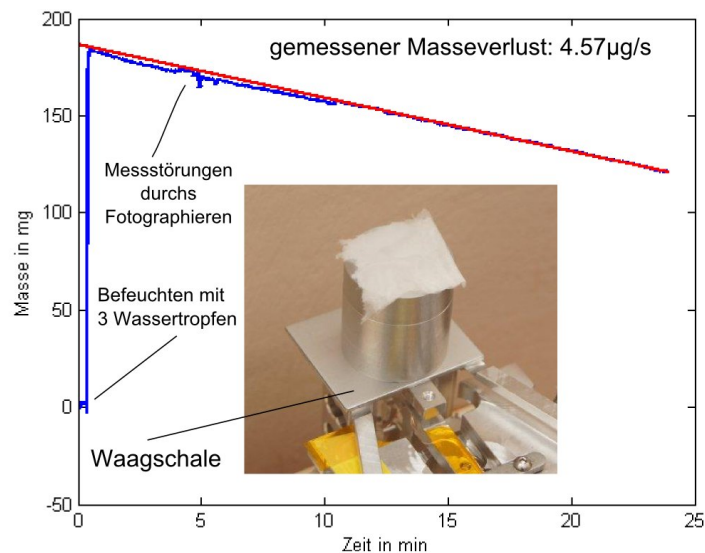


Abbildung 28: Wasserverdunstung bei Raumtemperatur

11.2 Temperaturdrift

Über mehrere Tage wurden Messdaten der Waage aufgezeichnet. Dabei war kein Gewichtsstück aufgelegt. Die Spule wurde also mit maximalem negativen Strom betrieben. Die Waage ist im Serverraum des Messtechnikinstituts aufgestellt, der sich im Erdgeschoß befindet, und keine Außenwand besitzt. Messdaten werden über das Netzwerk abgerufen, sodass der Messraum nicht unnötig gestört werden muss. Die Temperatursensoren befinden sich ca. 10cm neben dem Kraftaufnehmer der Wägezelle und messen die Lufttemperatur, so wie sie auf dem Titelbild des Protokolls zu sehen sind.

Was in kurzzeitigen Messungen erst gar nicht erkennbar ist, wird in solchen Langzeitmessungen gut sichtbar: Die Waage besitzt, wie erwartet, eine starke Abhängigkeit der Temperatur. Vermutlich sieht man hier hauptsächlich den Temperaturkoeffizienten des NdFeB-Permanent-Magneten. Der Wägewert ist im Vergleich zur Temperatur tiefpassgefiltert, was vermutlich der großen Wärmekapazität der Wägezelle zuzuschreiben ist.

Dass die Temperatur eine übergeordnete Abwärtsdrift hat, hat vermutlich mit dem Wetterumschwung zu tun. Ebenfalls sieht man gut die Heizzyklen an der Universität.

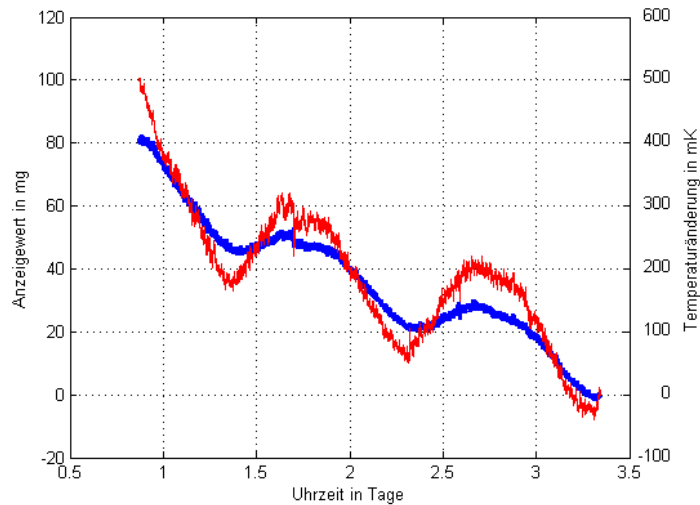


Abbildung 29: blau: Änderung Gewichtsanzewert (vorzeicheninvers), rot: Temperaturänderung

11.3 Vergleich ADC mit Voltmeter

Um Fehler des ADCs ausschließen zu können, wurde mit einem Agilent Multimeter die Spannung am Shunt mitgespeichert und auf Masseinheiten skaliert. Über mehrere Tage decken sich die Kurven sehr gut! Genauere Aussagen müssen erst aus den Aufzeichnungen berechnet werden. Evt. kann eine Temperaturkompensation der ADC-Messwerte selbst die Messung noch verbessern. Denn der ADC und auch seine Referenzspannungsquelle sind von der Temperatur abhängig.

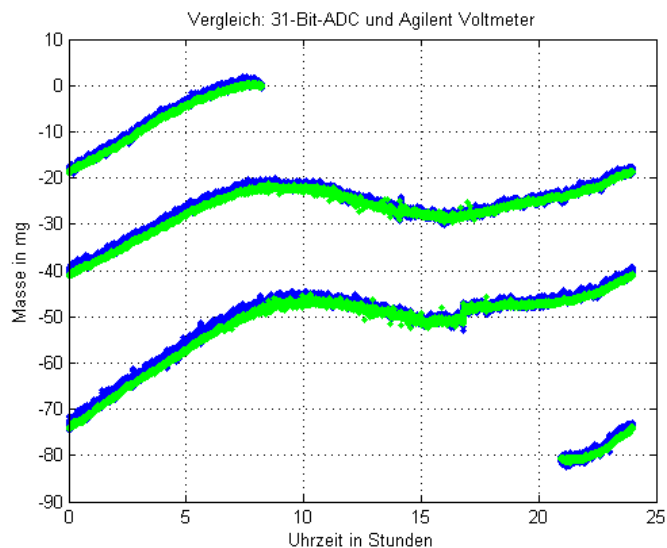


Abbildung 30: blau: ADC, grün: Agilent Tischmultimeter

11.4 Wägewertaufösung

Die Wägewerte sind derzeit noch stark verrauscht. Die genaue Quelle des Rauschens ist noch nicht bekannt. Der Aufbau besitzt noch viel Potential zur Verbesserung. Sartorius erzielt mit dieser Wägezelle eine Auflösung von

10 μg .

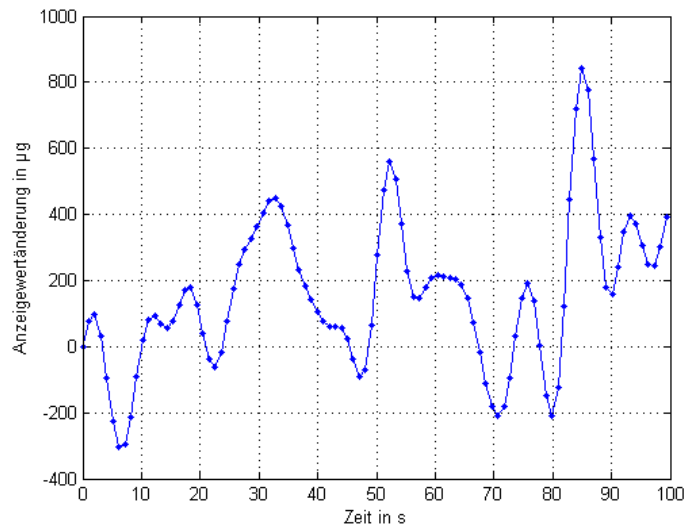


Abbildung 31: Schwankung des Wägewertes (Standardabweichung: 222 μg)

11.5 Temperaturmessung

In den hier dargestellten Messungen werden die 4 Temperatursensoren ca. alle 1.4s der Reihe nach eingeschaltet, und über 100 Samples, bei einer Abtastrate von 120Samples/s, gemittelt. Dadurch ergibt sich eine elektrische Auflösung von unter ein Millikelvin. Ob für kurzzeitige Schwankungen der Messwerte wirklich eine Lufttemperaturänderung verantwortlich ist, muss noch überprüft werden. Man erkennt aber auch in den Wägewerten ähnliche Muster. Und diese beiden Messungen verwenden unterschiedliche Referenzspannungsquellen, und ADCs. Lediglich die Versorgungsspannung ist zum Teil die gleiche.

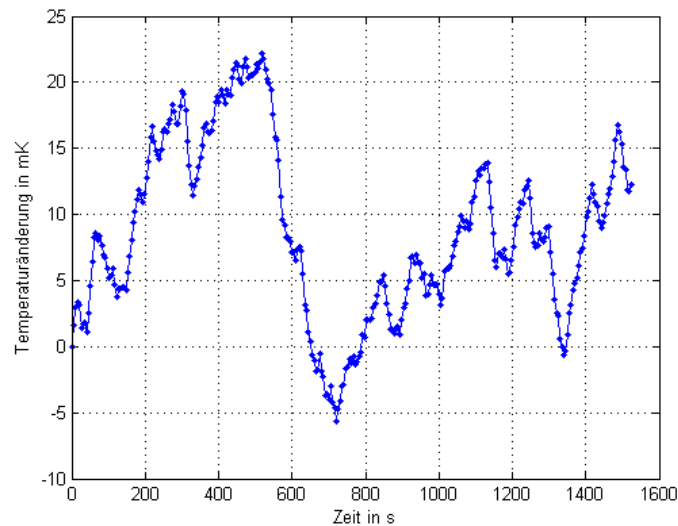


Abbildung 32: Schwankungen der Temperaturmesswerte

11.6 Bestimmung der Linearität

Um die Linearität der Waage zu bestimmen wird eine sequenzielle Messung mit 5 verschiedenen Gewichten durchgeführt. Die tatsächlichen Massen der Gewichte wurden mit einer Sartorius CP 124 S gemessen:

G_1	1.0023g
G_2	10.1429g
G_3	24.4970g
G_4	28.3946g
G_5	30.2103g

Um den Einfluss der Temperaturdrift möglichst gering zu halten wird die Sequenz anschließend in umgekehrter Reihenfolge wiederholt. Unter der Annahme, dass die Drift linear erfolgt und die Messwerte äquidistant aufgenommen werden kann die Drift durch Mittelwertbildung herausgerechnet werden.

ohne Gewicht	0.0000g
G_1	1.0062g
G_2	10.1735g
G_3	24.5668g
G_4	28.4740g
G_5	30.2940g
$G_4 + G_5$	58.7695g
$G_4 + G_5 + G_2$	68.9415g
$G_4 + G_5 + G_2 + G_3$	93.5059g
$G_4 + G_5 + G_2 + G_3 + G_1$	94.5110g
$G_4 + G_5 + G_2 + G_3$	93.5058g
$G_4 + G_5 + G_2$	68.9417g
$G_4 + G_5$	58.7697g
G_5	30.2929g
G_4	28.4711g
G_3	24.5611g
G_2	10.1656g
G_1	0.9969g
ohne Gewicht	-0.0087g

Wie man sieht beträgt die Drift über den gesamten Zeitraum der Messung (ca. 20 Minuten) fast 9mg. Bildet man nun die Mittelwerte und vergleicht die summierten Werte mit den Einzelgewichten so kann man theoretisch auf die Linearität rückschließen. Die Abweichungen von der linearen Kennlinie betragen:

Masse	absolute Abweichung	relative Abweichung
58.766g	-3.6mg	-61.2599ppm
68.9356g	-6.05mg	-87.7631ppm
93.4995g	-6.35mg	-67.9148ppm
94.5011g	-9.95mg	-106.418ppm

Wie man sieht weicht die Waage im mg Bereich von der Linearität ab. Für das Ziel eine Messunsicherheit von $10\mu\text{g}$ zu erreichen ist das nicht hinnehmbar.

Allerdings kann man aus diesen Ergebnissen kaum auf die tatsächliche Linearität der Waage schließen, da es unwahrscheinlich, dass die Annahmen die getroffen wurden um die Drift aus den Messwerten herauszurechnen wirklich zutreffend sind. 1. wurden die Ableszeitpunkte nicht mit der Uhr gestoppt sondern nur geschätzt. 2. ist die genaue Ursache und Wirkung der Drift noch nicht endgültig geklärt.

Ändert sich die Belastung der Waage so ändert sich auch der Strom in der Aktorspule und führt zu einer unterschiedlichen Erwärmung. Diese Erwärmung betrifft unter anderem dem Permanentmagneten, welche vergleichsweise sehr temperaturempfindlich reagiert was wiederum zu einem veränderten Messwert führt.

Fazit: eine genaue Temperaturmessung und Kompensation ist unbedingt erforderlich um das Ziel einer Messunsicherheit von $10\mu\text{g}$ erreichen zu können.

12 Liste der Fehlerquellen

In diesem Abschnitt wird versucht zu zeigen, welche Störeinflüsse auf das System einer solchen Präzisionswaage wirken können.

12.1 Mechanik

- **Temperaturausdehnungskoeffizient**

Durch Temperaturgradienten im mechanischen Aufbau kommt es zu unterschiedlichen Längenänderungen, die das Messergebnis direkt beeinflussen können. Z.B. unterschiedliche Längenänderung der Parallelenker oder des Waagbalkens (Wärme der Luftspule wird hauptsächlich über Waagbalken abgeführt), relative Verschiebung des Positionssensors zur Mechanik.

Aluminium	23.1ppm/K
Kupfer	16.5ppm/K
FR4	12/17/70ppm/K (in x,y,z-Richtung)
Stahl	11.8ppm/K
NdFeB	4ppm/K

- **Hydrostatischer Auftrieb in Luft**

Ein Kubikzentimeter Volumen hat in Luft einen Auftrieb von ca. 1.2mg. Ändert sich nun die Luftdichte zufolge Änderung des Drucks, der Temperatur oder der relativen Luftfeuchte, ändert sich auch der Auftrieb. Vor allem Luftdruckschwankungen können sehr abrupt auftreten.

Soll die Masse von Körpern unterschiedlichen Volumens verglichen werden, muss eine Luftauftriebskorrektur durchgeführt werden. Bei einer ungleicharmigen Waage, so wie wir sie hier vorliegen haben, muss die Luftdichte immer berücksichtigt werden.

- **Adsorption (Wasseraufnahme an Oberflächen)**

Ändert sich die relative Luftfeuchte, lagert sich unterschiedlich viel Wasser an einer Körperoberfläche ab.

- **Konvektion der Luft**

Luftströmungen an der Waage müssen unbedingt unterbunden werden. Man sollte meinen, ein entsprechendes Gehäuse sollte reichen. Doch minimal unterschiedliche Temperaturen der Waage oder des Prüflings relativ zur Lufttemperatur bewirken Konvektionsströmungen. Beispiel: Ein 1kg-Normal (PtIr-Zylinder mit 39mm Durchmesser und 39mm Höhe), der um 1K wärmer ist als die Luft führt zu einem messbaren Auftrieb von 200 μ g. Denn die umgebende Luft erwärmt sich an dem Körper, steigt auf, und „reißt“ das Kilogrammstück mit sich nach oben. (Quelle: Kohlrausch Band 1, S.15, Kap. 1.1.4.15)

- **Wärmestrahlung**

Die Wärmestrahlung eines Menschen kann in einem Wägeraum, der 3m vom Menschen entfernt ist, und mit Glas abgeschlossen ist, zu einer Temperaturerhöhung von 30mK führen.

- **Bodenschwingungen**

Hier muss man zwischen vertikalen und horizontalen Schwingungen unterscheiden. Die vertikalen gehen bei einer stromkompensierten Waage direkt in das Messergebnis ein, da die Trägheitskraft links und rechts des Balkenlagers nicht identisch ist. Horizontale Schwingungen haben theoretisch keinen Einfluss, wenn der Massenschwerpunkt des Waagbalkens genau auf der Höhe des mittleren Balkenlagers liegt. Um das zu erreichen werden üblicherweise Justiergewichte am Waagbalken angebracht, mit denen der Schwerpunkt eingestellt werden kann.

- **Positionssensor**

Die begrenzte Auflösung des Positionssensors führt zu einer ungewollten Auslenkung des Waagbalkens, und dies wiederum führt zu Biegemomenten in den Biegelagern. Nimmt man an, dass die Rauschgrenze unseres Positionssensors bei $\Delta z = 1\mu\text{m}$ liegt, so ergibt sich dadurch eine Änderung der Federkraft von $\Delta F = \Delta z/x \cdot k_{rK} = 146\mu\text{N} \hat{=} 14.9\text{mg}$. Dieser Wert ist vermutlich viel zu groß angenommen, da man das Sensorrauschen auf das interessierende Band begrenzen muss, und dadurch Weg- bzw. Masserausachen um Größenordnungen kleiner wird. Evt. würde es Sinn machen, als Positionssensor einen DVD-Pickup zu verwenden, der einen typischen Messbereich von 10 μm hat und eine Rauschgrenze von 0.2nm.

- Anelastizität der Bieegeelenke
Anelastizität beschreibt das reversible Kriechen eines Materials unter konstanter Belastung. D.h. die Längenausdehnung hat eine zeitliche Verzögerung nach einem Lastsprung. Die Zeitkonstanten, die hier auftreten sind oft bei zig Minuten.
- Gravitationsgradient
Der Gravitationsgradient beträgt auf der Erdoberfläche ca. $\frac{\delta g}{g \cdot \delta z} = -3$ bis -2 ppm/m. D.h. dass ein Gewichtsstück von 1kg auf Höhe Null in 1m Höhe nur mehr 999.997g wiegt, also um 3mg weniger. Man bedenke, dass Kilogrammstücke heutzutage mit einer Wiederholbarkeit von unter $1\mu\text{g}$ verglichen werden.

12.2 Elektrisches

- Messwiderstand
Einige Eckdaten des hier verwendeten Messwiderstandes (Hersteller: Acrol, Typ: HS25-270R-F, $R = 270\Omega$), der zum Umformen des Spulenstroms auf die Messspannung für den ADC dient.
Grundgenauigkeit: 1 %
Temperaturkoeffizient: typ. $\alpha = 25\text{ppm/K}$
Langzeitdrift: keine Daten angegeben
Eigenerwärmung: Max. Spulenstrom $I = 10\text{mA}$ bei $R = 270\Omega \Rightarrow$ Verlustleistung $P = I^2 \cdot R = 27\text{mW}$. Der thermische Widerstand $R_{th} = 175\text{K}/12\text{W} = 14.6\text{K/W} \Rightarrow \Delta T = P \cdot R_{th} = 394\text{mK} \Rightarrow \frac{\Delta R}{R} = \Delta T \cdot \alpha = 9.8\text{ppm}$. Das entspricht bei einer Masse von 100g einer Abweichung von ca. 1mg . Das Problem hierbei ist, dass dieser Fehler quadratisch von dem Spulenstrom abhängt, und durch lineare Justierung nicht herausgerechnet werden kann. Weiters hat der Shunt vermutlich eine relativ große Zeitkonstante, die sicherlich berücksichtigt werden muss. Detailliert betrachtet ergibt sich hier ein äußerst komplexer Zusammenhang zwischen der zu wiegenden Masse, der Zeit und der Temperatur.
- Analog-Digital-Wandler (ADC)
Der hier verwendete ADC (ADS1281-1) hat eine integrale Linearitätsabweichung von typischerweise 0.6ppm bzw. max. 5ppm . Der Offsetfehler ist nach einer Kalibrierung typischerweise $1\mu\text{V} = 0.4\text{ppm/K}$ und die Offsetdrift ist typ. $0.06\mu\text{V/K} = 0.024\text{ppm/K}$. Der Gain-Error ist nach Kalibrierung typ. 2ppm und die Drift 0.4ppm/K . Die Standardabweichung des kurzgeschlossenen ADCs laut Application-Note von TI liegt bei 23.1 Bits (bei 250 Samples pro Sekunde).
- Thermospannungen
Zwischen zwei verschiedenen Metallen liegt immer eine Thermospannung an. Diese Spannung ist von der Temperatur und von den beiden Metallen abhängig. Liegen in einer elektrischen Masche verschiedene Metallübergänge auf unterschiedlichen Temperaturen, so erhält man eine resultierende Thermospannung.

Nickel	$-15\mu\text{V/K}$
Platin	$0\mu\text{V/K}$ (per Definition)
Aluminium	$3,5\mu\text{V/K}$
Kupfer	$6,5\mu\text{V/K}$

Zwischen Kupfer und anderen Materialien findet man folgende Werte:

Cadmium Lötzinn	$0.2\mu\text{V/K}$
Kupfer	$< 0.3\mu\text{V/K}$ (per Definition)
Gold	$0.5\mu\text{V/K}$
Silber	$0.5\mu\text{V/K}$
Messing	$3\mu\text{V/K}$
Beryllium Kupfer	$5\mu\text{V/K}$
Aluminium	$5\mu\text{V/K}$
Blei Lötzinn	$5\mu\text{V/K}$
Kovar 42 Legierung	$40\mu\text{V/K}$
Silizium	$500\mu\text{V/K}$
Kupferoxydul	$1000\mu\text{V/K}$

- Spannungsreferenz
Der ADC benötigt eine Spannungsreferenz, die direkt in das Messergebnis eingeht. Die hier verwendete ist der IC REF5050 (high grade).

Die Nennspannung ist 5V.

Der Temperaturkoeffizient ist: 3ppm/K.

Langzeitdrift: 50ppm in den ersten 1000h, weitere Betriebszeit: 5ppm/1000h.

Niederfrequentes Rauschen 0.1 bis 10Hz: 15 μ Vpp

- Permanentmagnet

Die Flussdichte des Permanentmagneten geht auch direkt in das Messergebnis ein.

Der Temperaturkoeffizient der Remanenzflussdichte des verwendeten Neodym-Eisen-Bor Magneten ist -1200ppm/K .

Das ist die größte Temperaturabhängigkeit des ganzen Aufbaus!

Weiters kann auch die Entmagnetisierung des Permanentmagneten durch den Spulenstrom einen nichtlinearen Einfluss haben.

- Elektrostatik

Das elektrostatische Feld der Erde beträgt etwa 100 bis 300V/m in vertikaler Richtung. Bei elektrisch geladenen Körpern kommt es dadurch zu Kräften, die nichts mit der Gewichtskraft zu tun haben. Dies ist besonders bei elektrisch isolierenden Körpern zu beachten.

- Magnetostatik

Das Erdmagnetfeld beträgt in Mitteleuropa es ca. 48 μ T, wobei ca. 20 μ T in der horizontalen und ca. 44 μ T in der vertikalen Richtung. Bei Gewichtsstücken aus Edelstahl ist mithilfe eines Suszeptometers zu überprüfen, ob es ferromagnetisch bzw. magnetisiert ist. Bei allen relevanten Teilen der Waagenkonstruktion muss darauf geachtet werden, dass sie aus nicht ferromagnetischen Materialien hergestellt sind. Dies gilt natürlich auch für verwendete Schrauben. Hier soll darauf hingewiesen werden, dass Messing, eigentlich eine Kupfer-Zink-Legierung, oft ferromagnetisch ist, weil sich in der Legierung auch Eisenbestandteile befinden.

- Elektromagnetische Verträglichkeit

Elektromagnetische Wellen, die sich in die analoge Schaltung einkoppeln, können durch nichtlinearen Bauteile zu niederfrequenten Störungen führen. Aus diesem Grund sollte die Elektronik möglichst in einem EMV-dichten Gehäuse eingebaut werden. Dies ist in unserem Fall noch nicht passiert.