

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

Stephan Jobstmann

Inhaltsverzeichnis

1 Einleitung	1
2 Anforderungen	2
3 Grundlagen	3
3.1 Energy-Harvesting	3
3.1.1 Piezoelektrisch	3
3.1.2 Thermoelektrisch	4
4 Voruntersuchung	6
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
5 Hardware	28
5.1 Energiezuführung	28
5.1.1 Energy-Harvesting	28
5.1.2 Drahtlose Energieübertragung	30
5.2 Energiebereitstellung	34
5.2.1 Superkondensator	34
5.2.2 Lithium-Ionen-Akkumulator	36
5.3 Arbeitsschaltung	42
5.3.1 CC2541	42
5.3.2 CC430F6137	47

5.3.3 Sensorik	49
6 Software	52
6.1 Frequenzgenerierung	52
6.2 Sensorsauswertung & ISR	56
Literaturverzeichnis	70

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; Parallelwiderstand	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; Parallelwiderstand	27
5.1	LTC3108 Board von Ambient Sensors	30
5.2	Transmitter-Modul des Evaluation-Packs	31
5.3	Receiver-Modul des Evaluation-Packs	31
5.4	Receiver-Modul, hergestellt im Hybridlabor der Hochschule Landshut	35
5.5	Programm TXLine; Berechnung der Leiterbahnbreite	46

Listings

6.1	main.c, Umgebung IAR Embedded Workbench for 8051	54
6.2	portingDefines.h, Umgebung IAR Embedded Workbench for 8051 .	55
6.3	SPI.c, Umgebung μ Vision4 Keil	58
6.4	dependencies.h, Umgebung μ Vision4 Keil	64
6.5	ADS1232.c, Umgebung Code Composer Studio v4	65

Tabellenverzeichnis

4.1	Messung 1	8
4.2	Messung 2	9
4.3	Messung 3; mit $100\text{k}\Omega$ 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 be rufen. 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 erstrebzt. 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 Polarisierung)

S : Relative mechanische Dehnung

T : Mechanische Spannung

E : Elektrische Feldstärke

d : piezoelektrische Ladungskonstante

s^E : Elastizitätskonstante, $E = \text{konstant}$

ε^T : Permittivität, $T = \text{konstant}$

Zum Energy-Harvesting werden bevorzugt Biegebalken¹ verwendet. Diese können technologisch an die angeforderte Kraftaufnahme, die Schwingungsfrequenz und die Amplitude der resultierenden Spannung angepasst werden. Der Aufbau als

¹im Englischen auch bekannt als Cantilever

Biegebalken liefert sein Optimum der Energieumwandlung bei seiner Resonanzfrequenz. Dabei unterscheidet man weiter zwischen Transversalschwingern² (Formel 3.3 und 3.4) und Longitudinalschwingern³ (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 Metalllegierungen 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

²31-Schwingungsmodus

³33-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 piezoelektrischen 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. Mit Hilfe 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 äußerem Einflüssen festgestellt.

- Elliptec, Mehrschichtiger Piezo: Bei diesem Stack ergab sich eine mit dem Druck steigende Kapazitätskurve. Allerdings erschweren 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	
0.50	-0.0235	
0.94	-0.02212	
1.48	-0.0235	0.9766
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 ange-setzt. Durch die Beobachtung der sinkenden Spannungsdifferenz (der Kraftmessdo-se) 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

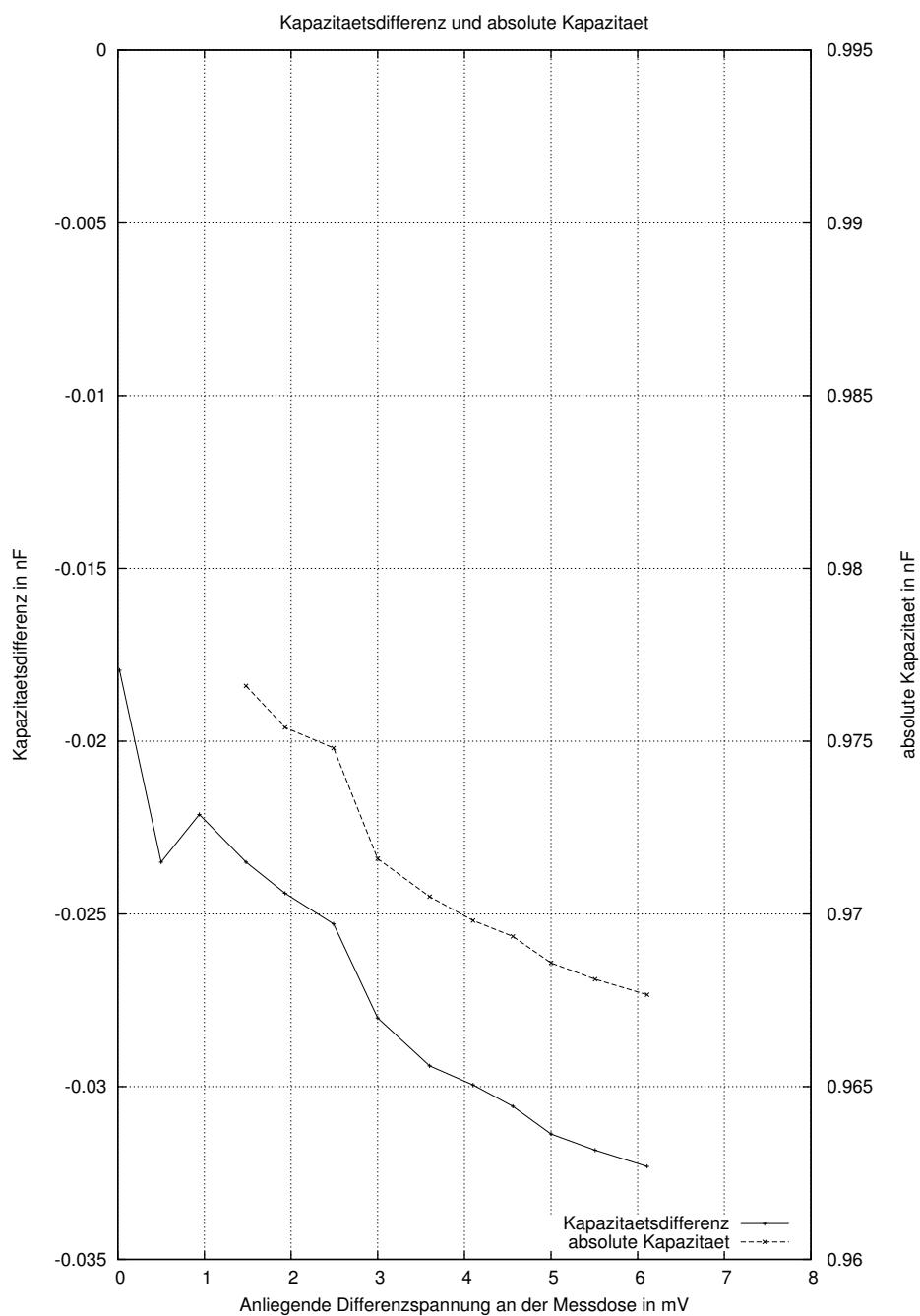


Abbildung 4.1: Messung 1

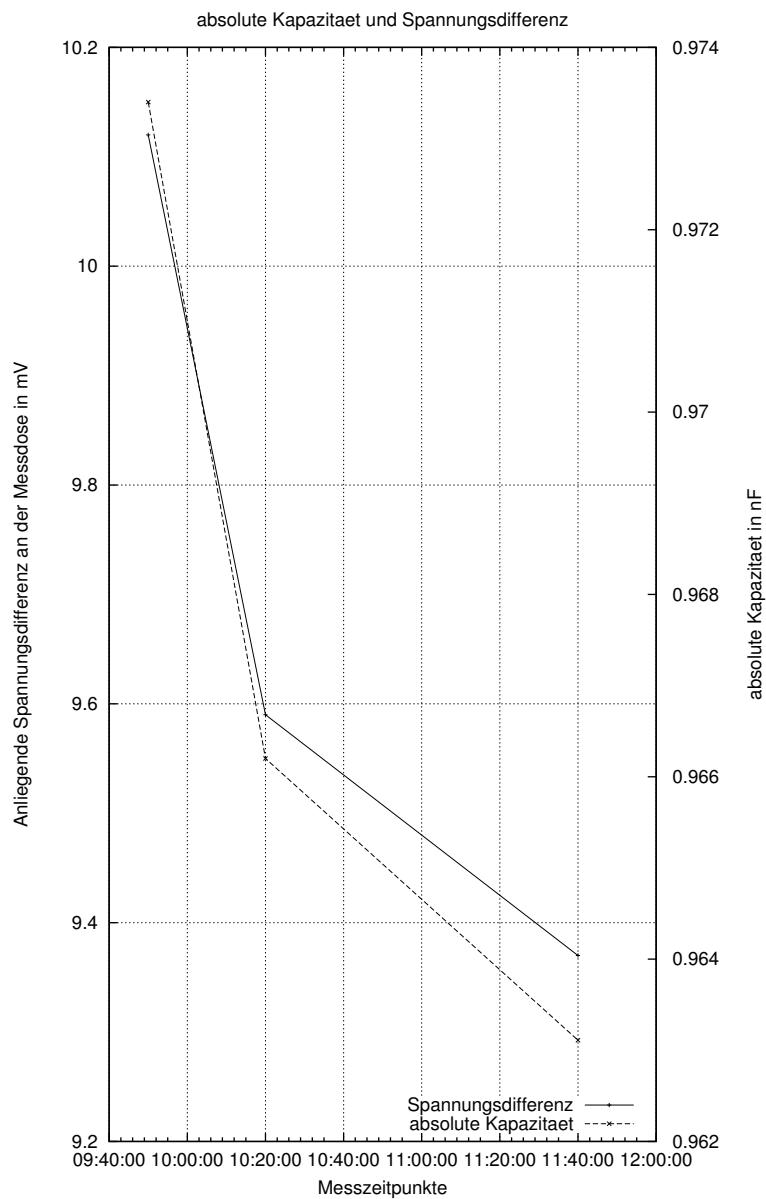


Abbildung 4.2: Messung 2

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 Ω 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

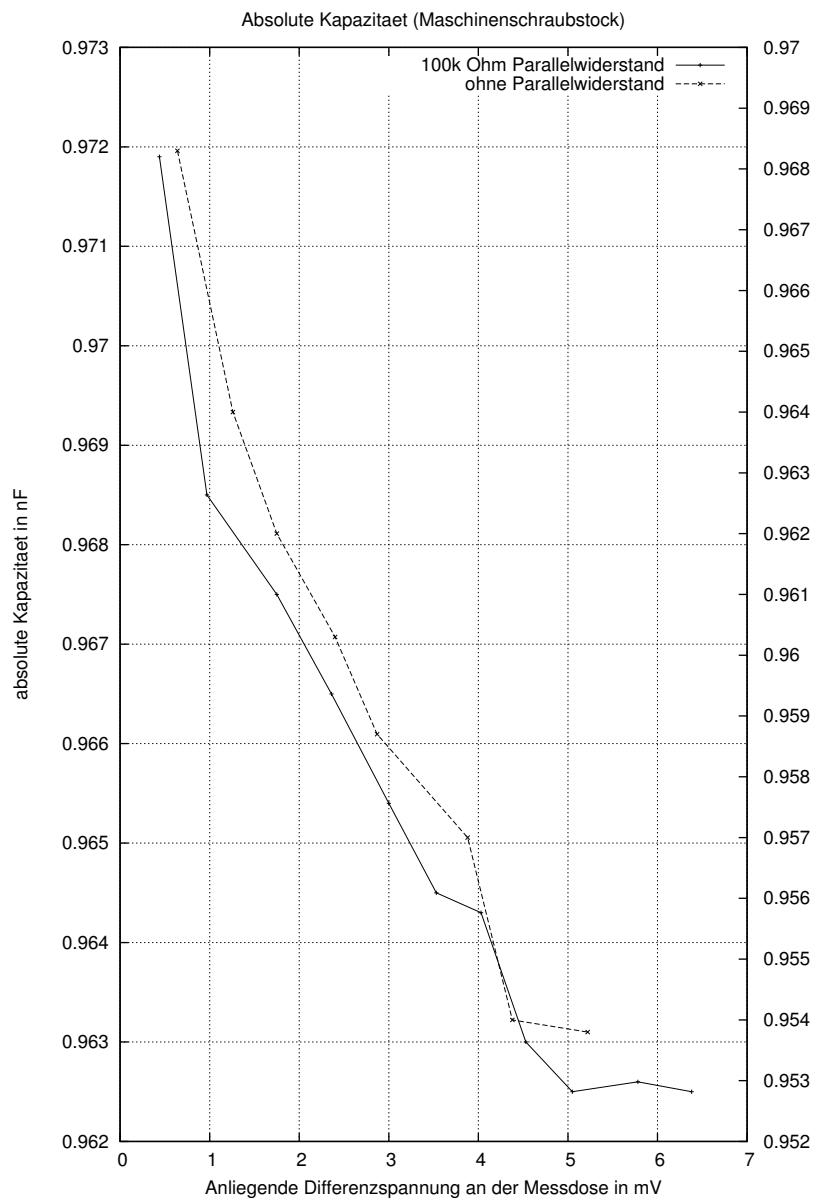


Abbildung 4.3: Messung 3 und 4

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

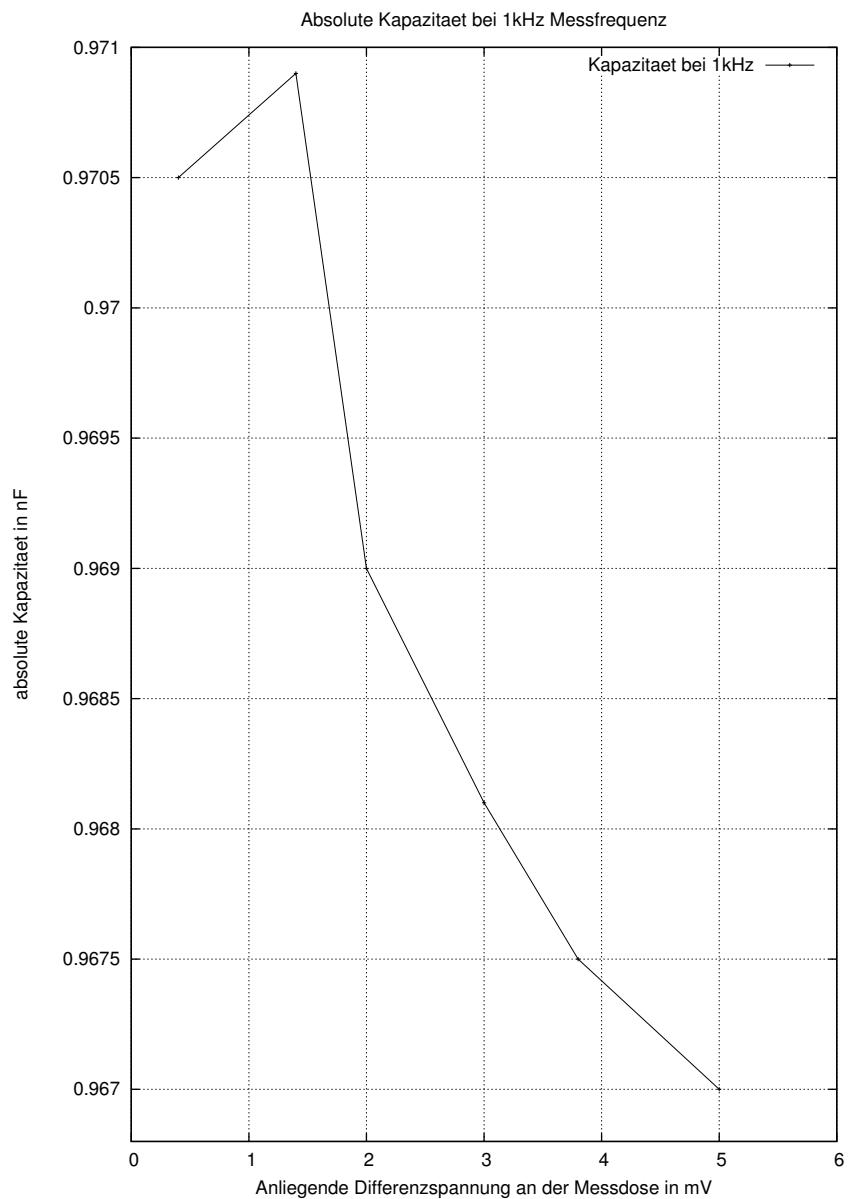


Abbildung 4.4: Messung 5

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 kΩ
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

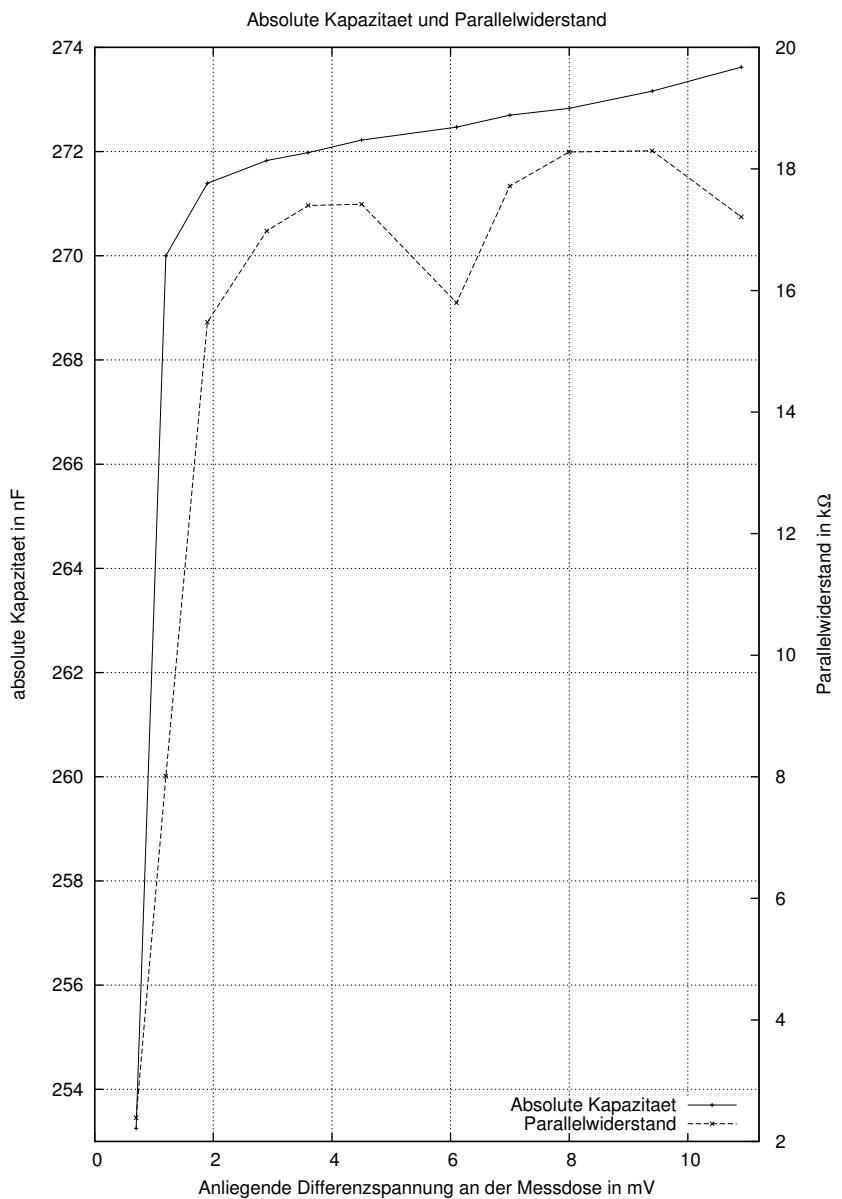


Abbildung 4.5: Messung 6; Einführende Messung Piezostack

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 ε 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

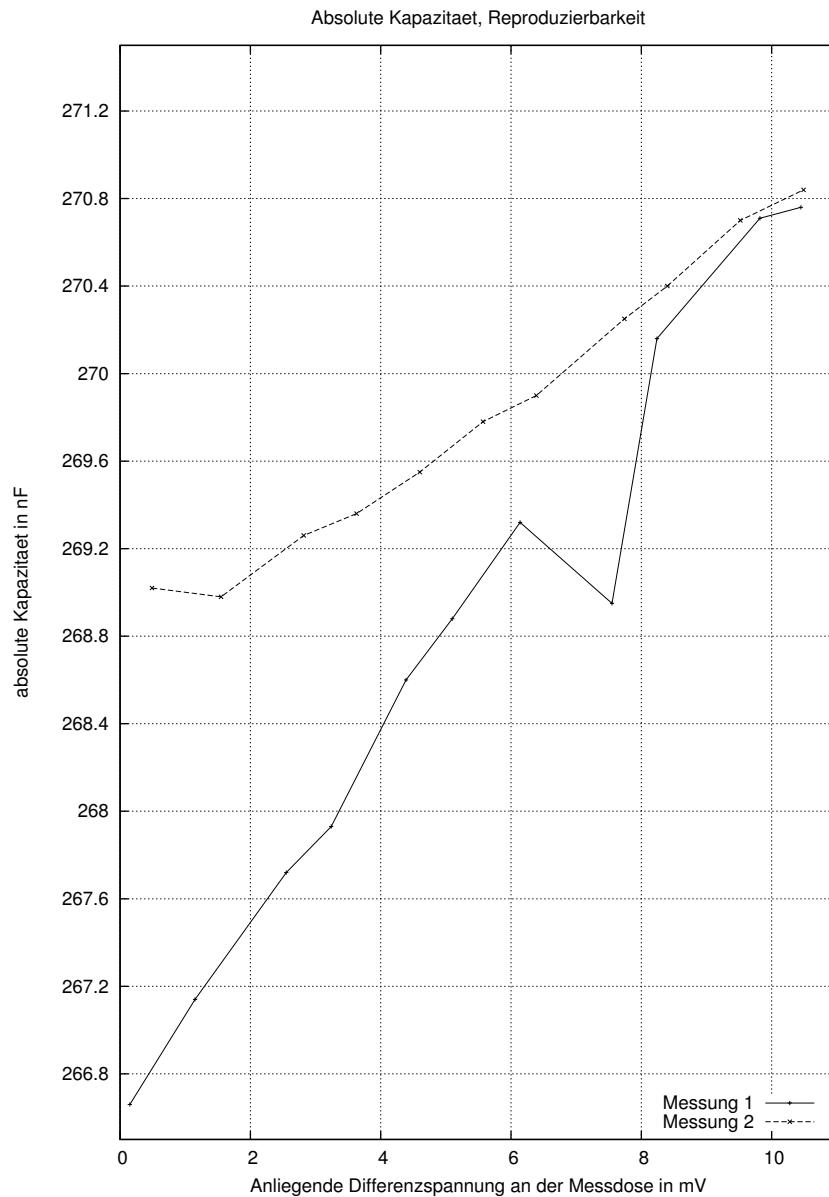


Abbildung 4.6: Messung 7; mit Entladung, ohne Setz-Zeit; Piezostack; Kapazität

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

Messung 1		Messung 2	
U_{diff} in mV	$R_{Parallel}$ in kΩ	U_{diff} in mV	$R_{Parallel}$ in kΩ
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

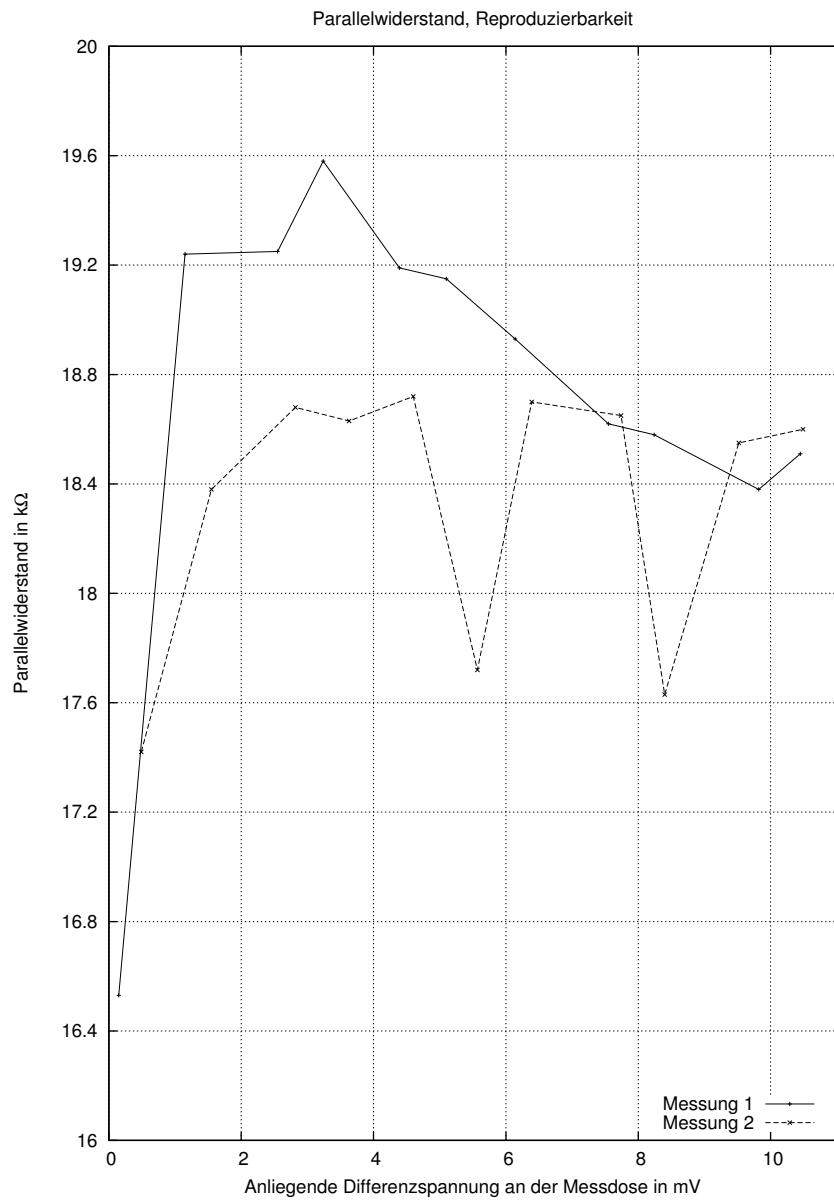


Abbildung 4.7: Messung 8; mit Entladung, ohne Setz-Zeit; Piezostack; Parallelwiderstand

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 kΩ	U_{diff} in mV	$R_{Parallel}$ in kΩ
0.55	17.38	1.16	17.80
Fortsetzung auf der nächsten Seite			

Messung 1		Messung 2	
U_{diff} in mV	$R_{Parallel}$ in kΩ	U_{diff} in mV	$R_{Parallel}$ in kΩ
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		

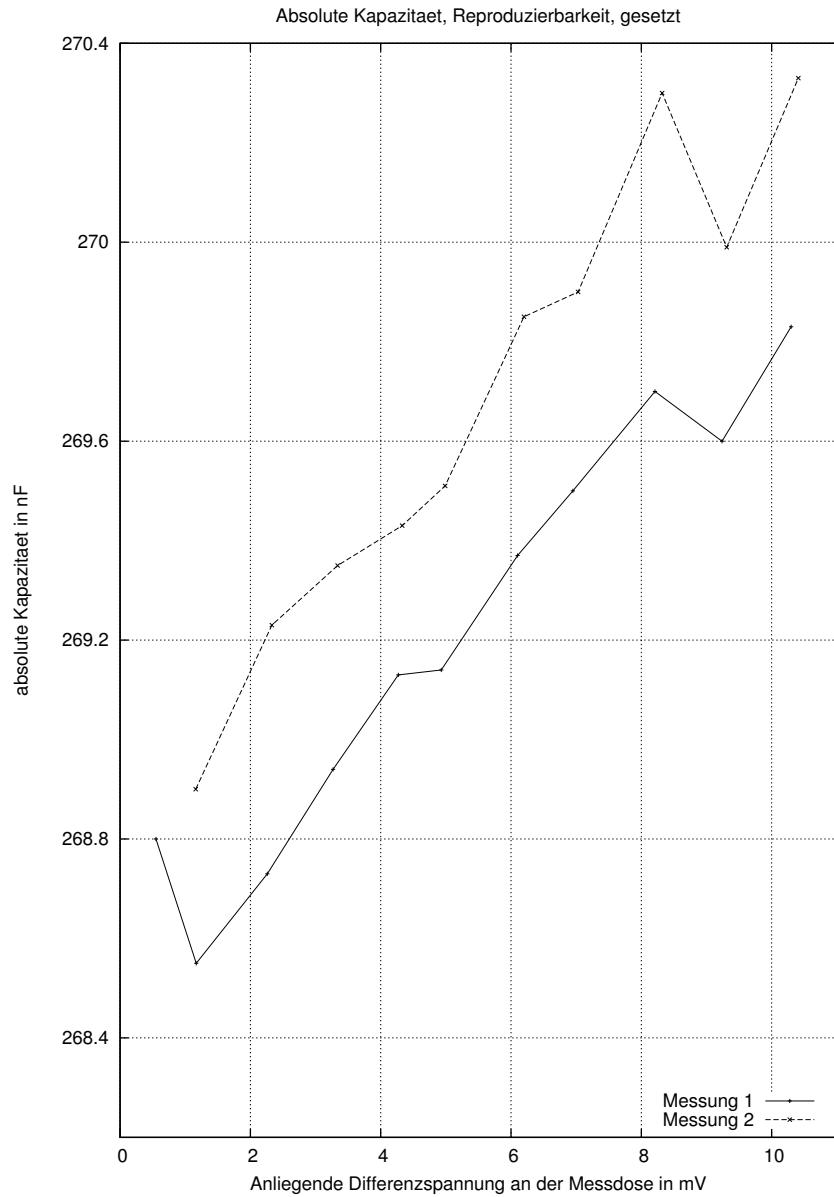


Abbildung 4.8: Messung 9; mit Entladung, 2 Minuten Setz-Zeit; Piezostack; Kapazität

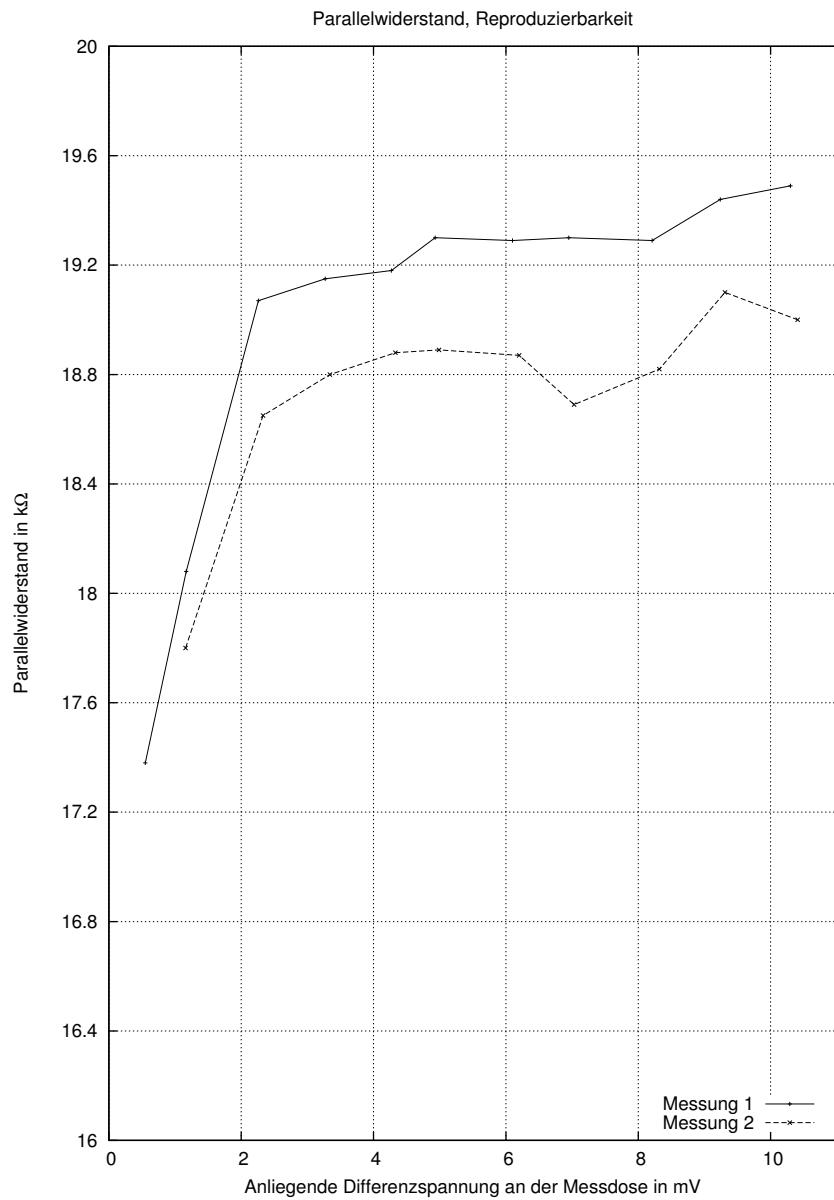


Abbildung 4.9: Messung 10; mit Entladung, 2 Minuten Setz-Zeit; Piezostack; Parallelwiderstand

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 Verwendung 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 Schaltung¹ für Tests verwendet (siehe Abbildung 5.1 auf der nächsten Seite). Diese hält sich strikt an die Vorgaben des Datenblatts² [LTC10]. Beim LTC3108 handelt es sich um einen Spannungs-Aufwärtswandler³ 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 $2200\mu\text{F}$ 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

¹<https://github.com/wa7iut>

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

³Step-Up-Converter

den Kühlkörper.

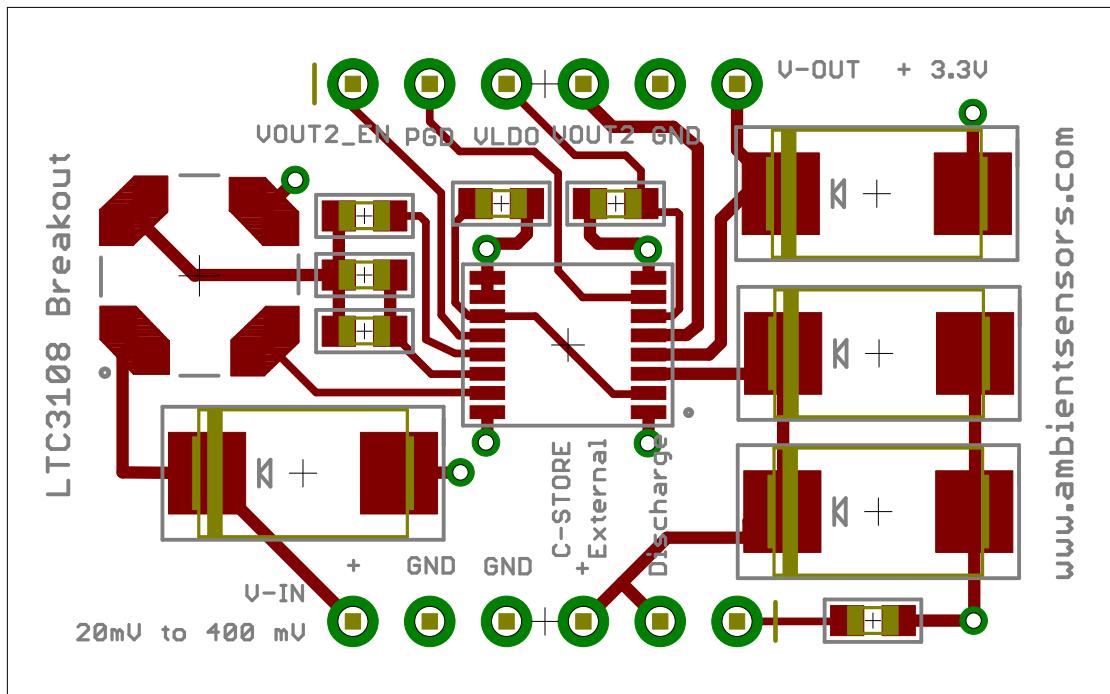


Abbildung 5.1: LTC3108 Board von Ambient Sensors

Quelle: Stephan Jobstmann

5.1.2 Drahtlose Energieübertragung

Zum Laden der internen Speicher, die in Kapitel 5.2 auf Seite 34 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 (Abbildung 5.2)
- Receiver, Empfänger: bq51013EVM-725 Evaluation Module (Abbildung 5.3)

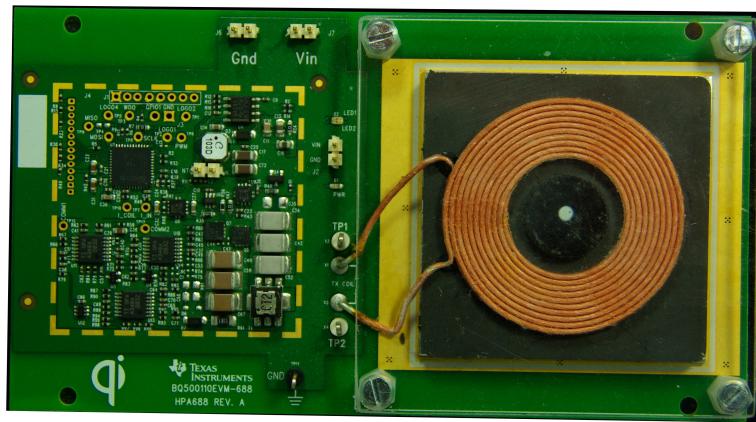


Abbildung 5.2: Transmitter-Modul des Evaluation-Packs

Quelle: Stephan Jobstmann

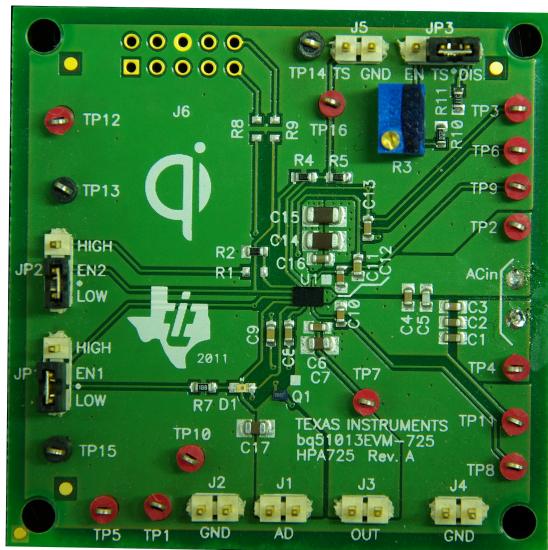


Abbildung 5.3: Receiver-Modul des Evaluation-Packs

Quelle: Stephan Jobstmann

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 eine passendes Zusammenspiel von proprietärer Sendeeinheit und selbstentworfener 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 BGA⁴ Gehäusegröße erhältlich ist. Da dies wiederum für das Layoutdesign bedeutete, dass mit Kontaktflächengrößen von 250µm gearbeitet werden muss, ergab sich eine weitere Problematik. Die typischen Leiterplattenhersteller für Prototypen und Kleinserien haben eine Vorgabe für den Mindestdurchmesser von Durchkontaktierungen mit 300µm. D.h. über die üblichen Wege war es nicht ohne Mehraufwand möglich, einen Platine zu beschaffen. Da ein Durchmesser der Durchkontaktierungen von 150µm als maximale Maßgabe anzusehen war, wurde für den Prototypenbau LTCC⁵ als Schaltungsträger ausgewählt. Diese können im Hybridlabor in Dickschichttechnik selbstständig aufgebaut werden. Weiter können durch das Laserstruktur-Gerät *ProtoLaser U* die Keramiksubstrate auf 15µm 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

⁴Ball Grid Array

⁵Low Temperature Cofire Ceramic

Leschik wurde bei einem zweiten Versuch die LTCC-Schicht, welche den beidseitigen Schaltungsdruck aufgetragen hatte, auf eine Al_2O_3 -Keramik auflaminiert. Diese dient als mechanisch-stabiler Träger. Nach einem ersten Fehlversuch konnten somit auf einem Substrat mit Mehrfach-Nutzen mehrere, passiv einwandfreie Schaltungen aufgebaut werden. Nach deren Bestückung per Hand und Lötzung mit der Dampfphasenanlage der Hochschule Landshut wurde diese mit der Einkopplungsspule verbunden. Eine anfängliche Überlegung, diese ebenfalls auf Dickenschichttechnik 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 C_1 und C_2 aufgebaut. Dies wurde auf einer separaten, zwischen Spule und Keramikschaltung gelöteten Platine aufgebaut. Der fertige selbstentworfene Aufbau wurde mit einer geringen Last von 47Ω auf die von Texas Instruments bereitgestellte Schaltung⁶ gesetzt und getestet. Dieser ist auf Grafik 5.4 auf der nächsten Seite zu sehen. 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-Doppelschichten⁷, faradayscher Ladungstausch⁸ oder einer Kombination aus beiden Technologien⁹. Aufgrund dieser anderen Bauweisen lassen sich Kapazitäten erreichen, die das von Elektrolytkondensatoren um das 10000-fache überschreiten. Somit ziehen sie bezüglich der Ladungsdichte mit

⁶bq500110EVM-688, Sendeeinheit

⁷Doppelschichtkondensator

⁸Pseudokondensator

⁹Hybridkondensator

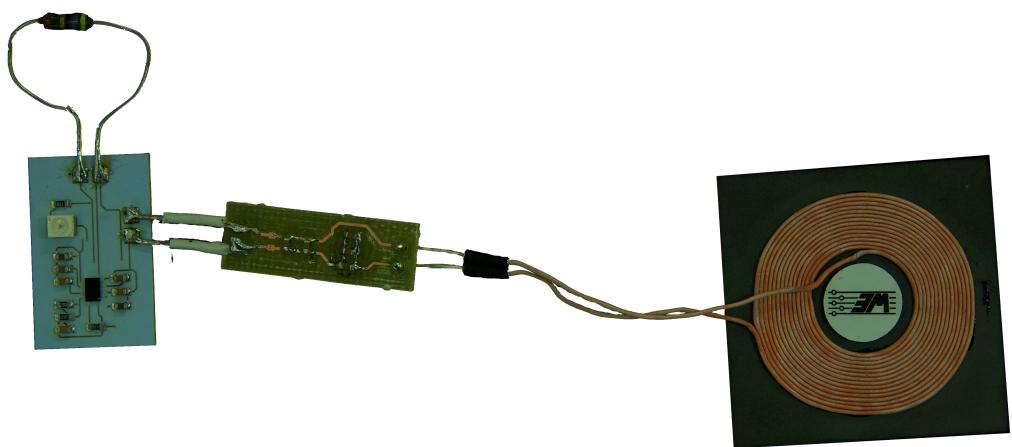


Abbildung 5.4: Receiver-Modul, hergestellt im Hybridlabor der Hochschule Landshut

Quelle: Stephan Jobstmann

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 ganzzählige Farad an Ladungskapazität mit dieser Technologie bereits 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 NTC¹⁰-Widerstand, der mithilfe externer Sicherheits- und Messbeschaltung Rückschlüsse über die interne Temperaturrentwicklung des Energiespeichers schließen lässt. Dies verhindert bei einer Fehlfunktion oder einem Schaden des Akkus einen Brand oder gar eine Explosion des Geräts¹¹.

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.

¹⁰Negative Temperature Coefficient

¹¹<http://computer.t-online.de/>

uelzen-explodiertes-notebook-loest-feuerwehreinsatz-aus/id_42553726/index

- 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.
- 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 Instruments¹². 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]

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

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

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

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

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

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

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:

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

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

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

$$(5.18)$$

Resultierender Spitzstrom 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].

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

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

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

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

Wieder wurde aufgrund von Lagerbeständen eine andere Kapazität gewählt: $10\mu\text{F}$

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

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

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

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 Allgemeinen 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.

Mit

$$V_{LTF} = \frac{V_{O(VTSB)} \cdot \%_{LTF+100}}{100} \quad (5.42)$$

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

und

$$V_{HTF} = \frac{V_{O(VTSB)} \cdot \%_{HTF+100}}{100} \quad (5.44)$$

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

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 Multisim¹³ erstellt. Nach der Adaption der Schaltung auf ein passendes Layout wurde über einen Leiterplattenhersteller ein Prototyp auf FR4¹⁴ 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 5V Konstantspannungsquelle angeschlossen, welche während des Versuchs auch im Spannungspiegel verändert wurde. Solange sich die anliegende Gleichspannung innerhalb des im Datenblatt

¹³<http://www.ni.com/multisim/d/>

¹⁴Flame 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 lizenzzfreien ISM¹⁵ 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 SRI¹⁶ wurde der Mikrocontroller CC2541¹⁷ für erste Layouttests bestimmt. Mithilfe des Controllerdatenblatts [Ins12d] wurde eine grundlegende Schaltung aufgebaut. Diese ist in Teilbereiche zu untergliedern:

- Eingangsschutzbeschaltung: „resetable Fuse“¹⁸, Verpolschutz
- DC/DC-Wandler: TPS62730 plus Peripherie
- System on a Chip, kurz SoC¹⁹, CC2541 mit integrierter Transmitter-Einheit
- Balun²⁰ plus Antennenkopplung und diskreter Antenne
- Piezosignalgeber: MAS6240²¹

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

¹⁵Industrial Scientific Medical

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

¹⁷<http://www.ti.com/product/cc2541>

¹⁸ein temperaturabhängiger Widerstand, zu deutsch: selbstrückstellende Sicherung

¹⁹IC, welches Mikrocontroller und komplexe Peripherie auf einem Siliziumträger vereint

²⁰Balanced to unbalanced

²¹<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-Widerstand²². 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-MOSFET²³ 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 Akkusspannung 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

²²Positive Temperature Coefficient; Wert steigt mit steigender Temperatur

²³Metal Oxid Semiconductor Field Effect Transistor

Zahlen aus dem Datenblatt:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Wie die Rechnung zeigt, bestätigt sich die Vorüberlegung und der 85%ige Wirkungsgrad fällt mit einen 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 TI²⁴-Schnittstelle, welche mit deren CC-Debugger²⁵ kompatibel ist. Zur Programmierung sind nähere Informationen in Kapitel 6 auf Seite 52 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-Mode²⁶ 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 TXLine²⁷ vorgenommen. Mit diesem Programm lässt sich ohne größere Kenntnis der Berechnungen die Dimension der Leiterbahnführung bestimmen. Abbildung 5.5 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 Armbanduhren 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

²⁴Texas Instruments

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

²⁶kurz: LPM

²⁷<http://www.awrcorp.com/products/>

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

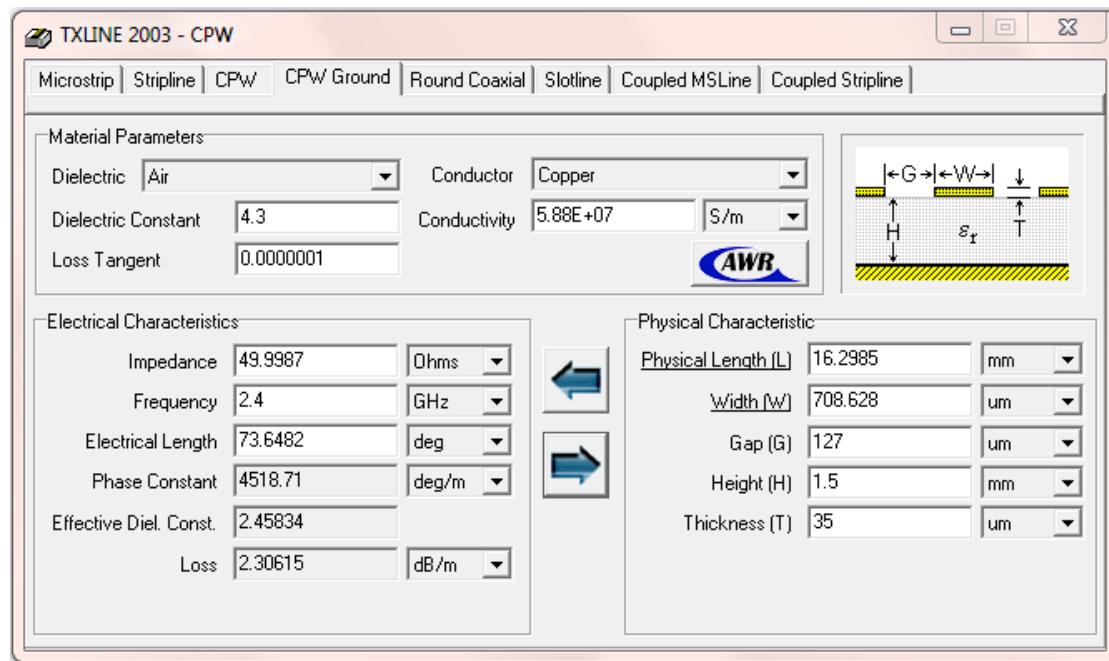


Abbildung 5.5: Programm TXLine; Berechnung der Leiterbahnbreite

Quelle: Stephan Jobstmann

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]. Hinzu kommen noch zwei Steuerleitungen, welche für gewöhnlich ebenfalls vom SoC angesteuert werden sollen, allerdings spielt bei diesem Testaufbau vorerst die Stromaufnahme keine allzu große Rolle. Daraum 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.

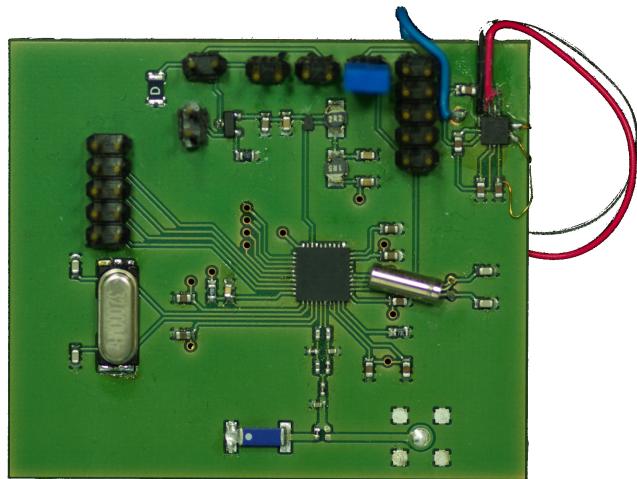


Abbildung 5.6: Modul CC2541; Hergestellt an der Hochschule Landshut

Quelle: Stephan Jobstmann

Fazit

Da sich im Laufe grundlegender Messungen einer anderen Abschlussarbeit herausgestellt hat, dass 2,4GHz äußerst ungünstig als Übertragungsfrequenz für Funkverbindungen in Körpernähe 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 (Abbildung ?? auf Seite ?? erfolgreich im autarken Betrieb validiert werden.

5.3.2 CC430F6137

Genauso wie der CC2541 in Kapitel 5.3.1 auf Seite 42 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 Uhr²⁸. 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 CC1101²⁹ Chip implementiert, welcher auf 868MHz im ISM-Band sendet. Trotz der geringen Abmaße des 64-Pin QFN³⁰ wurden mit Fädeldraht die Kontakte für die SPI³¹-Schnittstelle und für einen Interrupteingang herausgeführt. Dieser wurde mit der im nächsten Unterkapitel (Nummer 5.3.3 auf der nächsten Seite) 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. 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 (Siehe Abbildung ?? auf Seite ??). Der durch einen Druck auf den Piezo erzeugte Spannungsschub 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

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

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

³⁰Quadrature Flat No Lead

³¹serial peripheral interface

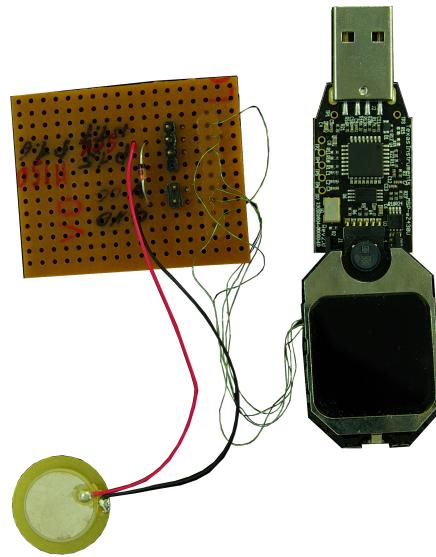


Abbildung 5.7: Modifizierte ez430-Chronos Uhr mit Piezo-Interrupt Taster und Erweiterungsstiftleisten

Quelle: Stephan Jobstmann

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 42. 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 koaxialem 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 (Abbildung ??) 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 er-

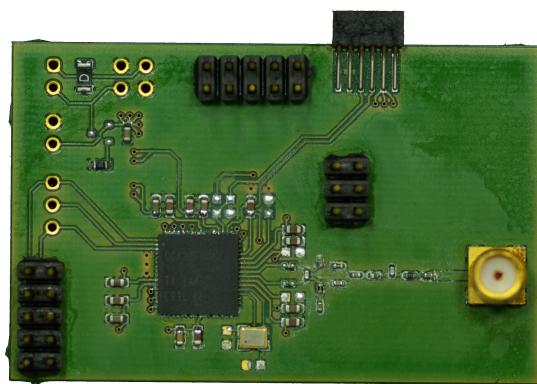


Abbildung 5.8: Modul CC430F6137; Hergestellt an der Hochschule Landshut

Quelle: Stephan Jobstmann

zielt werden [Job12]. Darum wurde die Messmethode auf piezoresistive Dehnungsmessstreifen³² 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 eine Kelvin-Messschaltung³³ 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/D³⁴-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-Prototypers³⁵ auf Platine gebracht, wie auf Abbildung ???. Dabei wurden alle Konfigurationsmöglichkeiten sowie Ein- und Ausgänge über Jumper und Stiftleisten nach außen geführt:

- Temperatursensor an/aus
- Eingangsbeschaltung: A1/A2
- Wandlungsgeschwindigkeit: 10/80 SPS³⁶

³²kurz: DMS

³³auch bekannt als Vierleitermessung

³⁴Analog-Digital

³⁵LPKF C60

³⁶samples per second

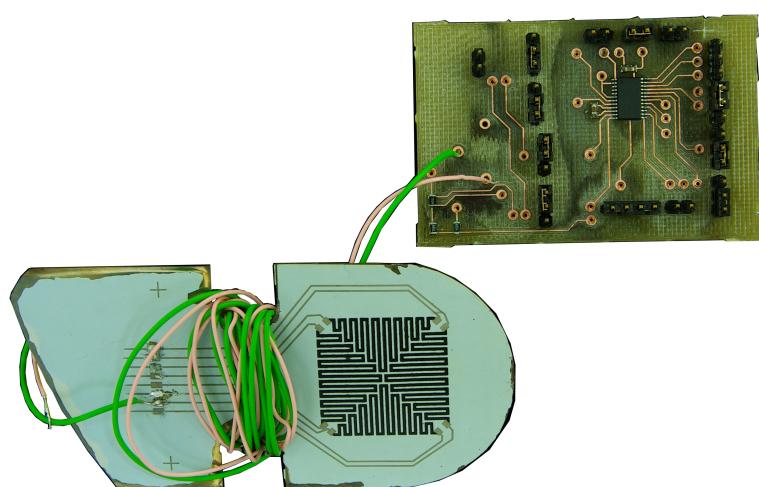


Abbildung 5.9: AD1232 A/D-Wandler Modul mit Drucksensor auf Keramik-Stahl Verbundmaterial

Quelle: Stephan Jobstmann

- Vorverstärkung (Gain 0/1)
- Positive sowie Negative Versorgungsspannung
- Datenleitungen für SPI
- Eingänge für beide analogen Spannungsaufnehmer AIN1/AIN2

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 MISO³⁷- und SCK³⁸-Leitungen benötigt werden. Zusätzlich verfügt das IC einen PDWN³⁹ 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.

³⁷Master Input Slave Output

³⁸Serial Clock

³⁹Power 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 42) in den Vordergrund gerückt. Zum Erstellen wurde die Entwicklungsumgebung IAR Embedded Workbench IDE for 8051¹ 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 55. Der ganze Code wurde wiederum mit Kommentaren versehen um einen schnellen Überblick über dessen Funktion wiederzugeben. Auf Seite 54 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

¹<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-moduliertes² Signal mit 50% Taktverhältnis erzeugt.

²PWM: Puls Width Modulation

```
1 #include <iocc2541.h>
2 #include "portingDefines.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    // T1CCTL3 |= INITOUT;
20    T1CCTL3 = FECYCLE | CMPMODE;
21
22    // Set Countermax @ 32Mhz/4kHz = 8000dec = 0x1F40
23    T1CCOH = 0x1F;
24    T1CCOL = 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: portingDefines.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 Board³ der Hochschule Landshut in Betrieb genommen. Dies hatte den Vorteil, dass Messwerte über eine bereits im Vorfeld angelegte Code-Bibliothek auf dem LCD⁴ der Zusatzplatine ohne großen Programmieraufwand ausgegeben werden kann. Darum werden im Folgenden auch nur die für den Sensor relevanten Teile erläutert. Auf Seite 58 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 lizenzenfreien Version der Entwicklungsumgebung μ Vision4 von Keil vorgegeben. Im Unterprogramm `void wandleascii_signed(unsigned int e)` wird unabhängig von

³C8051F020 von SiLabs, 8-Bit Mikrocontroller

⁴Liquid 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 64 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 Programmbeispiel⁵ von Texas Instruments als Grundlage verwendet und dementsprechend angepasst. Um eine eventuelle weitere Portierung zu vereinfachen, beginnt die Quelldatei auf Seite 65 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 GPIO⁶ 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.

⁵CC430F613x Demo - USCL_A0, 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_C_Examples_(IAR_and_CCS)_(_Rev._C_))

⁶General 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 wandleASCII_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 #ifdef 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 //ifdef MV_OUT
62
63 #ifdef 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 > 0x7FFFFFF) ? 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         SPIODAT = 0xAA;
172         while(!SPIF);
173         SPIF = 0;
174         analog.c[i] = SPIODAT;
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 μ 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 P0_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 μ 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            (UCAOIFG)
44 #define ADS_SPI_CTL0           (UCAOCTL0)
45 #define ADS_SPI_CTL1           (UCAOCTL1)
46 #define ADS_SPI_BRO            (UCAOBRO)
47 #define ADS_SPI_BR1            (UCAOBR1)
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     UCAOCTL1 |= UCSWRST;
```

```
71      // 3-pin, 8-bit SPI master
72      UCA0CTL0 |= UCMST+UCSYNC+UCCKPH+UCMSB;
73
74      // Clock polarity high, MSB
75      // SMCLK
76      UCA0CTL1 |= UCSSEL_2;
77      // /120 = 100kHz
78      UCA0BR0 = 0x78;
79      //
80      UCA0BR1 = 0;
81      // No modulation
82      UCA0MCTL = 0;
83      // **Initialize USCI state machine**
84      UCA0CTL1 &= ~UCSWRST;
85      // Set acceleration sensor power on
86      PJDIR |= BIT0;
87      PJOOUT |= 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/slvu447a/slvu447a.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.