

# **Entwicklung und Erprobung einer piezoresistiven Sensor-Schaltung mit drahtloser Energieversorgung im Projekt "MedLast"**

Stephan Jobstmann

## Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Anforderungen</b>	<b>2</b>
<b>3</b>	<b>Grundlagen</b>	<b>3</b>
3.1	Energy-Harvesting . . . . .	3
3.1.1	Piezoelektrisch . . . . .	3
3.1.2	Thermoelektrisch . . . . .	4
<b>4</b>	<b>Voruntersuchung</b>	<b>6</b>
4.1	Motivation . . . . .	6
4.2	Versuchsaufbau . . . . .	6
4.3	Ergebnis . . . . .	7
4.4	Messungen . . . . .	8
4.4.1	Sonox P502 . . . . .	8
4.4.2	Bürklin Piezo-Stack von Elliptec . . . . .	17
<b>5</b>	<b>Hardware</b>	<b>28</b>
5.1	Energiezuführung . . . . .	28
5.1.1	Energy-Harvesting . . . . .	28
5.1.2	Drahtlose Energieübertragung . . . . .	30
5.2	Energiebereitstellung . . . . .	33
5.2.1	Superkondensator . . . . .	33
5.2.2	Lithium-Ionen-Akkumulator . . . . .	34
5.3	Arbeitsschaltung . . . . .	40
5.3.1	CC2541 . . . . .	40
5.3.2	CC430F6137 . . . . .	45

5.3.3	Sensorik . . . . .	47
<b>6</b>	<b>Software</b>	<b>50</b>
6.1	Frequenzgenerierung . . . . .	50
6.2	Sensorauswertung & ISR . . . . .	54
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>68</b>

## Abbildungsverzeichnis

4.1	Messung 1 . . . . .	10
4.2	Messung 2 . . . . .	11
4.3	Messung 3 und 4 . . . . .	14
4.4	Messung 5 . . . . .	16
4.5	Messung 6; Einführende Messung Piezostack . . . . .	19
4.6	Messung 7; mit Entladung, ohne Setz-Zeit; Piezostack; Kapazität .	21
4.7	Messung 8; mit Entladung, ohne Setz-Zeit; Piezostack; Parallelwi- derstand . . . . .	23
4.8	Messung 9; mit Entladung, 2 Minuten Setz-Zeit; Piezostack; Kapazität	26
4.9	Messung 10; mit Entladung, 2 Minuten Setz-Zeit; Piezostack; Par- allelwiderstand . . . . .	27
5.1	LTC3108 Board von Ambient Sensors . . . . .	30
5.2	Programm TXLine; Berechnung der Leiterbahnbreite . . . . .	44

## Listings

6.1	main.c, Umgebung IAR Embedded Workbench for 8051 . . . . .	52
6.2	porting_defines.h, Umgebung IAR Embedded Workbench for 8051 .	53
6.3	SPI.c, Umgebung $\mu$ Vision4 Keil . . . . .	56
6.4	dependencies.h, Umgebung $\mu$ Vision4 Keil . . . . .	62
6.5	ADS1232.c, Umgebung Code Composer Studio v4 . . . . .	63

**Tabellenverzeichnis**

4.1	Messung 1 . . . . .	8
4.2	Messung 2 . . . . .	9
4.3	Messung 3; mit 100k $\Omega$ Parallelwiderstand . . . . .	12
4.4	Messung 4; ohne Parallelwiderstand . . . . .	13
4.5	Messung 5; 1kHz Messfrequenz . . . . .	15
4.6	Messung 6; Piezostack; Einführende Messung . . . . .	18
4.7	Messung 7; Piezostack; mit Entladung, ohne Setz-Zeit; Kapazität .	20
4.8	Messung 8; Piezostack; mit Entladung, ohne Setz-Zeit; Parallelwi- derstand . . . . .	22
4.9	Messung 9; Piezostack; mit Entladung, 2 Minuten Setz-Zeit; Kapazität	24
4.10	Messung 10; Piezostack; mit Entladung, 2 Minuten Setz-Zeit; Par- allelwiderstand . . . . .	24

## 1 Einleitung

Die moderne Schulmedizin ist mittlerweile an einem Punkt angelangt, an dem die biochemischen Prozesse innerhalb des Körpers als nahezu komplett erfasst gelten. Die Mechanismen der Informationsweitergabe über die Nervenbahnen, die Belastbarkeit der Anatomie oder die Zerlegungsprozesse des Stoffwechsels sind als solche weitestgehend erforscht. Wie jedoch in jedem Forschungsbereich bedeutet dies auch, dass die Lernkurve beziehungsweise die Anzahl der Ergebnisse an innovativen Erkenntnissen drastisch über die letzten Jahrzehnte abnehmen. Weiter lässt sich feststellen, dass die Fortschritte der modernen Medizin sich hauptsächlich auf die Innovationen aus den Bereichen der Pharmazie und der Medizintechnik berufen. So ermöglichen intelligente Kamerasysteme eine bessere Überwachung von Operationen am schlagenden Herzen oder die Abnahme von elektrischen Nervensignalen eine Steuerung von kybernetischen Prothesen.

Die fortschreitende Entwicklung in der Medizintechnik bietet auch Hilfestellung im Genesungsprozess im Fachbereich der Orthopädie. So wird im Projekt „MedLast“ sowohl eine Unterstützung für den Patienten als auch eine Kontrollmöglichkeit während der Heilung einer Beinfraktur erstrebt. Dabei wird das Gewicht auf dem geschienten Fuß und die Häufigkeit der Auftritte aufgezeichnet. Gleichzeitig sollen diese Daten zur zeitnahen Kontrolle an eine visuelle Ausgabeeinheit, ähnlich einer Armbanduhr, weitergegeben werden. Da dies im Ganzen ein sehr umfangreiches Unterfangen darstellt, wird es sinngemäß in Teilbereiche untergliedert. Für die Konstruktion der Elektronik, welche die Werte für Belastung und Schrittzahl aufnimmt, werden die Gebiete Energieversorgung und Sensorik zusammengefasst. Hierbei kann man leider nur sehr schlecht auf proprietäre Komplettlösungen zurückgreifen. Darum sollen in dieser Arbeit die nötigen Schritte unternommen werden, um ein solches System zu erstellen und in Betrieb zu nehmen.

## 2 Anforderungen

Als wesentliche Bestandteile der Aufgabenstellung sind zuerst die zu bearbeitenden Teilgebiete zu nennen. Hierzu gehören:

- Energiezuführung
- Energiebereitstellung
- Sensorik-Auswertung

Bei der Energiezuführung sollen dahingehend Überlegungen angestrebt werden, auf welche Art und Weise das komplette Modul mit Spannung versorgt werden kann. Dabei sollen autarke wie auch fremd-gespeiste Quellen betrachtet werden. Die Energiebereitstellung bezieht sich auf die Speicherung im oder am Modul selbst. Hierbei ist die Abstimmung zwischen Bedarf und Bereitstellung ausschlaggebend für die Wahl der zu verwendenden Technologie. In der Sensorik-Auswertung ist natürlich in erster Linie der zu verwendende Sensor bestimmend. Da dieser sich durch den steten Optimierungsverlauf auch im Verhalten sowie in den zu erwartenden Messgrößen ändern kann, sollte diesbezüglich ein Freiheitsgrad in der Implementierung vorhanden sein. Weiter soll im zentralen Mikrocontroller des Moduls eine passende Auslesesoftware erstellt werden. Diese muss die gemessenen Daten aufbereiten und in eine passende SI-Einheit wie Newton [N] oder Kilogramm [kg] zurück rechnen. Als kleinere Additive sind folgende elektronische Komponenten noch vorgesehen:

- Piezo-Summer samt Treiberschaltung
- Schutzbeschaltung
- Temperaturaufnehmer



## 3 Grundlagen

### 3.1 Energy-Harvesting

#### 3.1.1 Piezoelektrisch

Eines der größten abgedeckten Felder im Energy-Harvesting Bereich ist die Gewinnung von nutzbarer elektrischer Energie aus vorhandener mechanischer Energie. Hierbei werden die piezoelektrischen Effekte genutzt, welche bei Druck oder Schwingungsbelastungen auf einem Piezokristall entstehen [Dem11, vgl. S.36 ff]. Dabei entsteht bei bestimmten nichtleitenden Keramiken aufgrund von mechanischem Druck elektrische Ladung an den Oberflächen. Die inneren Ladungskerne driften dabei auseinander, es bildet sich ein Dipol aus. Es werden die grundlegenden Gleichungen des Piezo-Effekts wie folgt beschrieben:

$$D = d \cdot T + \varepsilon^T \cdot E \quad (3.1)$$

$$S = s^E \cdot T + d \cdot E \quad (3.2)$$

Mit den Parametern:

- $D$  : Dielektrische Verschiebung (statt Polarisation)
- $S$  : Relative mechanische Dehnung
- $T$  : Mechanische Spannung
- $E$  : Elektrische Feldstärke
- $d$  : piezoelektrische Ladungskonstante
- $s^E$  : Elastizitätskonstante,  $E = \text{konstant}$
- $\varepsilon^T$  : Permittivität,  $T = \text{konstant}$

Zum Energy-Harvesting werden vorzüglich Biegebalken<sup>1</sup> verwendet. Diese können technologisch an die angeforderte Kraftaufnahme, die Schwingungsfrequenz und die Amplitude der resultierenden Spannung angepasst werden. Der Aufbau als

---

<sup>1</sup>im Englischen auch bekannt als Cantilever

Biegebalken liefert sein Optimum der Energieumwandlung bei seiner Resonanzfrequenz. Dabei unterscheidet man weiter zwischen Transversalschwingern<sup>2</sup> (Formel 3.3 und 3.4) und Longitudinalschwingern<sup>3</sup> (Formel 3.5 und 3.6).

$$D_3 = d_{31} \cdot T_1 + \varepsilon_{33}^T \cdot E_3 \quad (3.3)$$

$$S_1 = s_{11}^E \cdot T_3 + d_{31} \cdot E_3 \quad (3.4)$$

Bei den Transversalschwingern wird quer zur mechanischen Auslenkung eine elektrische Spannung erzeugt. Wenn mechanische Schwingung bzw. Druckbelastung mit dem elektrischen Feld bzw. der dielektrischen Verschiebung gleichgerichtet ist, spricht man von Longitudinalschwingern. Transversalschwinger erzeugen eine rund zehnmal höhere Spannung als Longitudinalschwinger [Dem11, S.39].

$$D_3 = d_{33} \cdot T_3 + \varepsilon_{33}^T \cdot E_3 \quad (3.5)$$

$$S_3 = s_{33}^E \cdot T_3 + d_{33} \cdot E_3 \quad (3.6)$$

### 3.1.2 Thermoelektrisch

Eine im Vergleich zu piezoelektrischem Energy-Harvesting hohe Energieumwandlung erzielt man mit der thermoelektrischen Transformation. Dabei wird als physikalische Grundlage der Seebeck-Effekt benutzt. Dieser beschreibt, dass bei zwei unterschiedlichen Metallegierungen bei vorliegender Differenz der Temperaturen am Übergang der Elemente eine Spannung entsteht. Die entstandene Potentialdifferenz nennt man auch Thermospannung [ES12, vgl. S.158]. Die Inverse dieses Vorgangs wird mit dem Peltier-Effekt beschrieben. Da das Verhalten der spezifischen Elemente reziprok ist, kann man Peltierelemente auch zur Gewinnung von elektrischer Energie nutzen.

Der Seebeck-Effekt beruht auf den folgenden molekularen Gegebenheiten: Naturgemäß wandern bei einem Metall, welches einem Temperaturunterschied ausgesetzt ist, die Elektronen von der heißen zur kalten Seite. Dies geschieht aufgrund der natürlichen Diffusionsbewegung innerhalb des Metalls. Bei zwei aneinanderliegenden, verlöteten oder verschweißten Legierungen gibt das Metall mit der niedrigeren

---

<sup>2</sup>31-Schwingungsmodus

<sup>3</sup>33-Schwingungsmodus

Austrittsarbeit Elektronen an das andere Metall ab und wird dadurch positiv geladen. Dadurch bildet sich an der Kontaktfläche ein elektrisches Feld. Dieses kann resultierend als direkte Proportionale zur anliegenden Temperaturdifferenz der zwei Kontaktstellen mit einem Voltmeter gemessen werden. Übliche Werte hierfür sind ca.  $10 \frac{\text{mV}}{100^\circ\text{K}}$ .

Wenn man den technischen Aufbau nun so gestaltet, dass er zur Energieumwandlung und nicht zur Temperaturmessung verwendet werden soll, erweist es sich als zweckmäßig ein oder mehrere Peltierelemente im umgekehrten Betrieb zu verwenden. [Dem11, vgl. S.30]

## 4 Voruntersuchung

### 4.1 Motivation

Ausschlaggebend für diese Messungen ist die Bestimmung von mechanischen Lastwechseln im niederfrequenten Bereich unter 4Hz. Genauer handelt es sich dabei um die Erfassung der Druckbelastung einer medizinischen Schienung eines verletzten Beines, mithilfe von piezoeletrischen Elementen. Diese Messung sollte bereits im Vorfeld der Arbeit eine Aussage zulassen, welche Methode, piezokapazitiv oder piezoresistiv, zur Bestimmung der anliegenden mechanischen Last den größeren Vorteil bietet. Bei diesen Bauelementen kann man anhand von drei Parametern Rückschlüsse auf die mechanische Belastung ziehen:

- Spannung,
- Ladung,
- Kapazität.

Dieses Kapitel bezieht sich auf die Untersuchung von Abhängigkeiten zwischen mechanischer Druckbelastung und elektrischer Kapazitätsänderung am Piezoelement. Weiter ist es zu großen Zügen dem Vorbericht [Job12] wörtlich entnommen.

### 4.2 Versuchsaufbau

Ziel dieser Versuchsreihe ist die Bestimmung der Kapazitätsänderung von piezoelektrischen Elementen bei mechanischer Druckbelastung. Dabei wird das Piezoelement elektrisch isoliert in einem Schraubstock belastet. Über Zuleitungen wird mit einem sogenannten LCR-Meter eine Vierdraht-Impedanz-Messung durchgeführt,

die einzelnen Parameter hierfür werden bei den Versuchsreihen angegeben. Mithilfe einer Kraftmessdose, welche eine Vollmessbrücke mit Dehnmessstreifen beinhaltet, wird der angelegte mechanische Druck am Piezoelement abgeleitet. Da zu Messbeginn nur geringe Zusatzinformationen zu diesem Hilfsmittel vorhanden waren, geschahen alle Auswertungen in einem geringen Bereich unterhalb der Maximalbelastbarkeit von 250N. Weiter ist die angelegte Versorgungsspannung an der Messdose stets 10V DC. bei allen Messungen wurde ein LCR-Meter ISO-TECH LCR-821 zur Impedanzmessung und ein Fluke-Hand-Multimeter 179 zur Spannungsmessung verwendet. Als Spannungsquelle stand ein Hameg HM8142 bereit.

### 4.3 Ergebnis

Im Allgemeinen lassen sich aufgrund der getätigten Messungen folgende Aussagen treffen:

- Die Kapazitätsänderung der Piezoelemente unter Last stellt für kleine wirkende Kräfte keine hinreichend reproduzierbare Methode zur Messung von mechanischer Druckbelastung dar. Aufgrund der massiv einwirkenden parasitären Effekte, seien es Veränderungen der Luftfeuchte, Temperaturschwankungen oder pyroelektrische Einflüsse, konnten keine eindeutig wiederholbaren Werte erzielt werden.
- Die Werkstoffstabilität ist auch in Frage zu stellen. Während der Messung ist ein Element unter Belastung zu Bruch gegangen.
- Weiter lassen sich die Ergebnisse der einzelnen Prüflinge unterscheiden:
  - CeramTec, P502, einschichtiger Piezo: Bei steigender Belastung verläuft die dazu korrespondierende Kapazitätskurve wie eine Exponentialfunktion mit negativem Exponenten. Weiter ist dieser während der Messung bei einer nicht mehr nachvollziehbaren Belastung zerbrochen. Die Reproduzierbarkeit einzelner Messergebnisse ist nahezu ausgeschlossen.
  - CeramTec, P505, Mehrschichtiger Piezo: Auch bei diesem Piezoelement verläuft unter steigender Belastung die dazugehörige Kapazitätskurve

monoton fallend. Weiter wurde auch hier eine hohe Abhängigkeit von äußeren Einflüssen festgestellt.

- Elliptec, Mehrschichtiger Piezo: Bei diesem Stack ergab sich eine mit dem Druck steigende Kapazitätskurve. Allerdings erschwerten auch hier parasitäre Effekte eine eventuelle Reproduzierbarkeit.

## 4.4 Messungen

### 4.4.1 Sonox P502

Bei diesem Piezobaustein handelt es sich um ein einfaches, nicht mehrschichtiges Element. Die nachfolgenden Messungen untersuchten das Verhalten der Kapazität unter mechanischer Druckbelastung entlang der elektrischen Feldorientierung. Entgegen der Erwartung, dass die Kapazität mit steigender Druckbelastung ebenfalls steigt, verhält sich diese mehr wie eine Exponentialfunktion mit negativen Exponenten. Dies ist in nahezu allen folgenden Graphen der kommenden Unterkapitel nachzuvollziehen.

#### Kapazität über steigender Druckbelastung

Diese Messung zeigt das kapazitive Verhalten des Piezoelements Sonox P502. Bei den Messwerten wird die Kapazität über die angelegte Kraft, bzw. die Spannung an der Kraftmessdose, aufgetragen, wie in Tabelle 4.1 und Abbildung 4.1 auf Seite 10 nachzuvollziehen ist. Speisefrequenz der Impedanzmessung war 500Hz bei 1V Amplitude.

Tabelle 4.1: Messung 1

$U_{diff}$ in mV	$C_{diff}$ in nF	$C_{Piezo}$ in nF
0.02	-0.01795	0.9766
0.50	-0.0235	
0.94	-0.02212	
1.48	-0.0235	
Fortsetzung auf der nächsten Seite		

$U_{diff}$ in mV	$C_{diff}$ in nF	$C_{Piezo}$ in nF
1.93	-0.0244	0.9754
2.49	-0.02529	0.9748
3.00	-0.02801	0.9716
3.60	-0.0294	0.9705
4.10	-0.02995	0.96981
4.56	-0.03057	0.96935
5.00	-0.03137	0.96858
5.51	-0.03184	0.96811
6.11	-0.03231	0.96766

### Kapazität über statischer Druckbelastung

Durch die bei der ersten Messung stets ändernden Kapazitäten während einer Druckvorgabe wird dieser Versuch zur Untersuchung bei statischer Belastung angesetzt. Durch die Beobachtung der sinkenden Spannungsdifferenz (der Kraftmessdose) über die Zeit lässt sich die auftretende Kapazitätsänderung (des Piezoelements) auf die elastischen Kunststoffbacken des Schraubstocks zurückführen. Die Werte bzw. die grafische Auswertung ist hierbei aus der Tabelle 4.2 und dem Graphen aus Abbildung 4.2 auf Seite 11 zu entnehmen.

Aufgrund eines Gegenvergleichs lässt sich an dieser Stelle bereits sagen, dass die sich verringernden Werte auf die fortwährende Entspannung der Kunststoffbacken des Schraubstocks zurückführen lässt.

Tabelle 4.2: Messung 2

Uhrzeit	$U_{diff}$ in mV	$C_{Piezo}$ in nF
09:50:00	10.12	0.9734
10:20:00	9.59	0.9662
11:40:00	9.37	0.96311

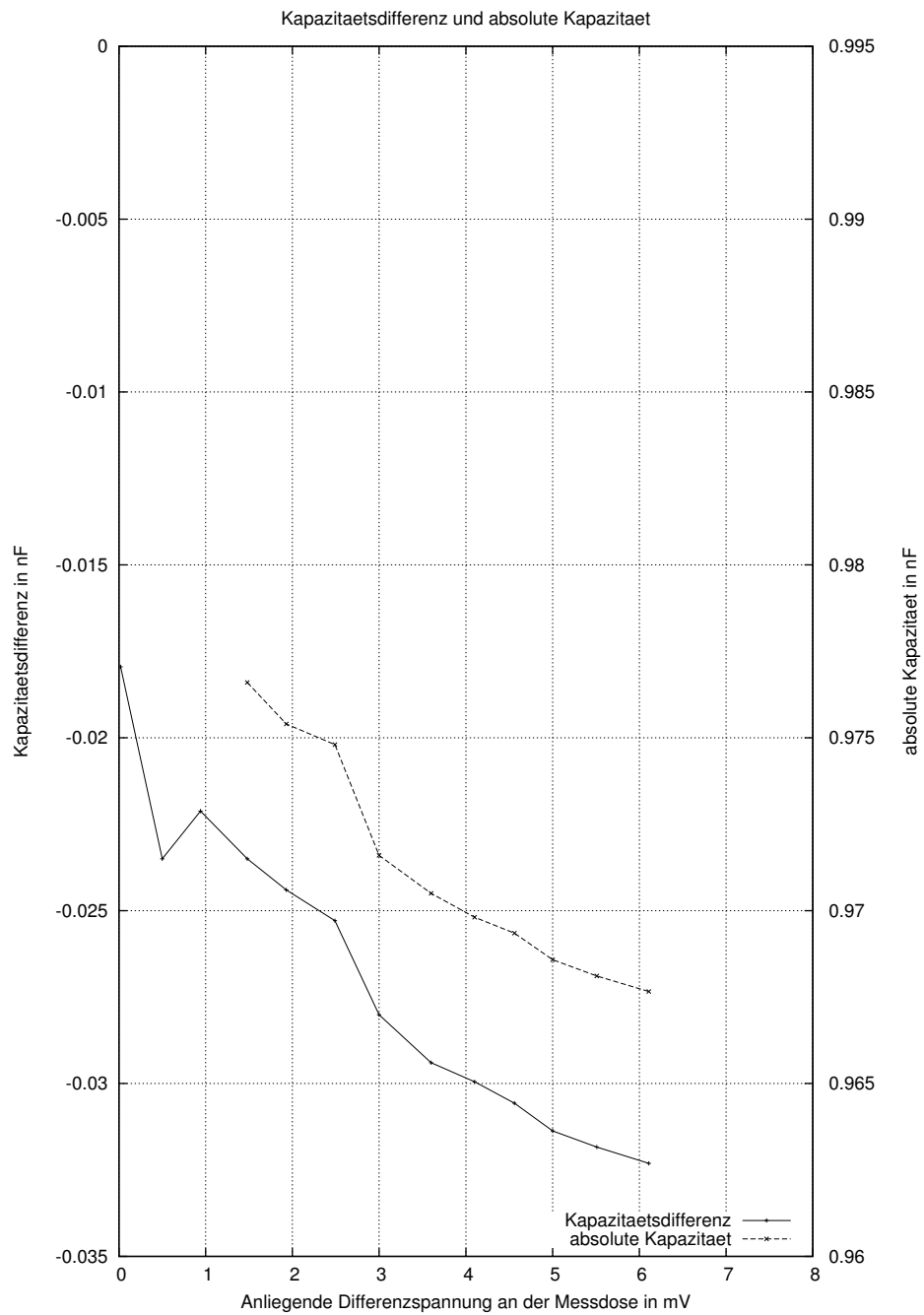


Abbildung 4.1: Messung 1



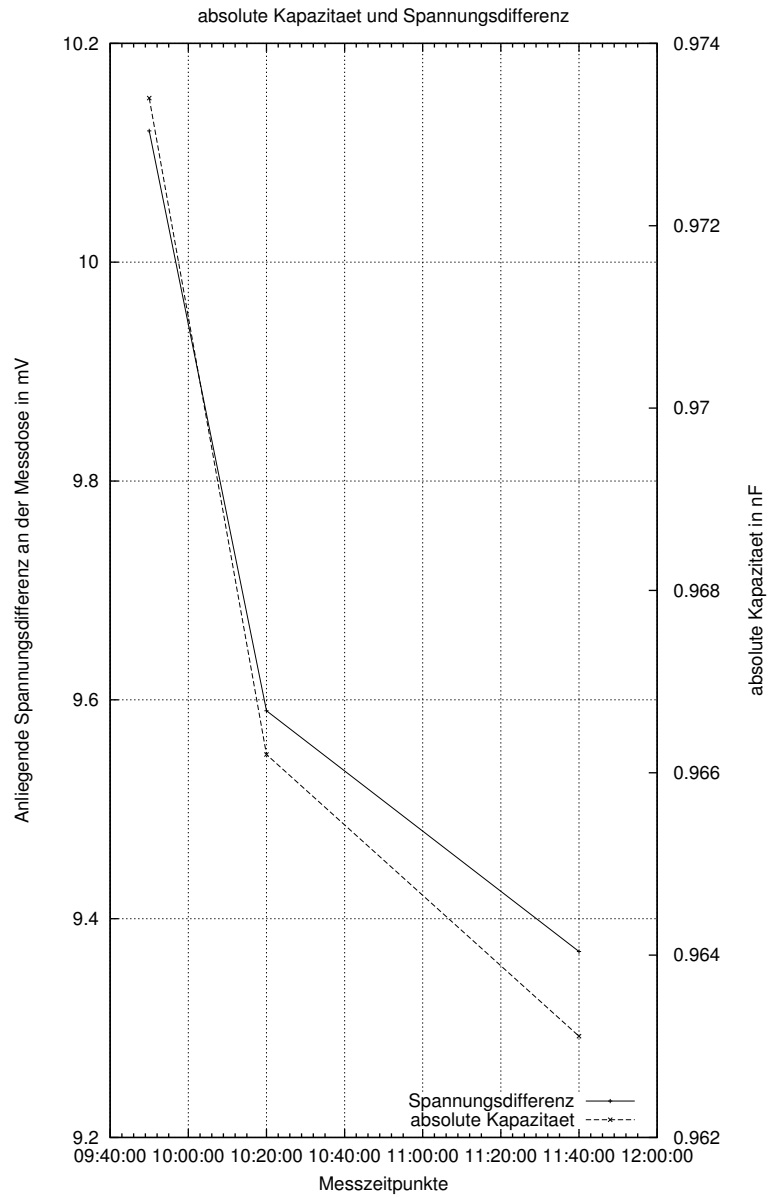


Abbildung 4.2: Messung 2

### Weitere Messung mithilfe des Maschinenschraubstocks

Bei vorhergehenden Messungen ergab sich der Verdacht, dass die Werte aufgrund der nicht konstanten Druckbelastung durch die Spannvorrichtung verfälscht worden sind. Darum ist diese Messreihe mit einem schweren Maschinenschraubstock mit Stahlbacken erstellt worden. Hierbei wurde zusätzlich noch der Einfluss eines Parallelwiderstands untersucht. Allerdings wurden die Messungen jeweils nach einer Abschätzung der auftretenden Messwertdifferenz abgebrochen, da dies nicht als zielführend erschien. Zum Sicherstellen dieser Annahme wurde jeweils noch ein Messwert bei einer Druckbelastung von einer äquivalenten Spannung von 10mV aufgenommen. Diese ergaben keine feststellbaren Unterschiede zu den letzten dokumentierten Werten. Bei den Messungen wurde jeweils eine Entspannungsphase der Belastungsvorrichtung von 2 Minuten bei jedem Messschritt eingehalten. Die erzielten Messergebnisse sind in den Tabellen 4.3 und 4.4 auf der nächsten Seite ersichtlich. Anhand der Abbildung 4.3 auf Seite 14 lässt sich die unveränderte Charakteristik des Verhaltens unter Last nachvollziehen. Die Skalierung wurde hier zur Veranschaulichung angepasst.

Tabelle 4.3: Messung 3; mit 100k $\Omega$  Parallelwiderstand

$U_{diff}$ in mV	$C_{Piezo}$ in nF
0.44	0.9719
0.97	0.9685
1.75	0.9675
2.36	0.9665
3.00	0.9654
3.53	0.9645
4.03	0.9643
4.53	0.963
5.05	0.9625
5.78	0.9626
6.38	0.9625

Tabelle 4.4: Messung 4; ohne Parallelwiderstand

$U_{diff}$ in mV	$C_{Piezo}$ in nF
0.64	0.9683
1.26	0.9640
1.75	0.9620
2.40	0.9603
2.87	0.9587
3.88	0.9570
4.38	0.9540
5.22	0.9538

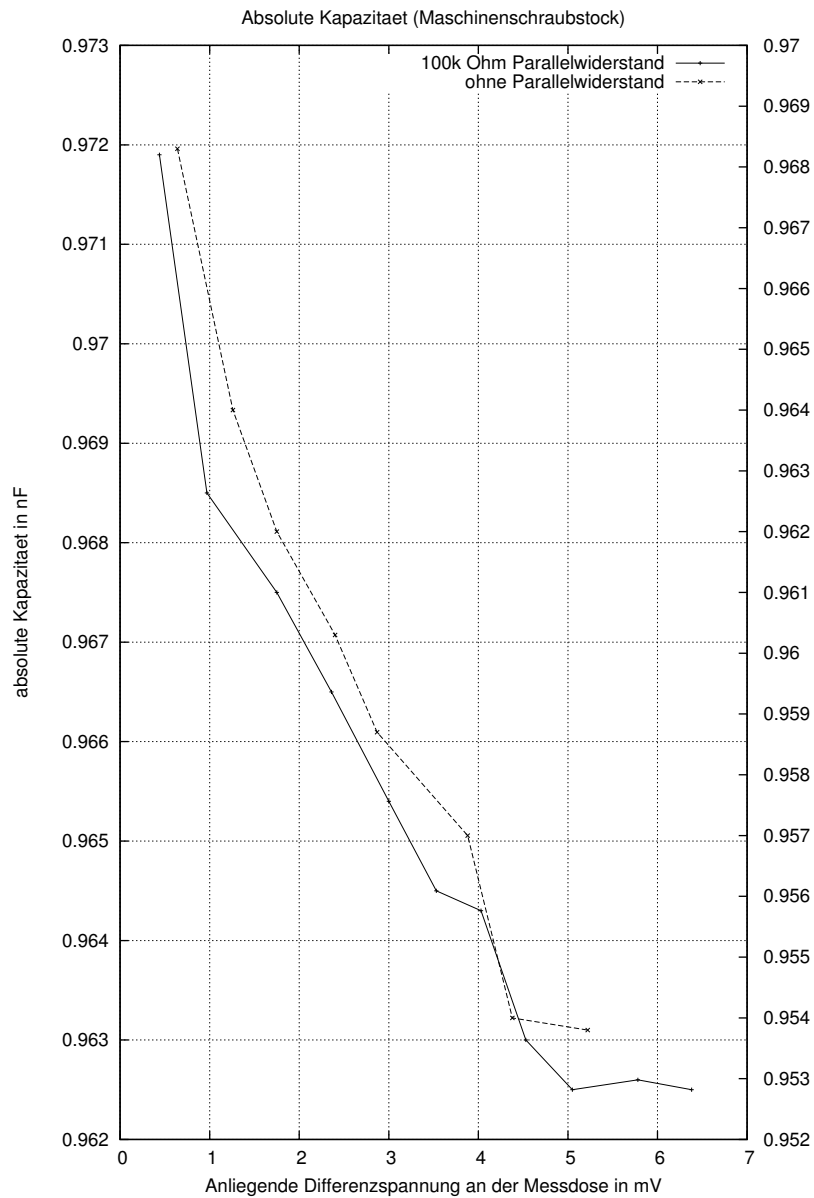


Abbildung 4.3: Messung 3 und 4

### Messung mit anderer Impedanzmessfrequenz

Da generell eine Veränderung des Impedanzverhaltens über die Frequenz bei Piezoelementen zu erwarten ist, wurde diese Messung mit halber Frequenz angestrebt. Allerdings sind die sich ergebenden Unterschiede so gering, dass sie von parasitären Effekten überlagert werden und die äußeren Umwelteinflüsse (Temperatur, relative Luftfeuchte) maßgebend für die Ergebnisse sind. Die erzielten Werte sind der Tabelle 4.5 zu entnehmen. Die weiterhin fallende Kapazitätskurve über die Druckbelastung ist in Abbildung 4.4 auf der nächsten Seite ersichtlich.

Um eine weitere qualitative Aussage über das Frequenzverhalten treffen zu können, wurde empirisch die erste Resonanzfrequenz des Piezoelements ermittelt. Hierzu wurde ein Frequenzgenerator mit manuellem Sweep betrieben und mithilfe eines Shuntwiderstands der Strom in Serie auf Extrema beobachtet. Nach dieser Messung lässt sich ein Resonanzverhalten bei ca. 2.84 MHz feststellen. Aufgrund des weiten Abstands zur Messfrequenz kann man weitere Schlüsse ziehen. Daraus lässt sich auch die unveränderte Charakteristik der vorhergehenden Messung bestätigen.

Tabelle 4.5: Messung 5; 1kHz Messfrequenz

$U_{diff}$ in mV	$C_{Piezo}$ in nF
0.4	0.9705
1.4	0.9709
2.0	0.9690
3.0	0.9681
3.8	0.9675
5.0	0.9670

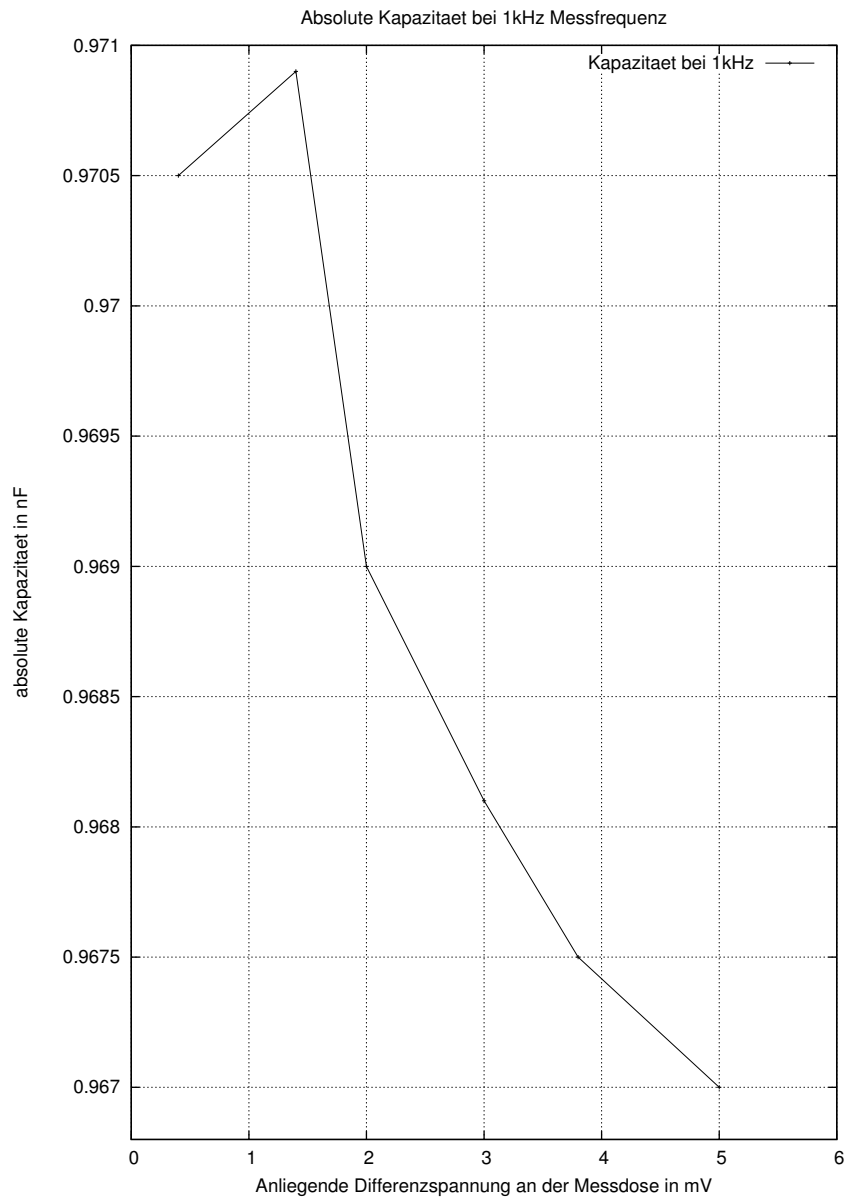


Abbildung 4.4: Messung 5

### 4.4.2 Bürklin Piezo-Stack von Elliptec

Da die vorhergehenden Messungen mit dem einfach aufgebauten Piezoelement nicht die erforderlichen Resultate bezüglich Charakteristik und Reproduzierbarkeit brachten, wurde nun eine Versuchsreihe mit gestapelten Piezoelementen angestrebt. Der Messaufbau blieb weiterhin derselbe, d.h. mithilfe eines Schraubstocks mit Kunststoffbacken wurde eine mechanische Druckbelastung an den Piezostack (im Folgenden auch Stack genannt) und einer Kraftmessdose in Serie angelegt. Beim verwendeten LCR-Meter wurden folgende Parameter eingestellt:

- 1kHz
- 1V
- R.H. off
- C.V. off
- int B. off

Weiter wurden bei diesen Messungen die Zuleitungen nicht auf dem Stack direkt aufgelötet, da dies den Messvorgang an sich unmöglich gemacht hätte. Stattdessen wurden Keramikträger als lose Verbindung der Messleitungen zum Piezoelement verwendet. Dadurch kann es bei geringer mechanischer Belastung zu Verfälschungen gekommen sein, da der Kontakt zwischen Stack und Keramik unzureichend war.

#### Messung Piezo-Stack, ohne Entladungsmaßnahme

Bei dieser ersten Vermessung des kapazitiven Verhaltens des Piezostacks unter Druckbelastung in elektrischer Feldrichtung wurde eine Entspannungs-Zeit der Kunststoffbacken des Schraubstocks von 2 Minuten berücksichtigt. Es wurde lediglich der Piezo ohne zusätzlichen Parallel- oder Serienwiderstand vermessen. Die auffällig abweichenden Anfangswerte in Abbildung 4.5 auf Seite 19 sind auf den schlechten Kontakt zwischen Keramikplättchen und Stack bei geringer Druckbelastung zurückzuführen. Die aufgenommenen Werte sind in Tabelle 4.6 auf der nächsten Seite zu finden.

Tabelle 4.6: Messung 6; Piezostack; Einführende Messung

$U_{diff}$ in mV	$C_{Piezo}$ in nF	$R_{Parallel}$ in k $\Omega$
0.7	253.25	2.39
1.2	270.00	8.01
1.9	271.39	15.48
2.9	271.83	16.98
3.6	271.98	17.40
4.5	272.22	17.42
6.1	272.47	15.80
7.0	272.70	17.72
8.0	272.83	18.28
9.4	273.16	18.30
10.9	273.62	17.21



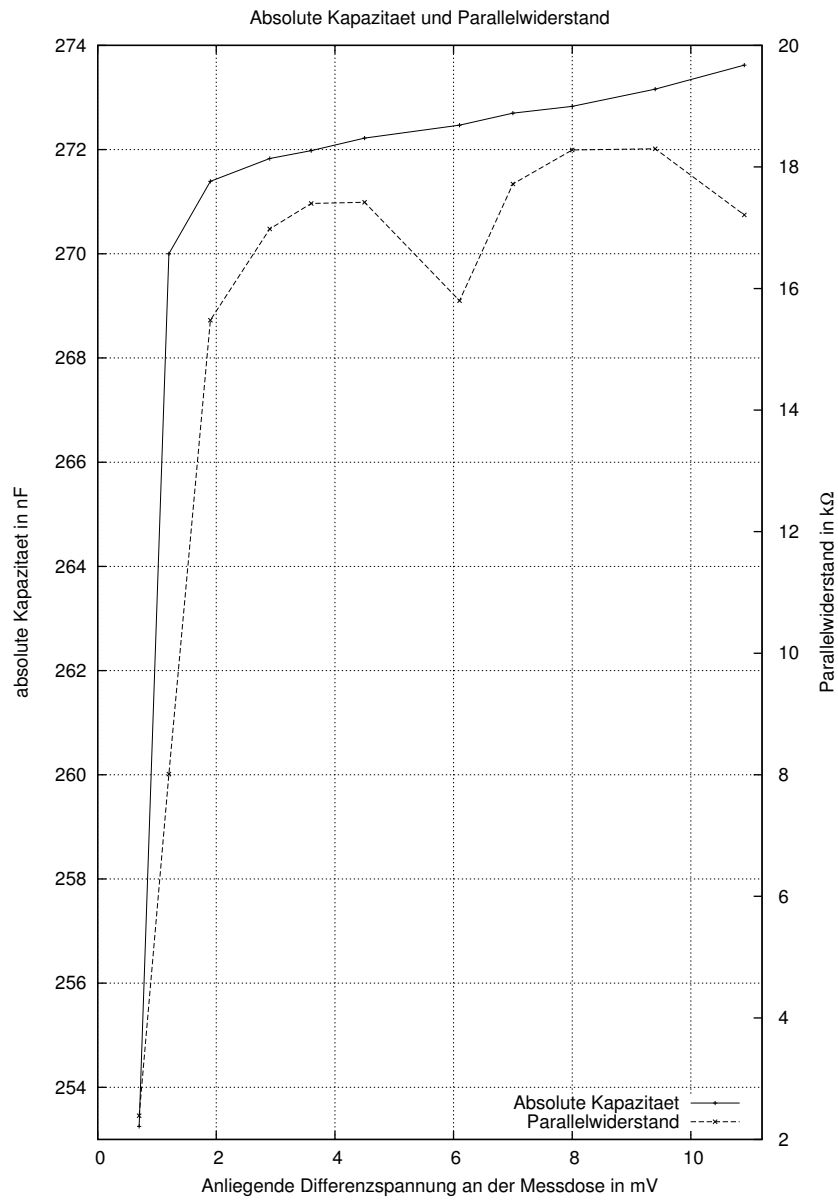


Abbildung 4.5: Messung 6; Einführende Messung Piezostack

### Messung Piezo-Stack, mit Entladung, ohne Setz-Zeit

Um störende, vom Stack selbst erzeugte Ladungsquellen ausschließen zu können, wurde diese Messung in jeweils zwei Schritten ausgeführt. Beim ersten Schritt wird die Kraft angelegt und der Piezo-Stack kurzgeschlossen, um so möglicherweise erzeugte Ladungen zu eliminieren. Als zweiten Schritt wird mithilfe des LCR-821 eine Impedanzmessung durchgeführt. Diese beiden Schritte wurden je unter 30 Sekunden durchgeführt, um ein möglichst isochrones Ergebnis zu erhalten. Weiter wurde die Messung ein zweites Mal durchgeführt, um eine Aussage über die Reproduzierbarkeit treffen zu können. Beim Vergleich der Graphen in Abbildung 4.6 auf der nächsten Seite wird deutlich, dass selbst bei unmittelbar aufeinanderfolgenden Messungen keine zureichende Wiederholbarkeit der Messvorgänge erreicht werden kann. Die korrespondierenden Werte beider Messungen sind in Tabelle 4.7 zu finden. Um Rückschlüsse auf das  $\varepsilon$  des Piezomaterials zu ermöglichen, wurde der Parallelwiderstand bei diesem Messvorgang mit aufgezeichnet. Die Resultate sind in der Tabelle 4.8 auf Seite 22 und Abbildung 4.7 auf Seite 23 ersichtlich.

Tabelle 4.7: Messung 7; Piezostack; mit Entladung, ohne Setz-Zeit; Kapazität

Messung 1		Messung 2	
$U_{diff}$ in mV	$C_{Piezo}$ in nF	$U_{diff}$ in mV	$C_{Piezo}$ in nF
0.15	266.66	0.49	269.02
1.15	267.14	1.55	268.98
2.55	267.72	2.82	269.26
3.24	267.93	3.63	269.36
4.39	268.6	4.60	269.55
5.10	268.88	5.57	269.78
6.14	269.32	6.39	269.90
7.55	268.95	7.74	270.25
8.24	270.16	8.40	270.40
9.82	270.71	9.52	270.70
10.45	270.76	10.49	270.84

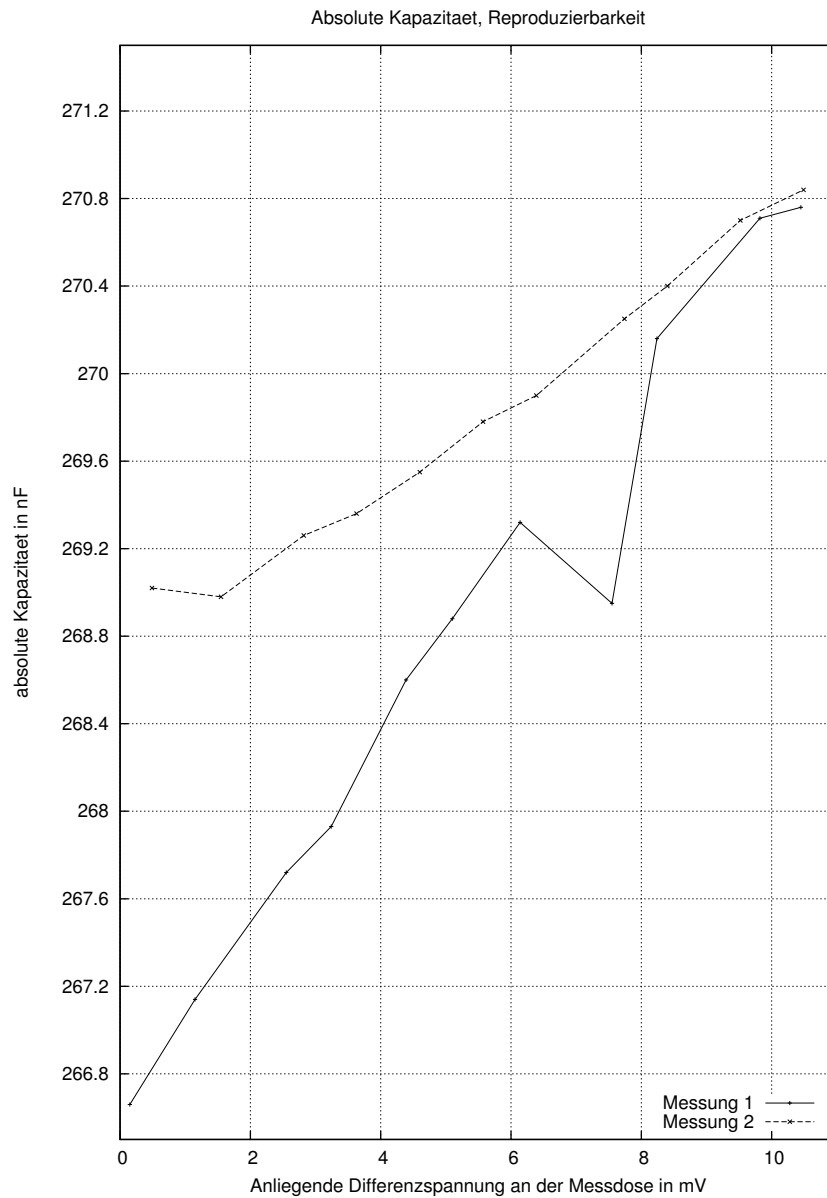


Abbildung 4.6: Messung 7; mit Entladung, ohne Setz-Zeit; Piezostack; Kapazität

Tabelle 4.8: Messung 8; Piezostack; mit Entladung, ohne Setz-Zeit; Parallelwiderstand

Messung 1		Messung 2	
$U_{diff}$ in mV	$R_{Parallel}$ in $k\Omega$	$U_{diff}$ in mV	$R_{Parallel}$ in $k\Omega$
0.15	16.53	0.49	17.42
1.15	19.24	1.55	18.38
2.55	19.25	2.82	18.68
3.24	19.58	3.63	18.63
4.39	19.19	4.60	18.72
5.10	19.15	5.57	17.72
6.14	18.93	6.39	18.70
7.55	18.62	7.74	18.65
8.24	18.58	8.40	17.63
9.82	18.38	9.52	18.55
10.45	18.51	10.49	18.60

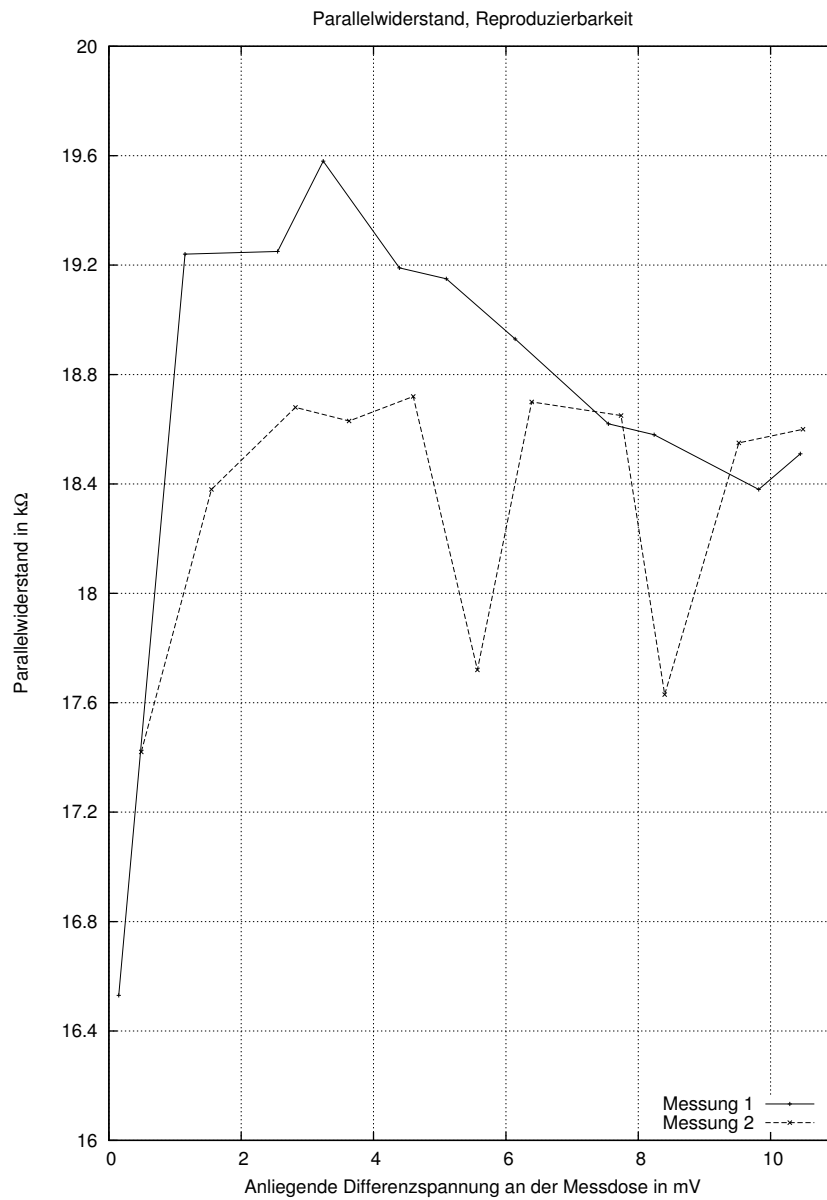


Abbildung 4.7: Messung 8; mit Entladung, ohne Setz-Zeit; Piezostack; Parallelwiderstand

**Messung Piezo-Stack, mit Entladung, mit 2 Minuten Setz-Zeit**

Um eine treffen Aussage fassen zu können, wurde die vorhergehende Messung komplett wiederholt. Jedoch wurde dieses mal bei den einzelnen Werten eine Setz-Zeit von 2 Minuten eingehalten, um etwaige Fehler aufgrund des elastischen Materials der Schraubstockbacken zu minimieren. Allerdings sieht man auch hier anhand von Abbildung 4.8 auf Seite 26 die deutliche Abweichung zwischen den Kapazitätslinien. Die dazugehörigen Werte sind in Tabelle 4.9 zu finden.

Auch hier wurde eine Messung des auftretenden Parallelwiderstands angestoßen. Die Resultate sind in Tabelle 4.10 und Abbildung 4.9 auf Seite 27 nachzulesen.

Tabelle 4.9: Messung 9; Piezostack; mit Entladung, 2 Minuten Setz-Zeit; Kapazität

Messung 1		Messung 2	
$U_{diff}$ in mV	$C_{Piezo}$ in nF	$U_{diff}$ in mV	$C_{Piezo}$ in nF
0.55	268.80	1.16	268.90
1.17	268.55	2.33	269.23
2.26	268.73	3.34	269.35
3.27	268.94	4.33	269.43
4.27	269.13	4.99	269.51
4.93	269.14	6.20	269.85
6.10	269.37	7.03	269.90
6.95	269.50	8.32	270.30
8.21	269.70	9.31	269.99
9.24	269.60	10.41	270.33
10.30	269.83		

Tabelle 4.10: Messung 10; Piezostack; mit Entladung, 2 Minuten Setz-Zeit; Parallelwiderstand

Messung 1		Messung 2	
$U_{diff}$ in mV	$R_{Parallel}$ in k $\Omega$	$U_{diff}$ in mV	$R_{Parallel}$ in k $\Omega$
0.55	17.38	1.16	17.80
Fortsetzung auf der nächsten Seite			

Messung 1		Messung 2	
$U_{diff}$ in mV	$R_{Parallel}$ in $k\Omega$	$U_{diff}$ in mV	$R_{Parallel}$ in $k\Omega$
1.17	18.08	2.33	18.65
2.26	19.07	3.34	18.80
3.27	19.15	4.33	18.88
4.27	19.18	4.99	18.89
4.93	19.30	6.20	18.87
6.10	19.29	7.03	18.69
6.95	19.30	8.32	18.82
8.21	19.29	9.31	19.10
9.24	19.44	10.41	19.00
10.30	19.49		

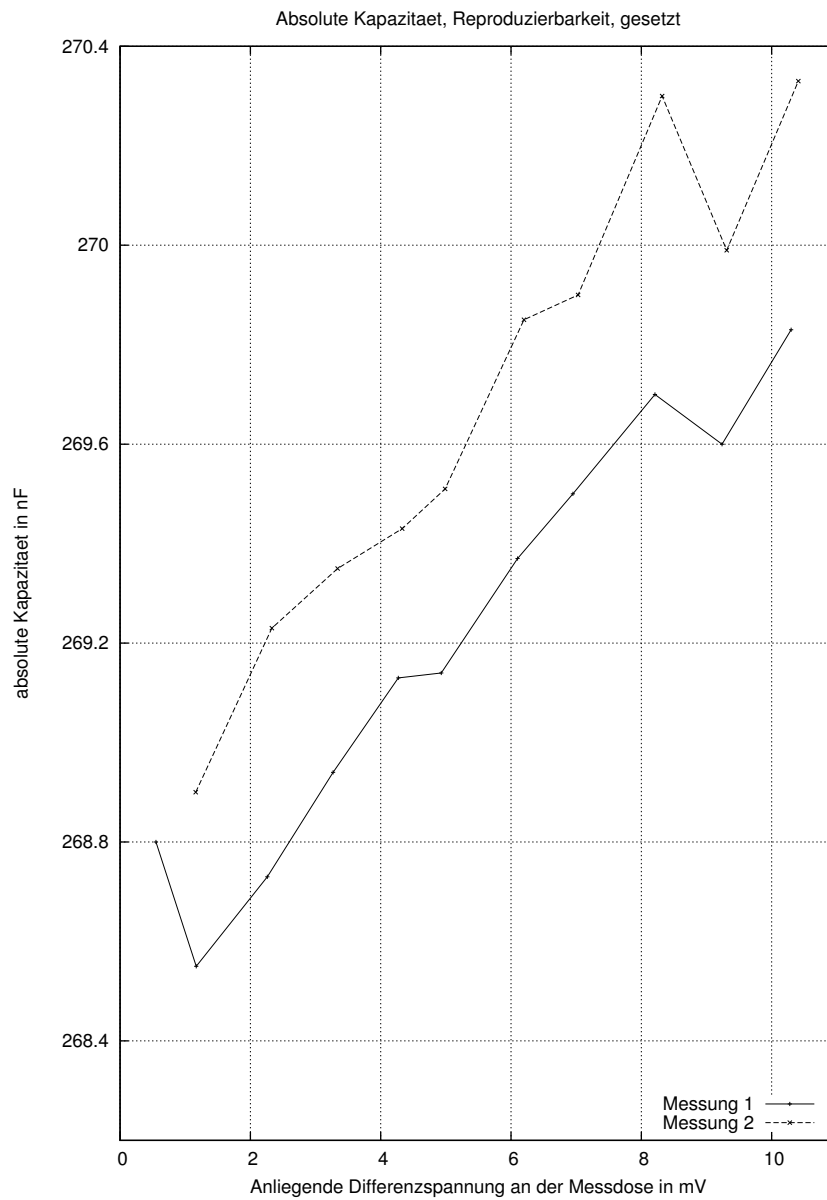


Abbildung 4.8: Messung 9; mit Entladung, 2 Minuten Setz-Zeit; Piezostack; Kapazität



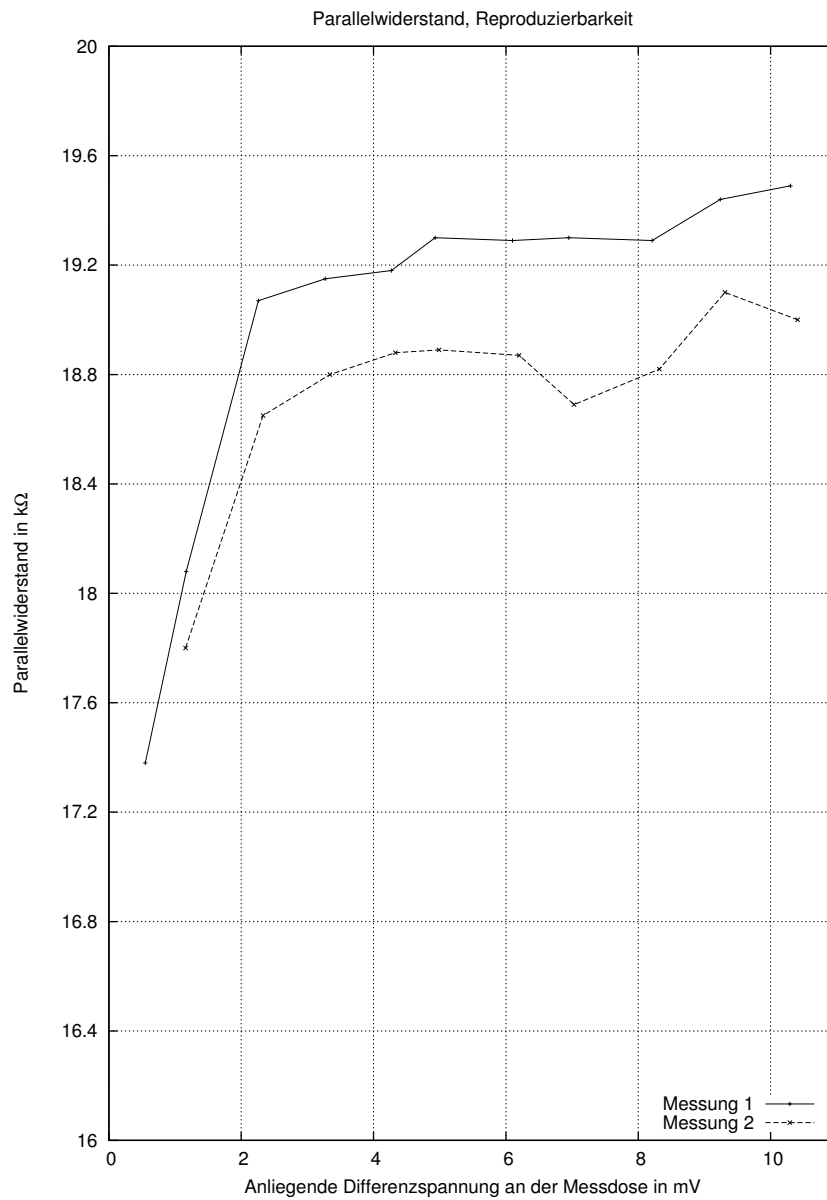


Abbildung 4.9: Messung 10; mit Entladung, 2 Minuten Setz-Zeit; Piezostack; Parallelwiderstand

## **5 Hardware**

Im Folgenden werden die Fortschritte in der Hardware-Entwicklung chronologisch geordnet und in Teilbereiche separiert aufgeführt.

### **5.1 Energiezuführung**

Als zielführend erweist sich eine Vorüberlegung im Bezug auf die Möglichkeiten der elektrischen Speisung. Grundlegende Anforderungen waren hier die Verwendungen in hermetisch isolierten Systemen und die Effizienz. Somit ist beispielsweise von vornherein eine direkte Kopplung an eine Netzversorgungsquelle oder eine Speisung durch wechselbare Batterien ausgeschlossen.

#### **5.1.1 Energy-Harvesting**

In diesem Teilbereich werden zwei physikalische Grundarten des Micro Energy Harvesting betrachtet. Diese sind die Umwandlung von mechanischer Schwingungsenergie und thermischer Differenz in elektrische Spannung. Bei der Vorbereitung und Einarbeitung in die entsprechende Thematik wird bei der Umformung von mechanischen Schwingungen in Elektrizität offensichtlich, dass dies eine ungünstige Form der Energiegewinnung für dieses System ist. Dies liegt unter anderem an der unmöglichen Abstimmung der durch den Auftritt erzeugten Erregung auf die Resonanzfrequenz des Schwingungsaufnehmers. Weiter benötigt ein solches Bauelement einen Freiraum um seine abklingende Bewegung harmonisch abbauen zu können. Es müssen auch die maximal auftretenden Beschleunigungen berücksichtigt werden was wiederum zu einer Versteifung des kompletten Federsystems führen würde. Das hätte als Resultat, dass durch die Erhöhung der dynamischen Bandbreite die verhältnismäßig kleineren Anregungen einen schlechteren Wirkungsgrad liefern würden. Diese Umstände schließen die piezoelektrische Wandlung leider für

die Option der Energiezuführung aus. [Dem11, vgl. S.39]

Die thermoelektrische Wandlung beruht auf der Inversen des Peltier-Effekts, dem Seebeck Effekt. Diesem liegt zu Grunde, dass am Übergang von zwei unterschiedlichen Metallen unterschiedlicher Temperierung ein elektrisches Feld aufgebaut wird. Die Verwendung dieses Effekts war zunächst nur bei Temperatur-Messfühlern weit verbreitet. Allerdings ist aufgrund der fortschreitenden Entwicklung der Micro Energy Harvesting Technologien dieser Effekt mittlerweile auch zur Energieversorgung nutzbar.

Als zentralen Baustein für die Erprobung von Micro-Energy-Harvesting Systemen im Bezug auf thermo-elektrische Energiewandlung bietet sich der *LTC3108* von der Firma Linear Technology an. Dieser vermag mit geringem Aufwand Eingangsspannungen von 20mV bis 500mV auf ausgangsseitig bis zu 5V aufwärts zu wandeln. Um möglichst schnell Erkenntnisse aus der Wirkungsweise des Bausteins ziehen zu können, wird eine im Internet veröffentlichte Schaltung<sup>1</sup> für Tests verwendet (siehe Abbildung 5.1 auf der nächsten Seite). Diese hält sich strikt an die Vorgaben des Datenblatts<sup>2</sup> [LTC10]. Beim LTC3108 handelt es sich um einen Spannungs-Aufwärtswandler<sup>3</sup> für sehr niedrige Eingangsspannungen. Im Gegensatz zum normalen Aufbau von Aufwärtswandlern wird keine einfache Induktivität sondern ein kleiner Transformator verwendet. Dies reduziert zwar aufgrund des hohen Übersetzungsverhältnisses (1:20 bis 1:100) den Wirkungsgrad, allerdings lassen sich so auch höhere Spannungen erzeugen. Bei dem Versuchsaufbau wird ein 1:100 Transformator verwendet, da sich die Eingangsspannungen, welche experimentell ermittelt wurden, sich zwischen 20mV und 90mV bewegen. Als zu erstrebende Ausgangsspannung wurde schaltungstechnisch 3,3V eingestellt, da dies die zur Zeit am häufigsten bei Mikrocontrollern vorkommende Versorgungsspannung ist. Als externer Energiespeicher wurde ausgangsseitig an die Schaltung ein 2200 $\mu$ F Kondensator angefügt. Als energieerzeugendes Element wurde ein Peltierelement mit einem Aluminium-Kühlkörper versehen. So muss bei ausreichender zugeführter Wärme nicht einmal aktiv gekühlt werden, es genügt die Wärmeveräußerung durch

---

<sup>1</sup><https://github.com/wa7iut>

<sup>2</sup><http://www.linear.com/product/LTC3108>

<sup>3</sup>Step-Up-Converter

den Kühlkörper.

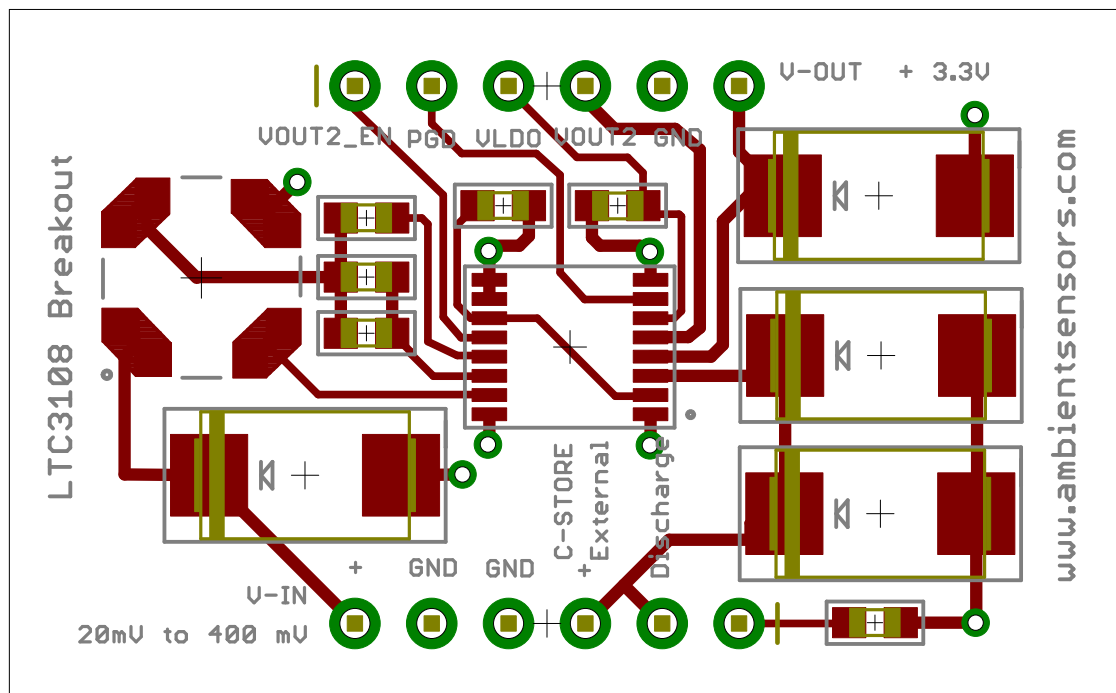


Abbildung 5.1: LTC3108 Board von Ambient Sensors

### 5.1.2 Drahtlose Energieübertragung

Zum Laden der internen Speicher, die in Kapitel 5.2 auf Seite 33 vorgestellt werden, wird eine vielfach höhere Leistung benötigt als jene, die mit den Mitteln des Energy-Harvesting bereitgestellt werden kann. Allerdings sollen bei die durch die Grundvoraussetzung festgelegten Richtlinien nicht verletzt werden. Durch den betreuenden Professor Harasim kam die Vorgabe ein Evaluations-Kit der Firma Texas Instruments genauer zu untersuchen. Dabei handelte es sich um ein System, welches aus zwei Komponenten bestand:

- Transmitter, Sender: bq500110EVM-688 Evaluation Module
- Receiver, Empfänger: bq51013EVM-725 Evaluation Module

Dieses lässt sich mithilfe einer Gleichspannungsquelle, eingestellt auf eine Speisung von 19V und einer Stromgrenze über 0,5A sehr einfach in Betrieb nehmen. Am Empfängermodul stellt sich bei passgenauer Platzierung der beiden

Übertragerspulen des magnetischen Kopplungssystems eine Tätigkeit der Indikationsanzeige ein. Ein Permanentmagnet hilft beim Zentrieren der beiden Luftspulen. Laut Datenblatt [Ins12c, vgl. S.2] liefert die Beispielschaltung 5V bei 1A. Zum Testen der Kompatibilität wurde die Schaltung mit der in Kapitel 5.2.2 vorgestellten Ladeeinheit gekoppelt. Das erfolgreiche Zusammenarbeiten konnte reproduzierbar getestet werden.

Für das Gesamtkonzept des Fußmoduls vom Projekt „MedLast“ ist die Empfangseinheit vorrangig. Um ein passendes Zusammenspiel von proprietärer Sendeeinheit und selbstentwerfener Empfangsschaltung sicherzustellen, wurde der gleiche Baustein (*BQ51013*) verwendet. Allerdings wurde beim Schaltungsaufbau darauf geachtet, dass der Bauteilumfang sich auf ein Minimum reduziert. So wurde die Zusatzbeschaltung für eine eventuelle alternative bedrahtete Versorgung weggelassen. Bei dem BQ51013 handelt es sich um ein IC, welches nur in BGA<sup>4</sup> Gehäusegröße erhältlich ist. Da dies wiederum für das Layoutdesign bedeutete, dass mit Kontaktflächengrößen von  $250\mu\text{m}$  gearbeitet werden muss, ergab sich eine weitere Problematik. Die typischen Leiterplattenhersteller für Prototypen und Kleinserien haben eine Vorgabe für den Minstdurchmesser von Durchkontaktierungen mit  $300\mu\text{m}$ . D.h. über die üblichen Wege war es nicht ohne Mehraufwand möglich, eine Platine zu beschaffen. Da ein Durchmesser der Durchkontaktierungen von  $150\mu\text{m}$  als maximale Maßgabe anzusehen war, wurde für den Prototypenbau LTCC<sup>5</sup> als Schaltungsträger ausgewählt. Diese können im Hybridlabor in Dickschichttechnik selbstständig aufgebaut werden. Weiter können durch das Laserstruktur-Gerät *ProtoLaser U* die Keramiksubstrate auf  $15\mu\text{m}$  genau geritzt und gebohrt werden. Da LTCC im einlagigen Aufbau zu fragil wäre, wurden noch Überlegungen angestrebt um die mechanische Widerstandsfähigkeit zu erhöhen. Ein mehrlagiger Aufbau barg eine zu große Gefahr im Bezug auf die erhöhte Wahrscheinlichkeit einer unterbrochenen Durchkontaktierung. Diese steigt proportional mit der Anzahl der verwendeten Lagen LTCC. Durch einen Hinweis von Herrn Leschik wurde bei einem zweiten Versuch die LTCC-Schicht, welche den beidseitigen Schaltungsdruck aufgetragen hatte, auf eine  $\text{Al}_2\text{O}_3$ -Keramik auflaminiert. Diese dient als mechanisch-stabiler Träger. Nach einem ersten Fehlversuch konn-

---

<sup>4</sup>Ball Grid Array

<sup>5</sup>Low Temperature Cofire Ceramic

ten somit auf einem Substrat mit Mehrfach-Nutzen mehrere, passiv einwandfreie Schaltungen aufgebaut werden. Nach deren Bestückung per Hand und Lötung mit der Dampfphasenanlage der Hochschule Landshut wurde diese mit der Einkopplungsspule verbunden. Eine anfängliche Überlegung, diese ebenfalls auf Dick-schichttechnik basierend auf LTCC zu der Schaltung zu bringen, wurde aufgrund der nicht einzuhaltenden Kriterien an die Güte der Induktivität wieder verworfen. Darum fiel die Entscheidung auf eine Empfänger-Spule, welche von der Firma Würth Elektronik genau für diesen Zweck bereitgestellt wird [eGCK12]. Die für den Empfängerschwingkreis noch benötigten Kapazitäten wurden über folgende Formeln des Datenblatts [Ins12b] dimensioniert:

$$C1 = [(f_S \cdot 2\pi)^2 \cdot L'_S]^{-1} \quad (5.1)$$

$$C1 = [(100\text{kHz} \cdot 2\pi)^2 \cdot 0,01011\text{mH}]^{-1} \quad (5.2)$$

$$C1 = 250\text{nF} \quad (5.3)$$

$$C2 = \left[ (f_D \cdot 2\pi)^2 \cdot L_S - \frac{1}{C1} \right]^{-1} \quad (5.4)$$

$$C2 = \left[ (1\text{MHz} \cdot 2\pi)^2 \cdot 0,01011\text{mH} - \frac{1}{250\text{nF}} \right]^{-1} \quad (5.5)$$

$$C2 = 2,53\text{nF} \quad (5.6)$$

$$Q = \frac{2\pi \cdot f_D \cdot L_S}{R} \quad (5.7)$$

$$Q = \frac{2\pi \cdot 1\text{MHz} \cdot 0,01011\text{mH}}{0,1488\Omega} \quad (5.8)$$

$$Q = 426,90 \quad (5.9)$$

Als Mindestmaß wird im Datenblatt [Ins12b, siehe S.23] eine Güte von 77 festgelegt. Diese wird mit der Luftspule von Würth Elektronik weit überschritten.

Mit drei, beziehungsweise zwei diskreten Kondensatoren wurden die Kapazitäten  $C1$  und  $C2$  aufgebaut. Dies wurde auf einer separaten, zwischen Spule und Ke-

ramikschialtung gelöteten Platine aufgebaut. Der fertige selbstentworfene Aufbau wurde mit einer geringen Last von  $47\Omega$  auf die von Texas Instruments bereitgestellte Schaltung<sup>6</sup> gesetzt und getestet. Die Reproduzierbarkeit wies noch Defizite auf, so konnte noch nicht sichergestellt werden, dass bei jedem Aufsetzen der Empfängerschaltung eine stabile Verbindung zustande kommt. Weiter können noch keine niederohmigen Lasten ( $< 50\Omega$ ) an das Modul gekoppelt werden. Dies mag zum ein an der unzureichenden Anpassung des Schwingkreises liegen oder auch zum anderen an der Hochohmigkeit der gedruckten Leiterbahnen auf dem Keramiksubstrat.

## 5.2 Energiebereitstellung

Da die Markttauglichkeit bei diesem Projekt eine wesentliche Rolle spielt, wird eine weitverbreitete, einfach zu realisierende und auch günstige Methode gesucht um die Energie für die Elektronik des eingebetteten Moduls bereitzustellen.

### 5.2.1 Superkondensator

Als Superkondensator bezeichnet man im Allgemeinen hochkapazitive Energieträger, die Ihre elektrische Ladung anders als Keramik-, Tantal-, Elektrolyt- oder Folienkondensatoren speichern. Sie funktionieren nicht wie diese durch Ladungsseparation mittels Dielektrikum sondern bedienen sich anderer Effekte, wie Energiespeicherung in Helmholtz-Doppelschichten<sup>7</sup>, faradayscher Ladungstausch<sup>8</sup> oder einer Kombination aus beiden Technologien<sup>9</sup>. Aufgrund dieser anderen Bauweisen lassen sich Kapazitäten erreichen, die das von Elektrolytkondensatoren um das 10000-fache überschreiten. Somit ziehen sie bezüglich der Ladungsdichte mit Akkumulatoren gleich. Anders als bei den üblichen Kondensatoren wird durch den technologischen Unterschied der Funktionsprinzipien eine lineare Lade- beziehungsweise Entladekurve erreicht. Weiter In Miniaturbauweise für Platinenmontage sind so ganzzahlige Farad an Ladungskapazität mit dieser Technologie bereits

---

<sup>6</sup>bq500110EVM-688, Sendeeinheit

<sup>7</sup>Doppelschichtkondensator

<sup>8</sup>Pseudokondensator

<sup>9</sup>Hybridkondensator

üblich. Für den praktischen Einsatz für die Arbeit fielen diese Energiespeicher aufgrund ihrer schaltungstechnischen Zusatzbeschaltung zur Spannungsstabilisierung und des, im Gegensatz zu den weit verbreiteten Lithium-Ionen Akkus, hohen Kostenfaktors aus. Weiter ist die Selbstentladung zudem höher als bei konventionellen Akkumulatoren. Aus diesen Gründen wurde eine Lösung der Energiezwischenspeicherung, welche auf Superkondensatoren basiert, nicht weiter verfolgt.

### 5.2.2 Lithium-Ionen-Akkumulator

Der Lithium-Ionen-Akku hat sich in den letzten Jahren zur Standardtechnologie für wiederaufladbare Energiespeicher entwickelt. Man findet sie in nahezu jedem portablen, elektrisch betriebenen Gerät. Durch weitere Sicherheitsmaßnahmen, wie den in nahezu allen Li-Ion-Akkus verbauten NTC<sup>10</sup>-Widerstand, der mithilfe externer Sicherheits- und Messbeschaltung Rückschlüsse über die interne Temperaturentwicklung des Energiespeichers schließen lässt. Dies verhindert bei einer Fehlfunktion oder einem Schaden des Akkus einen Brand oder gar eine Explosion des Geräts<sup>11</sup>.

Für das Projekt wurde nach einem IC-Baustein gesucht, der selbstständig bei ausreichender Eingangsspannung den Ladungsvorgang bei einem 1-Zellen Li-Ionen Akku vornimmt. Die Wahl eines fertigen ICs bietet einige Vorteile:

- Der Aufbau der Schaltung reduziert sich auf ein Minimum an Bauteilen, so werden zum Beispiel Schmitt-Trigger für die Temperaturüberwachung, Spannungsstabilisatoren und Stromquellen bereits in einem Baustein vereint.
- Die Komplexität des Schaltungslayouts wird auf geringen Ausmaßen festgehalten.
- Berechnungen zur Auslegung der einzelnen Baugruppen werden obsolet oder auf wenige reduziert. Dabei wird meistens der Anwender durch die im Datenblatt aufgezeigten Anwendungsbeispiele mit Vorlagen zur Berechnung unterstützt.

---

<sup>10</sup>Negative Temperature Coefficient

<sup>11</sup><http://computer.t-online.de/>

[ueelzen-explodiertes-notebook-loest-feuerwehreinsatz-aus/id\\_42553726/index](http://computer.t-online.de/ueelzen-explodiertes-notebook-loest-feuerwehreinsatz-aus/id_42553726/index)



- Die Schaltung ist bereits im Datenblatt festgehalten und muss lediglich bei den Bauteilwerten adaptiert werden.

Nach hinreichendem Vergleich fiel die Wahl des zu verwendenden Bausteins auf den BQ24100 von der Firma Texas Instruments<sup>12</sup>. Dieser umfasst eine durch die am Akku anliegende Temperatur gesteuerte Schutzbeschaltung und eine äußerst niedrige Mindestspannung für die Eingangsbeschaltung. Weiter sind diverse Steuereingänge als auch Ausgänge die durch ihre logischen Pegel den aktuellen Status des Ladezyklus wiedergeben im Baustein realisiert. Die Ladelogik erkennt ebenfalls eine Tiefentladung und passt dementsprechend den Ladezyklus an.

Berechnungsschritte nach Datenblatt [Ins12a]

$$\Delta I_L = I_{Charge} \cdot I_{ChargeRipple} \quad (5.10)$$

$$\Delta I_L = 1,33\text{A} \cdot 30\% = 0,4\text{A} \quad (5.11)$$

$$L_{OUT} = \frac{V_{BAT} \cdot (V_{INMAX} - V_{BAT})}{V_{INMAX} \cdot f \cdot \Delta I_L} \quad (5.12)$$

$$L_{OUT} = \frac{4,2\text{V} \cdot (5\text{V} - 4,2\text{V})}{5\text{V} \cdot 1,1 \cdot 10^6 \frac{1}{\text{s}} \cdot 0,4\text{A}} \quad (5.13)$$

$$L_{OUT} = \frac{3,36\text{V}^2}{2,2 \cdot 10^6 \frac{\text{VA}}{\text{s}}} = 1,527\mu\frac{\text{Vs}}{\text{A}} = 1,527\mu\text{H} \quad (5.14)$$

Da das Hybridlabor der Hochschule Landshut während des Aufbaus Induktivitäten mit  $6,2\mu\text{H}$  im Lager hatte, wurde folgende Rechnung zur Anpassung vorgenommen:

$$\Delta I_L = \frac{V_{BAT} \cdot (V_{INMAX} - V_{BAT})}{V_{INMAX} \cdot f \cdot L_{OUT}} \quad (5.15)$$

$$\Delta I_L = \frac{4,2\text{V} \cdot (5\text{V} - 4,2\text{V})}{5\text{V} \cdot 1,1 \cdot 10^6 \frac{1}{\text{s}} \cdot 6,2 \cdot 10^{-6} \frac{\text{Vs}}{\text{A}}} \quad (5.16)$$

$$\Delta I_L = \frac{3,36\text{V}^2}{34,1 \frac{\text{V}^2\text{s}}{\text{A}}} = 0,0985\text{A} = 98,5\text{mA} \quad (5.17)$$

$$(5.18)$$

<sup>12</sup><https://www.ti.com/product/bq24100>

Resultierender Spitzenstrom  $I_{IPK}$  an der Induktivität:

$$I_{IPK} = I_{OUT} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (5.19)$$

$$I_{IPK} = 1,33\text{A} + \frac{0,0985\text{A}}{2} = 1,379\text{A} \quad (5.20)$$

Die ideale Ausgangskapazität berechnet sich über eine optimale Resonanzfrequenz von 16kHz. Grundsätzlich bewegt sich die zulässige Frequenz zwischen 8kHz und 32kHz laut Datenblatt [Ins12a].

$$f_O = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{OUT} \cdot C_{OUT}}} \quad (5.21)$$

$$C_{OUT} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_O^2 \cdot L_{OUT}} \quad (5.22)$$

$$C_{OUT} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot \left(16 \cdot 10^3 \frac{1}{\text{s}}\right)^2 \cdot 6,2 \cdot 10^{-6} \frac{\text{Vs}}{\text{A}}} \quad (5.23)$$

$$C_{OUT} = 1,595 \cdot 10^{-5} \frac{\text{As}}{\text{V}} \Rightarrow 16\mu\text{F} \quad (5.24)$$

Wieder wurde Aufgrund von Lagerbeständen eine andere Kapazität gewählt: 10μF

$$f_O = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{OUT} \cdot C_{OUT}}} \quad (5.25)$$

$$f_O = \frac{1}{2\pi\sqrt{6,2 \cdot 10^{-6} \frac{\text{Vs}}{\text{A}} \cdot 10 \cdot 10^{-5} \frac{\text{As}}{\text{V}}}} \quad (5.26)$$

$$f_O = 20,212\text{kHz} \quad (5.27)$$

Die Resonanzfrequenz der passiven Leistungsbauteile am Schaltungsausgang liegen mit rund 20kHz noch innerhalb des gültigen Bereichs.

Der angelegte Speisestrom für den Ladevorgang wird vom IC über einen Shunt-Widerstand ( $R_{SNS}$ ) bestimmt. Dieser wird über geforderten Ladestrom ( $I_{CHARGE}$ ) und einer Shuntspannung ( $V_{RSNS}$ ) dimensioniert. Die Shuntspannung sollte laut Vorgabe zwischen 100mV und 200mV betragen. Für die Berechnung wurde daher

ein arithmetisches Mittel von 150mV gewählt.

$$R_{SNS} = \frac{V_{RSNS}}{I_{CHARGE}} \quad (5.28)$$

$$R_{SNS} = \frac{150\text{mV}}{1,33\text{A}} = 0,1128\Omega \Rightarrow 0,1\Omega \quad (5.29)$$

resultierende Shuntspannung  
bei einem Widerstand von  $0,1\Omega$  :

$$V_{RSNS} = R_{SNS} \cdot I_{CHARGE} = 0,1\Omega \cdot 1,33\text{A} \Rightarrow 133\text{mV} \quad (5.30)$$

Berechnung der Verlustleistung am Shuntwiderstand:

$$P_{RSNS} = I_{CHARGE}^2 \cdot R_{SNS} \quad (5.31)$$

$$P_{RSNS} = (1,33\text{A})^2 \cdot 0,1\Omega = 176,9\text{mW} \quad (5.32)$$

Die Steuerwiderstände für die Stromgrenzen berechnen sich wie folgt:

$$R_{ISET1} = \frac{K_{ISET1} \cdot V_{ISET1}}{R_{SNS} \cdot I_{CHARGE}} \quad (5.33)$$

$$R_{ISET1} = \frac{1000\frac{\text{V}}{\text{A}} \cdot 1,0\text{V}}{0,1\Omega \cdot 1,33\text{A}} \quad (5.34)$$

$$R_{ISET1} = 7,5\text{k}\Omega \quad (5.35)$$

$$R_{ISET2} = \frac{K_{ISET2} \cdot V_{ISET2}}{R_{SNS} \cdot I_{PRECHARGE}} \quad (5.36)$$

$$R_{ISET2} = \frac{1000\frac{\text{V}}{\text{A}} \cdot 0,1\text{V}}{0,1\Omega \cdot 0,133\text{A}} \quad (5.37)$$

$$R_{ISET2} = 7,5\text{k}\Omega \quad (5.38)$$

Das IC verfügt ebenfalls über eine zeitgesteuerte Sicherheitsabschaltung. Dessen Zeitintervall wird über einen externen Kondensator eingestellt. Man geht im All-

gemeinen von einer sicheren Ladezeit von 5 Stunden aus.

$$C_{TTC} = \frac{t_{CHARGE}}{K_{TTC}} \quad (5.39)$$

$$C_{TTC} = \frac{300 \text{ Minuten}}{2,6 \frac{\text{Minuten}}{\text{nF}}} \quad (5.40)$$

$$C_{TTC} = 115,4 \text{ nF} \quad (5.41)$$

Ähnlich wie im Beispiel des Datenblatts wurde beim Versuchsaufbau der Berechnungsgrundlage ein NTC-Widerstand des Li-Ionen Akkus von  $10\text{k}\Omega$  verwendet.

$$\begin{aligned} &\text{Mit} \\ V_{LTF} &= \frac{V_{O(VTSB)} \cdot \%_{LTF+100}}{100} \end{aligned} \quad (5.42)$$

$$V_{LTF} = \frac{3,15\text{V} \cdot 73,5\%}{100} = 2,31525\text{V} \quad (5.43)$$

$$\begin{aligned} &\text{und} \\ V_{HTF} &= \frac{V_{O(VTSB)} \cdot \%_{HTF+100}}{100} \end{aligned} \quad (5.44)$$

$$V_{HTF} = \frac{3,15\text{V} \cdot 34,4\%}{100} = 1,0836\text{V} \quad (5.45)$$

Lassen sich die begrenzenden Widerstände für die interne Sicherheitsschaltung berechnen. Als Grundlage wurden die Werte für die Widerstände vom Datenblatt

übernommen:  $RTH_{COLD} = 27,28\text{k}\Omega$  und  $RTH_{HOT} = 4,912\text{k}\Omega$ .

$$RT2 = \frac{V_{O(VTSB)} \cdot RTH_{COLD} \cdot RTH_{HOT} \cdot \left( \frac{1}{V_{LTF}} - \frac{1}{V_{HTF}} \right)}{RTH_{HOT} \cdot \left( \frac{V_{O(VTSB)}}{V_{HTF}} - 1 \right) - RTH_{COLD} \cdot \left( \frac{V_{O(VTSB)}}{V_{LTF}} - 1 \right)} \quad (5.46)$$

$$RT2 = \frac{3,15\text{V} \cdot 27,28\text{k}\Omega \cdot 4,912\text{k}\Omega \cdot \left( \frac{1}{2,31525\text{V}} - \frac{1}{1,0836\text{V}} \right)}{4,912\text{k}\Omega \cdot \left( \frac{3,15\text{V}}{1,0836\text{V}} - 1 \right) - 27,28\text{k}\Omega \cdot \left( \frac{3,15\text{V}}{2,31525\text{V}} - 1 \right)} \quad (5.47)$$

$$RT2 = 442,235\text{k}\Omega \Rightarrow 442\text{k}\Omega \quad (5.48)$$

$$RT1 = \frac{\frac{V_{O(VTSB)}}{V_{LTF}} - 1}{\frac{1}{RT2} + \frac{1}{RTH_{COLD}}} \quad (5.49)$$

$$RT1 = \frac{\frac{3,15\text{V}}{2,31525\text{V}} - 1}{\frac{1}{442\text{k}\Omega} + \frac{1}{27,28\text{k}\Omega}} \quad (5.50)$$

$$RT1 = 9,263\text{k}\Omega \Rightarrow 9,31\text{k}\Omega \quad (5.51)$$

Ein passendes Schaltungslayout wurde mithilfe des Datenblatts [Ins12a] und der Software Multisim<sup>13</sup> erstellt. Nach der Adaption der Schaltung auf ein passendes Layout wurde über einen Leiterplattenhersteller ein Prototyp auf FR4<sup>14</sup> bestellt. An der Hochschule Landshut wurde dieser per Hand bestückt und mithilfe der Dampfphasenlötanlage fertig gelötet. Für erste Tests wurde ein handelsüblicher Mobiltelefon-Akku der Firma Huawei verwendet. Dieser war bereits geringfügig vorgeladen und besitzt einen internen NTC-Widerstand von  $10\text{k}\Omega$ . Somit entsprach diese Testumgebung ziemlich dem realen Einsatzgebiet der Ladeschaltung. Über einen fliegenden Aufbau mithilfe einer Experimentierplatine wurde der Akku an die Schaltung angeschlossen. Diese wurde selbst an eine  $5\text{V}$  Konstantspannungsquelle angeschlossen, welche während des Versuchs auch im Spannungspegel verändert wurde. Solange sich die anliegende Gleichspannung innerhalb des im Datenblatt

<sup>13</sup><http://www.ni.com/multisim/d/>

<sup>14</sup>Flame Retarding Number 4; Flammhemmendes Substratmaterial auf Epoxydbasis

vermerkten Intervalls bewegt, zeigen die Indikationsausgänge des ICs einwandfreien Betrieb auf. Die Funktion des Moduls konnte einwandfrei nachgewiesen werden und war stets reproduzierbar. Auch die kombinierbare Funktion mit dem Modul aus Kapitel 5.1.2 auf Seite 30 wurde erfolgreich getestet.

## 5.3 Arbeitsschaltung

### 5.3.1 CC2541

Um die Sensordaten verarbeiten zu können, wird eine Recheneinheit benötigt. Dabei sollte diese neben der Auswertung und Konvertierung auch eine Möglichkeit bereitstellen, Daten drahtlos zu verschicken. Bei der drahtlosen Datenübertragung war eine weitere Maßgabe, dass diese auf einem lizenzfreien ISM<sup>15</sup> seine Nachrichten verschickt. In Europa liegen diese auf den Frequenzen 433MHz, 868MHz und 2,4GHz (es gibt noch weitere ISM-Frequenzbereiche, diese sind allerdings die Gängigsten). Durch eine Vorauswahl von einem Mitarbeiter der Firma SRI<sup>16</sup> wurde der Mikrocontroller CC2541<sup>17</sup> für erste Layouttests bestimmt. Mithilfe des Controllerdatenblatts [Ins12d] wurde eine grundlegende Schaltung aufgebaut. Diese ist in Teilbereiche zu untergliedern:

- Eingangsschutzbeschaltung: „resetable Fuse“<sup>18</sup>, Verpolschutz
- DC/DC-Wandler: TPS62730 plus Peripherie
- System on a Chip, kurz SoC<sup>19</sup>, CC2541 mit integrierter Transmitter-Einheit
- Balun<sup>20</sup> plus Antennenkupplung und diskreter Antenne
- Piezosignalgeber: MAS6240<sup>21</sup>

Diese Teilgebiete sollen nun im Folgenden noch einzeln näher erklärt werden.

---

<sup>15</sup>Industrial Scientific Medical

<sup>16</sup>Sri Radio Systems GmbH; <http://www.sri.de/>

<sup>17</sup><http://www.ti.com/product/cc2541>

<sup>18</sup>ein temperaturabhängiger Widerstand, zu deutsch: selbstrückstellende Sicherung

<sup>19</sup>IC, welches Mikrocontroller und komplexe Peripherie auf einem Siliziumträger vereint

<sup>20</sup>Balanced to unbalanced

<sup>21</sup><http://www.mas-oy.com/products/audio/mas6240/>

### Eingangsschutzbeschaltung

Die Eingangsschutzbeschaltung besteht im Wesentlichen aus zwei Komponenten. Zuerst wäre da die „resetable Fuse“ welche einen zureichenden Schutz gegenüber Überströme bietet. Diese könnten im ungünstigsten Fall den speisenden Akku irreparabel beschädigen oder diesen zerstören. Die selbstrückstellende Sicherung ist im Grunde ein PTC-Widerstand<sup>22</sup>. Allerdings hat dieser eine sprungförmige Kennlinie, d. h. ab einem Schwellenwert wird der Widerstand hochohmig, sodass die gesamte Spannung der Schaltung an der Sicherung abfällt.

Der zweite Teil wird zum Schutz der elektronischen Schaltung vor Verpolung benötigt. Die Schutzelektronik besteht aus einem P-Kanal-MOSFET<sup>23</sup> und einem 10k $\Omega$  Widerstand, der dessen Gate-Eingang vor Leistungsspitzen schützt. Die Funktion ist folgende: Damit der Transistor durchschaltet, muss dessen Source ein positiveres elektrisches Potential haben, als das Gate. Letzteres wird grundsätzlich über den Widerstand auf Massepotential gezogen. Bei richtig gepoltem Anschluss des Akkus leitet die Body-oder Bulk-Diode und das positive Potential der Akkuspaltung liegt somit auch an Source an. Der Transistor steuert in Folge dessen auf. Bei Verpolung liegt am Gate grundsätzlich das höhere Potential an und auch die Body-Diode sperrt den Stromfluss. Die Schaltung hinter diesem Schutz bleibt im Fehlerfall unbehelligt.

### DC/DC Wandler

Da der CC2541 Baustein unabhängig von der Speisespannung nahezu die gleiche Stromaufnahme hat [Ins12d, vgl. S. 21] wird von der Firma Texas Instruments der Einsatz eines TPS62730 Abwärtswandlers vorgeschlagen. Dieser wandelt eingehende Spannungen von 1,9V bis 3,9V auf eine feste Spannung von 2,10V um. Durch die geringen Verluste durch den hohen Wirkungsgrad des Spannungswandlers (ca. 86% am aktuellen Arbeitspunkt) bleibt die anfallende Leistung Eingangs- sowie Ausgangsseitig relativ gleich. Dadurch kann resultierend die Stromaufnahme vor dem TPS62730 reduziert werden. Zur Veranschaulichung folgende Beispielrechnung mit

---

<sup>22</sup>Positive Temperature Coefficient; Wert steigt mit steigender Temperatur

<sup>23</sup>Metal Oxid Semiconductor Field Effect Transistor

Zahlen aus dem Datenblatt:

Active-Mode RX,  
ohne TPS62730  
: 17,9mA

Active-Mode RX,  
mit TPS62730  
: 14,7mA

$$P_{\text{Controllereingang}} = U \cdot I \quad (5.52)$$

$$P_{\text{Controllereingang}} = 2,1\text{V} \cdot 17,9\text{mA} \quad (5.53)$$

$$P_{\text{Controllereingang}} = 37,59\text{mW} \quad (5.54)$$

$$P_{\text{Wandlereingang}} = U \cdot I \quad (5.55)$$

$$P_{\text{Wandlereingang}} = 3\text{V} \cdot 14,7\text{mA} \quad (5.56)$$

$$P_{\text{Wandlereingang}} = 44,1\text{mW} \quad (5.57)$$

$$\eta = \frac{37,59\text{mW}}{44,1\text{mW}} \quad (5.58)$$

$$\eta = 0,85 \quad (5.59)$$

Wie die Rechnung zeigt, bestätigt sich die Vorüberlegung und der 85%ige Wirkungsgrad fällt mit einem Mehraufwand an Leistung von 6,51mW kaum ins Gewicht. Gravierender ist dabei die Ersparnis in der Stromstärke um 3,2mA. Diese hat eine rechnerische Verlängerung der Akkulaufzeit um 17,8% zur Folge.

### System on a Chip

Der CC2541 SoC vereint einen Mikrocontroller mit 8051-Architektur und eine Radiotransmitter-Einheit, welche eine Funkverbindung auf dem 2,4GHz ISM-Band erzeugt. Er ist die zentrale Verarbeitungseinheit des Systems und beherbergt die Arbitrierung der Messdatenverarbeitung und die Datenübermittlung. Theoretisch könnte man mit diesem Chip auch Bluetooth-Übertragungen aufbauen. Da aber



hierfür Lizenzgebühren anfallen würden, wurden im Projekt erst proprietäre Protokolle zum Erstellen einer Funkverbindung angestrebt. Dies ist allerdings Aufgabe einer anderen Abschlussarbeit. Programmiert wird der SoC über eine TI<sup>24</sup>-Schnittstelle, welche mit deren CC-Debugger<sup>25</sup> kompatibel ist. Zur Programmierung sind nähere Informationen in Kapitel 6 auf Seite 50 zu finden. Zu der peripheren Beschaltung kann man noch auf die zwei Quarze eingehen. Diese geben zum einen den Arbeitstakt im aktiven Modus vor (der 32MHz Quarz), zum anderen gibt es für den Low-Power-Mode<sup>26</sup> einen 32,768kHz Quarz. Dieser birgt den Vorteil, dass bei niedrigeren Taktfrequenzen deutlich weniger Leistung benötigt wird. Weiter wurden vier Portpins (P0.0 - P0.4) zum etwaigen Erweitern der Funktionalität herausgeführt.

### Balun

Der Balun samt Filter wurde von dem Referenzdesign übernommen. So konnte die Berechnung der Bauteilwerte umgangen werden. Die Leitungsdimensionierung wurde mit der Software TXLine<sup>27</sup> vorgenommen. Mit diesem Programm lässt sich ohne größere Kenntnis der Berechnungen die Dimension der Leiterbahnführung bestimmen. Abbildung 5.2 auf der nächsten Seite zeigt als Beispiel die Leiterbahnbreitenberechnung für diese Schaltung.

### Piezosignalgeber

Als zusätzliches Element soll die Schaltung über einen akustischen Signalgeber Warnhinweise an den Patienten bei akuter Überbelastung ausgeben. Hierfür soll ein Piezobuzzer, wie er beispielsweise in Weckern oder digitalen Armbanduhr verwendet, wird angefügt werden. Der nötigen Spannungshub an dem hochohmigen Eingangswiderstand des Piezokristalls wird über einen Treiberbaustein erzeugt. Der MAS6240 befindet sich seit Längerem im Hybridlabor der Hochschule

---

<sup>24</sup>Texas Instruments

<sup>25</sup><http://www.ti.com/tool/cc-debugger>

<sup>26</sup>kurz: LPM

<sup>27</sup><http://www.awrcorp.com/products/>

[optional-products/tx-line-transmission-line-calculator](http://www.awrcorp.com/products/optional-products/tx-line-transmission-line-calculator)

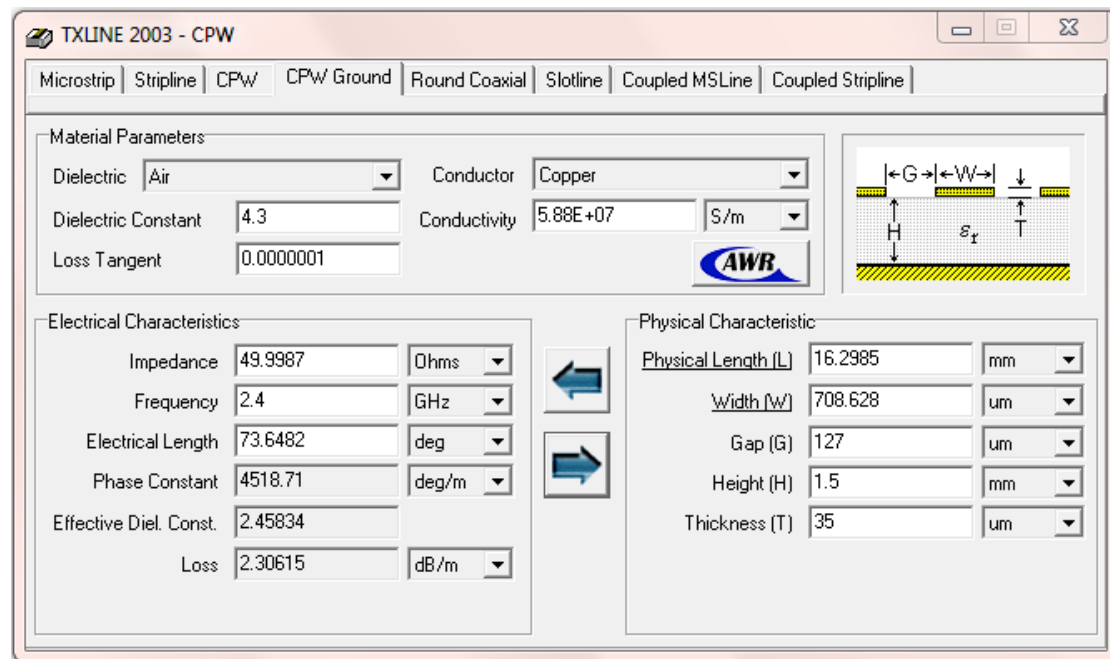


Abbildung 5.2: Programm TXLine; Berechnung der Leiterbahnbreite

Landshut im Einsatz. Lediglich die korrekte Ansteuerung über Software fehlte bisher für eine erfolgreiche Inbetriebnahme. Das IC hat eine integrierte dreistufige Ladungspumpe, welche die Eingangsspannung von 3V auf  $18V_{pp}$  hochzieht. Das Signal wird einfach durch Anlegen der passenden Wechselspannung im für den Menschen hörbaren Bereich erzeugt. Für dieses Projekt wird über eine Zuleitung vom Mikrocontroller eine 4kHz Rechteckspannung angelegt. Diese Frequenz hat weiter den Vorteil, dass sie im psychoakustisch optimalen Bereich der menschlichen Wahrnehmung liegt [MTK98]. Hinzukommen noch zwei Steuerleitungen, welche für gewöhnlich ebenfalls vom SoC angesteuert werden sollen, allerdings spielt bei diesem Testaufbau vorerst die Stromaufnahme keine allzu große Rolle. Darum wurden diese Steuereingänge für dauerhaften Betrieb schaltungstechnisch auf High-Pegel gelegt. Weiter enthalten Rechtecksignale Oberschwingungen, die für den Menschen ab einem gewissen Klirrfaktor als unangenehm empfunden werden. Dieser Effekt ist besonders für Warnsignale sehr hilfreich.

## Fazit

Da sich im Laufe grundlegender Messungen einer anderen Abschlussarbeit herausgestellt hat, dass 2,4GHz äußerst ungünstig als Übertragungsfrequenz für Funkverbindungen in Körpennähe ist, wurde der Aufbau dieses Moduls wieder verworfen und ist somit obsolet. Die Funkverbindung wurde nicht getestet und eine Verbindung mit der Sensorik kam nicht zustande. Lediglich die Ansteuerung und das Layout des Piezotreiberbausteins wird für zukünftige weiterführende Arbeiten als Grundlage wiederverwendet werden. Ansonsten ist konnten alle erstrebten Funktionen des Moduls erfolgreich im autarken Betrieb validiert werden.

### 5.3.2 CC430F6137

Genauso wie der CC2541 in Kapitel 5.3.1 auf Seite 40 ist der CC430F6137 ein SoC. Nachdem Ersterer aufgrund seiner schlechten Anpassung der Funkverbindung für den Einsatzzweck für unzureichend eingestuft wurde, sind erste Versuche mit diesem Chip unternommen worden. Dabei wurde vorerst noch keine Modulplatine aufgebaut, sondern eine Entwicklungsplattform von TI verwendet: eine ez430-Chronos Uhr<sup>28</sup>. Diese kann je nach Ausführung auf einem ISM-Band eine Funkverbindung mit einer zweiten Uhr oder einer Basisstation aufbauen. Da diese Uhren bereits an der Hochschule Landshut zur Verfügung standen, wurde die Variante mit dem CC430F6137 verwendet. Dieser ist ähnlich aufgebaut wie der bereits vorgestellte SoC, allerdings wurde hier ein CC1101<sup>29</sup> Chip implementiert, welcher auf 868MHz im ISM-Band sendet. Trotz der geringen Abmaße des 64-Pin QFN<sup>30</sup> wurden mit Fädeldraht die Kontakte für die SPI<sup>31</sup>-Schnittstelle und für einen Interrupteingang herausgeführt. Dieser wurde mit der im nächsten Unterkapitel (Nummer 5.3.3 auf Seite 47) beschriebenen Sensorik verbunden. Schaltungstechnisch ergab sich bei diesem Versuchsaufbau kein allzu großer Mehraufwand. Eine Besonderheit ist die Interruptsteuerung: Anforderung war eine verschleißfreie Möglichkeit den Controller in die Routine für die Datenaufnahme zu überführen.

---

<sup>28</sup><http://processors.wiki.ti.com/index.php/EZ430-Chronos>

<sup>29</sup>Transceiver Chip von TI: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/cc1101.pdf>

<sup>30</sup>Quadrature Flat No Lead

<sup>31</sup>serial peripheral interface

Dabei erwies sich folgender Testaufbau als zielführend:

- Für den Taster wurde eine Ersatzschaltung aus einem einfachen Piezobuzzer und einer dazu parallelgeschalteten Zenerdiode (Zenerspannung bei 3,3V) aufgebaut. Der durch einen Druck auf den Piezo erzeugte Spannungshub von mehreren Volt (bis zu 20V) und dessen geringe Ladungsausschüttung genügen zur Signalverarbeitung. Allerdings muss der SoC vor dem großen Spannungspegel wirksam geschützt werden. Darum befindet sich unmittelbar an dem Piezobuzzer gekoppelt eine Diode, welche den anfallenden Pegel auf maximal 3,3V herunterzieht. Da die freigesetzte Ladung des Piezokristalls nicht genügt, um die Diode im Arbeitsbereich zu betreiben, erhält man beim praktischen Versuchsaufbau lediglich Spannungspegel von maximal ca. 2,1V. Dieser reicht aber immer noch aus um eine Flanke bzw. einen Pegel zur Interrupt-Generierung zu erzeugen.

Weiter wurde nach dieser Modifizierung der Entwicklungsplattform auch wieder ein Aufbau in Modulbauweise angestrebt. Dieser hat grundsätzlich die selben Teilbereiche wie der Aufbau des CC2541 in Kapitel 5.3.1 auf Seite 40. Folgende Unterschiede sind dennoch zu erwähnen:

- Neben der üblichen Schnittstelle für den CC-Debugger wurde dieses mal auch eine Flachstecker-Verbindung mit aufgesetzt. Dies ermöglicht eine Programmierung über den Emulationsadapter der ez430-Chronos Entwicklungsplattform.
- Es wurden dieses mal gezielt Portpins für die SPI-Verbindung und für den Interrupt-Eingang herausgeführt. Zusätzlich dazu wurde der komplette 8-Bit breite Port 2 auf einer Pfostenleiste zugänglich gemacht.
- Es ist kein Low-Power Quarz (32,768kHz) implementiert.
- Es wurde auf die Option einer diskret angebrachten Antenne verzichtet. Stattdessen befindet sich zum Testen eine Kupplung für Antennen mit ko-axialem Anschluss.

- Der Piezosignalgeber wurde für den ersten Prototypen weggelassen. Bei erfolgreichem Aufbau eines Moduls, welches die grundlegenden Funktionen beherrscht wird dieser wieder mit auf die Platine aufgenommen.
- der Abwärtswandler wurde aufgrund der mangelnden Empfehlung durch TI nicht integriert. Dieser soll aber beim nächsten Layout ebenfalls als Option bestückbar sein.

Die einzelnen Baugruppen sind nach demselben Schema wie dem des Modul des CC2541 aufgebaut. So wurde der Balun und dessen Dimensionierung wieder aus dem Referenz-Design von TI übernommen und die Leiterbahnbreite mit TXLine berechnet. Die Verifizierung des Aufbaus konnte aufgrund eines Layoutfehlers am Quarz des CC2541 nicht durchgeführt werden. Es steht ein Redesign für das Schaltungslayout zum Zeitpunkt dieser Arbeit noch aus.

### 5.3.3 Sensorik

Zentrales Element der Schaltung des Fußmoduls des Projekts „MedLast“ ist der Druckaufnehmer. Erste Versuche die Druckbelastung über die Kapazitätsänderung von Piezoelementen erwiesen sich als äußerst schwierig. Die Problematik bei dieser Messmethode besteht darin, dass sie aufgrund der Flüchtigkeit der geringen Ladung und der Empfindlichkeit gegenüber parasitären Effekten äußerst aufwendig betrieben werden muss, um repräsentative und reproduzierbare Ergebnisse zu erzielen. Als parasitäre Effekte spielen hier unter anderem Luftfeuchte, Beleuchtung und die Umgebungstemperatur eine entscheidende Rolle. Bei ausführlichen Belastungstests im Bereich bis 200N konnten keine zufriedenstellenden Ergebnisse erzielt werden [Job12]. Darum wurde die Messmethode auf piezoresistive Dehnungsmessstreifen<sup>32</sup> geändert. Diese Technologie bietet auch den Vorteil, dass aufgrund der eigenen Verarbeitung im Hybridlabor der Hochschule Landshut das Layout beliebig angepasst werden kann. Da generell davon ausgegangen wurde, dass der Widerstand des DMS sich sowohl vergrößern als auch verkleinern kann, musste das Messverfahren dementsprechend ausgelegt sein. Gemessen wird nicht über ei-

---

<sup>32</sup>kurz: DMS

ne Kelvin-Messschaltung<sup>33</sup> sondern über eine als Wheatstonesche Brücke bekannte Messschaltung. Dabei wird der betreffende DMS in eine Brückenschaltung, genauer in eine Viertelmessbrücke, eingesetzt. Dies hat zum Vorteil, dass bei richtiger Anpassung der restlichen drei Teilwiderstände der Schaltung, sich an den Messpunkten eine Spannungsdifferenz von 0V bei Ruhe einstellt. Aus diesem Grund sollte der zu verwendende A/D<sup>34</sup>-Wandler die differentielle Spannungsmessung beherrschen oder von vornherein speziell für Messbrückenauswertung ausgelegt sein. Da eine weitere Maßgabe die Auflösung der Wandlung darstellt, wurde explizit nach einem Konverter mit mindestens 12-Bit Auflösung gesucht.

All diese Kriterien wurden von dem Baustein ADS1232 von Texas Instruments erfüllt. Dieser verfügt über 24-Bit Auflösung und ist speziell für rein resistive Brückenschaltungen ausgelegt [Ins08]. Als weiteren Vorteil beinhaltet dieses IC bereits einen internen Temperatursensor der einen der Unterpunkte der Anforderungen an die Arbeit erfüllt.

Ein erster Schaltungsentwurf wurde mithilfe des an Hochschule Landshut vorhandenen Leiterplatten-Prototypers<sup>35</sup> auf Platine gebracht. Dabei wurden alle Konfigurationsmöglichkeiten sowie Ein- und Ausgänge über Jumper und Stiftleisten nach außen geführt:

- Temperatursensor an/aus
- Eingangsbeschaltung: A1/A2
- Wandlungsgeschwindigkeit: 10/80 SPS<sup>36</sup>
- Vorverstärkung (Gain 0/1)
- Positive sowie Negative Versorgungsspannung
- Datenleitungen für SPI
- Eingänge für beide analogen Spannungsaufnehmer AIN1/AIN2

---

<sup>33</sup>auch bekannt als Vierleitermessung

<sup>34</sup>Analog-Digital

<sup>35</sup>LPKF C60

<sup>36</sup>samples per second

Da bei der Prototypenschaltung keine allzu gravierenden Spannungs- oder Stromimpulse an der Versorgungsspannung auftreten, können die digitale und die analoge Speisung ebenfalls über einen Jumper zusammengeschlossen werden. Zu Testzwecken wurde eine Viertelbrücke mit einem Potentiometer als variablen Widerstand diskret auf die Platine gebracht. Diese kann über Jumper an den Controller angebunden werden. Für die digitale Anbindung, beispielsweise an einen Mikrocontroller, wird das SPI-Protokoll verwendet. Dabei ist hinzuzufügen, dass lediglich die MISO<sup>37</sup>- und SCK<sup>38</sup>-Leitungen benötigt werden. Zusätzlich verfügt das IC einen PDWN<sup>39</sup> Eingang, über den der Baustein in einen Ruhemodus versetzt werden kann.

Der Testaufbau wurde weiter dahingehend modifiziert, dass es mit einem experimentellen Sensormodul von Frau Engelsberger, basierend auf einem LTCC-Stahl Verbundwerkstoff, optimale Ergebnisse liefert. Dementsprechend wurde die auf dem Modul befindliche Viertelbrücke aufgetrennt und das Potentiometer entfernt. Dieses wurde durch das Sensormodul ersetzt. Weiter wurden die Widerstände der restlichen Brücke an den Sensor angepasst.

---

<sup>37</sup>Master Input Slave Output

<sup>38</sup>Serial Clock

<sup>39</sup>Power Down

## 6 Software

Für diverse Testläufe und die Auswertung der Sensordaten des AD1232-Bausteins sowie der Ansteuerung der erweiterten Peripherie werden verschiedene Programme benötigt. Unter Peripherie versteht man im Rahmen dieser Arbeit den Piezotreiber und die Interruptsteuerung von externen Signalen. Trotz der verschiedenen Entwicklungsumgebungen haben alle geschriebenen Programme als gemeinsame Sprache *C*. In den folgenden Unterkapiteln werden nur die eigens für diese Arbeit erstellten Routinen und Subroutinen vorgestellt. Falls ein proprietärer Softwarerahmen oder eine Bibliothek vom Hersteller verwendet wurde, ist dies an entsprechender Stelle ausdrücklich erwähnt.

### 6.1 Frequenzgenerierung

Zur Frequenzgenerierung wurde vorerst als Zielbaustein der CC2541 aufgrund des bestehenden Hardware-Aufbaus (vergleiche Kapitel 5.3.1 auf Seite 40) in den Vordergrund gerückt. Zum Erstellen wurde die Entwicklungsumgebung IAR Embedded Workbench IDE for 8051<sup>1</sup> verwendet. Zuerst wurden die grundlegenden Strukturen der Clock-Generierung, der Timer-Funktion und die der Port-Adressierung mithilfe des User's Guide [Ins12e] ausreichend eruiert. Um den Code auch für Dritte möglichst lesbar zu halten, wurden statt einfachen hexadezimalen Werten zur Registerkonfiguration lesbare Akronyme in einer separaten Header-Datei erstellt. Diese findet man ab Seite 53. Der ganze Code wurde wiederum mit Kommentaren versehen um einen schnellen Überblick über dessen Funktion wiederzugeben. Auf Seite 52 findet man die Hauptroutine. Von Zeile 6 bis 8 wird als Taktquelle für den Prozessor der externe Quarz eingestellt. Die Port-Konfiguration wurde in der Passage von 10 bis 13 modifiziert. Dabei wurde die zweite alternative Portbelegung

---

<sup>1</sup><http://www.iar.com/en/Products/IAR-Embedded-Workbench/8051/>



für den Timerausgang vorgenommen. Timer 1 wird in Zeile 15 mit MODULU zum einfachen Hochzählen bis zu einem festgelegten Wert (Zeile 22 bis 24) konfiguriert. Mit den Passagen 22, 26 bis 28 wird ein Puls-Breiten-moduliertes<sup>2</sup> Signal mit 50% Taktverhältnis erzeugt.

---

<sup>2</sup>PWM: Puls Width Modulation

```
1  #include <ioCC2541.h>
2  #include "porting_defines.h"
3
4  int main( void )
5  {
6      //Setting Chipclock-Source
7      CLKCONCMD =0x00;// HXOSC;
8      while((CLKCONSTA &= HRCOSC));
9
10     //Setting Port-configuration
11     PERCFG |= PALT2;
12     POSEL |= 0x80;
13     PODIR |= 0x80;
14
15     T1CTL |= MODULO;
16
17     // T1CNTL = 0x01;
18
19     // T1CTL3 |= INITOUT;
20     T1CTL3 = FECYCLE | CMPMODE;
21
22     // Set Countermax @ 32Mhz/4kHz = 8000dec = 0x1F40
23     T1CC0H = 0x1F;
24     T1CC0L = 0x40;
25
26     // Set Duty-Cycle half of Countermax 4000dec = 0x0FA0
27     T1CC3H = 0x0F;
28     T1CC3L = 0xA0;
29
30     while(1);
31
32     return 0;
33 }
```

Listing 6.1: main.c, Umgebung IAR Embedded Workbench for 8051

```
1  //-----
2  //
3  //
4  //    Easy MS430 to SoC porting Header
5  //
6  //
7  //
8  //-----
9
10
11 //accessing the TxCTL register
12 #define DIV_1    0x0000
13 #define DIV_8    0x0004
14 #define DIV_32   0x0008
15 #define DIV_128  0x000C
16
17 #define SUSPEND  0x0000
18 #define FREERUN  0x0001
19 #define MODULO   0x0002
20 #define UPDOWN   0x0003
21
22
23 //accessing the Timer 1
24 //Channel 3 Capture/Compare Control
25 #define RFIRQ    0x80
26 #define T3IM     0x40
27 #define FECYCLE  0x28    // falling cycling edge
28 #define RECYCLE  0x30    // rising cycling edge
29 #define INITOUT  0x38    // Initialize output pin
30 #define CMPMODE  0x04    // Set for output Compare
31
32
33 //accessing the Clock Registers
34
35 //Use with CLKCONCMD to change main-clock-source
```

```
36 #define HXOSC 0x40
37 //Use with CLKCONSTA to check
38 //if clock-source has changed
39 #define HRCOSC 0x40
40
41 //accessing the Portconfig
42
43 #define PALT2 0x40
```

Listing 6.2: porting.defines.h, Umgebung IAR Embedded Workbench for 8051

## 6.2 Sensorauswertung & ISR

Um die Funktion des Sensors festzustellen wurde zunächst eine Plattform gewählt, deren Funktion sich bewährt hat. Somit wurde der AD1232 mit dem 8051 Mikrocontroller Board<sup>3</sup> der Hochschule Landshut in Betrieb genommen. Dies hatte den Vorteil, dass Messwerte über eine bereits im Vorfeld angelegte Code-Bibliothek auf dem LCD<sup>4</sup> der Zusatzplatine ohne großen Programmieraufwand ausgegeben werden kann. Darum werden im Folgenden auch nur die für den Sensor relevanten Teile erläutert. Auf Seite 56 werden die Routinen zur Sensordatenverarbeitung der Quelldatei `SPI.c` dargestellt. Der String am Anfang dient zur etwaigen Ausgabe auf dem LC-Display. Die `union` vereint die einzelnen empfangen 8-Bit Fragmente des ausgelesenen Wertes des 24-Bit A/D-Wandlers zu einem `unsigned long`-Wert (`longre`). Über Präprozessor-Anweisungen kann eine Vorselektion der unterschiedlichen Programmabschnitte erzielt werden (`MV_OUT`, `UV_OUT`, `TEMP`, `EVAL_BOARD`). So spart man sich einen Großteil des Programmcodes. Darum kann auch eine Vielzahl an Variationen der Signalaufbereitung in eine Quelldatei untergebracht werden, ohne die maximale Codegröße von 4kByte zu überschreiten. Diese ist von der lizenzfreien Version der Entwicklungsumgebung  $\mu$ Vision4 von Keil vorgegeben. Im Unterprogramm `void wandlascii_signed(unsigned int e)` wird unabhängig von

<sup>3</sup>C8051F020 von SiLabs, 8-Bit Mikrocontroller

<sup>4</sup>Liquid Crystal Display

der Vorselektion der empfangene AD-Wert in ASCII-Zeichen umgewandelt. Lediglich die arithmetische Aufbereitung ist unterschiedlich. Ebenfalls ist eine Vorzeichenanalyse allen gemein, diese wird über Bitmanipulation durchgeführt: `ken5[x] = (e > 0x7FFF)? 0x2D : 0x2B;`. Über den Aufruf der Subroutine wird über das Polling-Verfahren der 24-Bit Wert des A/D-Wandlers eingelesen. Dies geschieht über 4 in Reihe folgende Aufrufe einer 8-Bit Empfangsschleife.

In der Headerdatei `dependencies.h` auf Seite 62 werden die Anweisungen für den Präprozessor definiert. Dazu kommen noch Kalibrationswerte für den internen Temperatursensor des AD1232, welche durch empirische Analyse festgelegt wurden. Nach erfolgreicher Inbetriebnahme des A/D-Wandlers mit dem Hochschul-Board, wurde eine Adaption auf die ez-Chronos Uhr vollzogen. Dafür wurde ein Programmbeispiel<sup>5</sup> von Texas Instruments als Grundlage verwendet und dementsprechend angepasst. Um eine eventuelle weitere Portierung zu vereinfachen, beginnt die Quelldatei auf Seite 63 mit `#define`-Anweisungen die ein schnelles Angleichen ermöglichen. Nach dem Abschalten des Watchdog-Timers in der `void main (void)`-Routine werden die Ports gesetzt und der SPI-Port konfiguriert. Eine Besonderheit des Controllers fällt dabei auf: es ist beim Betrieb der SPI-Schnittstelle nicht nötig, alle drei Standardleitungen (MOSI, MISO, SCK) zu setzen. So kann bei PIN/PORT-Mangel auch beispielsweise ein MOSI-PIN als GPIO<sup>6</sup> verwendet werden, wenn über SPI ausschließlich Daten eingelesen werden. Weiter wird ein Interrupt-Eingang für den Piezo-Taster und der zugehörige Vector eingeschalten. In der `__interrupt void PORT1_ISR(void)` (Zeile 109) wird mit ankommenden Interrupt zuerst geprüft, ob am A/D-Wandler gültige Daten anliegen. Danach werden wie im vorhergehenden Programm für den 8051 Controller die 4 8-Bit Werte des 24-Bit ADC-Werts eingelesen.

---

<sup>5</sup>CC430F613x Demo - USCLA0, SPI 3-Wire Master Increment Data

[http://www.ti.com/product/cc430f6137:Software/CC430F613x C Examples \(IAR and CCS\) \(Rev. C\)](http://www.ti.com/product/cc430f6137:Software/CC430F613x%20C%20Examples%20(IAR%20and%20CCS)%20(R%20ev.%20C))

<sup>6</sup>General Purpose Input Output

```
1  #include "C8051F020.h"
2  #include "dependencies.h"
3
4  unsigned char ken5[12]={"SPI:      mV"};
5
6  union
7  {
8      unsigned char    c[4];
9      unsigned int     i[2];
10     unsigned long     longre;
11 }analog;
12
13 #ifndef TEMP
14 void wandlascii_signed(unsigned int e)
15 {
16     unsigned int reference = REFERENCE;
17     /*Folgender Codeausschnitt bewirkt nur eine laufende
18     Animation auf dem LCD-EA T123-I2C*/
19     #ifdef EVAL_BOARD
20         static unsigned char inc = 0x8F;
21
22         switch(inc)
23         {
24             case 0x94:
25                 inc = 0xBD;
26                 break;
27             case 0xBD:
28                 inc = 0x90;
29                 break;
30             default:
31                 inc++;
32                 break;
33         }
34
35     #endif // #ifdef EVAL_BOARD
```

```
36
37 #ifndef MV_OUT
38
39     ken5[0] = inc;
40     ken5[1] = ':';
41     ken5[2] = ' ';
42     ken5[3] = ' ';
43     ken5[4] = ' ';
44
45     /*Erkennen des Vorzeichenbits und
46     Auswertung als Symbol*/
47     ken5[5] = (e > 0x7FFF) ? 0x2D : 0x2B;
48
49     e = e << 1;                //Entfernung des
50     e = e >> 1;                //Vorzeichenbits
51
52     e = ((unsigned long)e * reference)/65536;
53     ken5[6]=e/1000+ 0x30;
54     e = e % 1000;
55     ken5[7]=e/100+ 0x30;
56     e = e % 100;
57     ken5[8]=e/10 + 0x30;
58     e = e % 10;
59     ken5[9]=e + 0x30;
60     ken5[10]= 'm';
61 #endif //ifndef MV_OUT
62
63 #ifndef UV_OUT
64
65     ken5[0] = inc;
66     ken5[1]= ':';
67
68     /*Erkennen des Vorzeichenbits und
69     Auswertung als Symbol*/
70     ken5[2] = (e > 0x7FFF) ? 0x2D : 0x2B;
```

```
71
72     e = e << 1;                //Entfernung des
73     e = e >> 1;                //Vorzeichenbits
74
75     e =(((unsigned long)e * reference*100))>>16;
76
77     /* Ganzzahl-in-String Umwandlung */
78     ken5[3]=e/100000 + 0x30;
79     e = e % 100000;
80     ken5[4]=e/10000 + 0x30;
81     e = e % 10000;
82     ken5[5]=e/1000 + 0x30;
83     e = e % 1000;
84     ken5[6]=e/100 + 0x30;
85     e = e % 100;
86     ken5[7]=e/10 + 0x30;
87     e = e % 10;
88     ken5[8]=e + 0x30;
89     ken5[9]= '5';
90     ken5[10]= 'u';
91
92 #endif //ifdef UV_OUT
93 }
94 #endif //ifndef TEMP
95
96 #ifdef TEMP
97 void wandlascii_signed(unsigned long e)
98 {
99     unsigned long    subb  = SUBB;
100     unsigned long    div  = DIV;
101     unsigned int     step = STEP;
102
103     /*Folgender Codeausschnitt bewirkt nur eine laufende
104     Animation auf dem LCD-EA T123-I2C*/
105     #ifdef EVAL_BOARD
```



```
106     static unsigned char inc = 0x8F;
107
108     switch(inc)
109     {
110         case 0x94:
111             inc = 0xBD;
112             break;
113         case 0xBD:
114             inc = 0x90;
115             break;
116         default:
117             inc++;
118             break;
119     }
120 #endif    //EVAL_BOARD
121
122     ken5[0] = inc;
123     ken5[1] = ':';
124     ken5[2] = ' ';
125
126     /*Kuerzen des 32Bit ulong Wertes
127     auf den 24Bit-Inhalt.
128     Beispiel: 34 45 B4 00h --> 34 45 B4h */
129     e = e >> 8;
130
131     /*Erkennen des Vorzeichenbits und
132     Auswertung als Symbol*/
133     ken5[3] = (e > 0x7FFFFFFF) ? 0x2D : 0x2B;
134
135     e = e << 1;           //Entfernung des
136     e = e >> 1;           //Vorzeichenbits
137
138     /*Berechnung nach Kalibrationswerten*/
139     e = (e - subb) * 10 / div;
140
```

```
141      /* Ganzzahl-in-String Umwandlung */
142      ken5[5]=e/1000 + 0x30;
143      e = e % 1000;
144      ken5[6]=e/100 + 0x30;
145      e = e % 100;
146
147      ken5[7]= ' ','';
148
149      ken5[8]=e/10 + 0x30;
150      e = e % 10;
151      ken5[9]= e + 0x30;
152      ken5[10]= ' ';
153      ken5[11]= 'C';
154 }
155 #endif
156
157 void SPI_read(void)
158 {
159     unsigned char    i = 0;
160
161     /*eventuell muss zum Pollen des DATAREADY-Zustands
162       der SPI-MODE der GPIO ausgeschalten werden!*/
163     //SPIOCN &= 0xFE;
164
165     while(MISO_PIN);    /*warten bis DATAREADY anliegt*/
166
167     //SPIOCN |= 0x01;
168
169     for(i = 0; i < 4; i++)
170     {
171         SPIDAT = 0xAA;
172         while(!SPIF);
173         SPIF = 0;
174         analog.c[i] = SPIDAT;
175     }
```

```
176     analog.c[3] = 0x00;
177
178     #ifdef TEMP
179         wandlascii_signed(analog.longre);
180     #else
181         wandlascii_signed(analog.i[0]);
182     #endif
183 }
```

Listing 6.3: SPI.c, Umgebung  $\mu$ Vision4 Keil

```
1  /*dependencies*/
2
3
4  /*Aufloesung waehlen*/
5  // #define MV_OUT
6  #define UV_OUT
7  // #define TEMP
8
9  /* wenn mit dem 4. Semesterboard
10     gearbeitet wird, entkommentieren!*/
11  #define EVAL_BOARD
12
13
14  #define MISO_PIN PO_3
15
16  /*precondition ADC-Calculation)*/
17
18  #define CAL_VOLTAGE 114.6
19  #define CAL_TEMP    26.5
20
21  //Steigung der Temperaturgeradengleichung in mV/C
22  #define GRADIENT    0.379
23  //Temperaturachsenabschnitt bei C gleich Null
24  #define OFFSET      (CAL_VOLTAGE/(CAL_TEMP*GRADIENT))
25  //Referenzspannung in mV
26  #define REFERENCE    3337.0
27  //entspricht (2^23)-1
28  #define RESOLUTION  8388607.0
29
30  #define STEP          (RESOLUTION/(REFERENCE*0.5))
31  #define SUBB          (OFFSET*STEP)
32  #define DIV           (GRADIENT*STEP)
```

Listing 6.4: dependencies.h, Umgebung  $\mu$ Vision4 Keil

```

1  //*****
2  //   ADS1232_SPI Project
3  //
4  //   Description: Half (two wire) SPI-interface,
5  //   specified for use with the TI ADS1232 24-bit
6  //   analog-to-digital converter for bridge sensors. A
7  //   single measurement is triggered through a push on
8  //   an external piezo buzzer.
9  //
10 //   Warning: no low-power-mode implemented yet. Use
11 //             with USB-debugger supply is recommended.
12 //
13 //   Built was developed through an code example from
14 //   Texas Instruments inc. called "CC430F613x Demo -
15 //   USCI_A0, SPI 3-Wire Master Incremented Data" and the
16 //   "ez430_chronos" standard workspace for an
17 //   ez430_Chronos developement tool.
18 //
19 //           CC430F6137
20 //   -----
21 //   /\|
22 //   | |
23 //   --|RST
24 //   |
25 //   |           P1.6|-> Data Out (UCA0SIM0)
26 //   |
27 //   |           P1.5|<- Piezo-interrupt-input
28 //   |
29 //   |           P1.7|-> Serial Clock Out (UCA0CLK)
30 //
31 //
32 //   sjobstm
33 //   UAS Landshut
34 //   August 2012
35 //*****

```

```
36
37 #include "cc430x613x.h"
38
39 #define ADS_TX_BUFFER          (UCA0TXBUF)
40 #define ADS_RX_BUFFER          (UCA0RXBUF)
41 #define ADS_TX_IFG              (UCTXIFG)
42 #define ADS_RX_IFG              (UCRXIFG)
43 #define ADS_IRQ_REG             (UCA0IFG)
44 #define ADS_SPI_CTL0            (UCA0CTL0)
45 #define ADS_SPI_CTL1            (UCA0CTL1)
46 #define ADS_SPI_BR0             (UCA0BR0)
47 #define ADS_SPI_BR1             (UCA0BR1)
48
49 unsigned char MST_Data,SLV_Data,check[4];
50
51 void main(void)
52 {
53     // Stop watchdog timer
54     WDTCTL = WDTPW+WDTHOLD;
55     // Get write-access to port mapping regs
56     PMAPPWD = 0x02D52;
57     // Map UCA0SOMI output to P1.5
58     P1MAP5 = PM_UCA0SOMI;
59     // Map UCA0CLK output to P1.7
60     P1MAP7 = PM_UCA0CLK;
61     // Lock port mapping registers
62     PMAPPWD = 0;
63
64     // ACLK, MCLK, SMCLK set out to pins
65     P1DIR |= BIT5 + BIT7;
66     // P2.0,2,4 for debugging purposes.
67     P1SEL |= BIT5 + BIT7;
68
69     // **Put state machine in reset**
70     UCA0CTL1 |= UCSWRST;
```

```
71 // 3-pin, 8-bit SPI master
72 UCAOCTL0 |= UCMST+UCSYNC+UCCKPH+UCMSB;
73
74 // Clock polarity high, MSB
75 // SMCLK
76 UCAOCTL1 |= UCSSEL_2;
77 // /120 = 100kHz
78 UCAOBR0 = 0x78;
79 //
80 UCAOBR1 = 0;
81 // No modulation
82 UCAOMCTL = 0;
83 // **Initialize USCI state machine**
84 UCAOCTL1 &= ~UCSWRST;
85 // Set acceleration sensor power on
86 PJDIR |= BIT0;
87 PJOUT |= BIT0;
88
89 // Set MISO to input
90 P1DIR &= ~(BIT5 + BIT6);
91 // Disable Pull-ups/downs
92 P1REN &= ~(BIT5 + BIT6);
93
94 // Trigger interrupt on rising edge
95 P1IES &= ~BIT6;
96
97 // Reset interrupt flags
98 P1IFG &= ~BIT6;
99
100 // Enable Piezo-interrupt
101 P1IE |= BIT6;
102
103 // Wait for slave to initialize
104 __delay_cycles(100);
105 __enable_interrupt();
```

```
106     while(1);
107 }
108
109 #pragma vector=PORT1_VECTOR
110 __interrupt void PORT1_ISR(void)
111 {
112     P1SEL &= ~BIT5;
113     while((P1IN & BIT5));
114     P1SEL |= BIT5;
115
116     // USCI_A0 TX buffer ready?
117     while (!(UCA0IFG&UCTXIFG));
118     // Write dummy data to TX buffer
119     ADS_TX_BUFFER = 0;
120     // Wait until new data was written into RX buffer
121     while (!(ADS_IRQ_REG & ADS_RX_IFG)) ;
122     // Read RX buffer
123     check[0] = ADS_RX_BUFFER;
124
125     // Write dummy data to TX buffer
126     ADS_TX_BUFFER = 0;
127     // Wait until new data was written into RX buffer
128     while (!(ADS_IRQ_REG & ADS_RX_IFG)) ;
129     // Read RX buffer
130     check[1] = ADS_RX_BUFFER;
131
132     // Write dummy data to TX buffer
133     ADS_TX_BUFFER = 0;
134     // Wait until new data was written into RX buffer
135     while (!(ADS_IRQ_REG & ADS_RX_IFG)) ;
136     // Read RX buffer
137     check[2] = ADS_RX_BUFFER;
138
139     // Write dummy data to TX buffer
140     ADS_TX_BUFFER = 0;
```



```
141     // Wait until new data was written into RX buffer
142     while (!(ADS_IRQ_REG & ADS_RX_IFG)) ;
143     // Read RX buffer
144     check[3] = ADS_RX_BUFFER;
145     // No valid value inside, so deleted!
146     check[3] = 0x00;
147
148     __disable_interrupt();
149     P1IFG = 0x00;
150     P1IE = BIT6;
151     __enable_interrupt();
152 }
```

Listing 6.5: ADS1232.c, Umgebung Code Composer Studio v4

## Literaturverzeichnis

- [Dem11] K. Dembowski. *Energy Harvesting für die Mikroelektronik*. VDE Verlag GmbH, Berlin, 1. edition, 2011.
- [eGCK12] Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG. *WE-WPCC Wireless Power Charging Coil, 760308201*. Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG, Max-Eyth-Str. 1, 74638 Waldenburg, Germany, 2012.  
<http://katalog.we-online.de/pbs/datasheet/760308201.pdf>.
- [ES12] B. Zagar E. Schrüfer, L. Reindl. *Elektrische Messtechnik*. Hanser Verlag, 10. edition, 2012.
- [Ins08] Texas Instruments. *ADS1232 24-Bit Analog-to-Digital Converter For Bridge Sensors*. Texas Instruments Incorporated, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265, 2008.  
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ads1232.pdf>.
- [Ins12a] Texas Instruments. *BQ24100 SYNCHRONOUS SWITCHMODE, LI-ION AND LI-POLYMER CHARGE-MANAGEMENT IC WITH INTEGRATED POWER FETs*. Texas Instruments Incorporated, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265, 2012.  
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/bq24100.pdf>.
- [Ins12b] Texas Instruments. *BQ51013 INTEGRATED WIRELESS POWER SUPPLY RECEIVER, Qi (WIRELESS POWER CONSORTIUM) COMPLIANT*. Texas Instruments Incorporated, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265, 2012.  
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/bq51013.pdf>.
- [Ins12c] Texas Instruments. *bq51013EVM-725 Evaluation Module*. Texas Instruments Incorporated, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265,

2012.  
<http://www.ti.com/lit/ug/slvs447a/slvs447a.pdf>.
- [Ins12d] Texas Instruments. *CC541 2.4-GHz Bluetooth low energy and Proprietary System-on-Chip*. Texas Instruments Incorporated, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265, 2012.  
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/cc2541.pdf>.
- [Ins12e] Texas Instruments. *swru191c CC2540/41 System-on-Chip Solution for 2.4-GHz Bluetooth low energy Applications User's Guide*. Texas Instruments Incorporated, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265, 2012.  
<http://www.ti.com/lit/ug/swru191c/swru191c.pdf>.
- [Job12] S. Jobstmann. *Auswertung der Messungen über Kapazitätsänderung von Piezoelementen in Abhängigkeit von eindimensionaler mechanischer Druckbelastung*. unpublished, 2012.
- [LTC10] LTC. *LTC3108 Ultralow voltage Step-Up Converter and Power Manager*. Linear Technology Corporation, 1630 McCarthy Blvd., Milpitas, CA 95035-7417, 2010.  
<http://www.linear.com/product/LTC3108>.
- [MTK98] Johannes W. Steiner Manfred T. Kalivoda. *Taschenbuch der Angewandten Psychoakustik*. Springer Technik, 1998.