



TECHNISCHE UNIVERSITÄT CHEMNITZ

Fakultät für Elektro- und Informationstechnik

Professur für Mikrosystem- und Gerätetechnik

Bachelorarbeit

im Studiengang Mikrotechnik / Mechatronik

zum Thema

Kapazitiver Datenlogger mit dem AD7747

Sebastian Weidlich

Chemnitz, 12. Dezember 2011

verantwortlicher Hochschullehrer: Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. Jan Mehner

Betreuer: Dipl.-Ing. Christian Auerswald

Tag der Ausgabe: 03.10.2011

Abgabetermin: 16.01.2012

Tag der Abgabe: 12.12.2011



TECHNISCHE UNIVERSITÄT
CHEMNITZ

Aufgabenstellung

zur

Abschlussarbeit
im Bachelorstudiengang Mikrotechnik / Mechatronik

für

Herrn Sebastian Weidlich
geb am 03.08.1988

zum Thema

Kapazitiver Datenlogger mit dem AD7747

Verantwortlicher Hochschullehrer: Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. Jan Mehner

Betreuer: Dipl.-Ing Christian Auerswald

Tag der Ausgabe: 03.10.2011

Abgabetermin: 16.01.2012

Tag der Abgabe: 12.12.2011

Kapazitiver Datenlogger mit dem AD7747

Der Schaltkreis AD7747 der Firma *Analog Devices* dient zur hochauflösenden Messung von Kapazitäten. Als Eingangsgröße kann beispielsweise die zu messende Kapazität eines Kondensators dienen oder die variable Kapazität eines mikromechanischen Sensors (MEMS). Das Ausgangssignal liegt hierbei direkt in digitaler Form vor und kann auf einfache Weise weiterverarbeitet werden.

In der vorliegenden Bachelorarbeit soll der Schaltkreis in Betrieb genommen, um eine entsprechende Außenbeschaltung ergänzt und in verschiedenen Anwendungen erprobt werden. Hierbei soll überprüft werden, ob die im Datenblatt angegebenen Kennwerte eingehalten werden, um Rückschlüsse für mögliche zukünftige Anwendungen zu treffen.

Als praktische Anwendung soll ein kleiner Datenlogger entwickelt werden, der in einem einstellbaren Intervall Kapazitäten misst, speichert und auf geeignete Weise an einen PC übermitteln kann. Hiermit könnte man beispielsweise mithilfe von kapazitiven Sensoren Umweltdaten aufzeichnen oder Drifterscheinungen von Kondensatoren untersuchen.

Zusammenfassung der Aufgaben:

- Recherche, Einarbeitung in das Themengebiet
- Entwurf einer Schaltung sowie des Platinenlayouts
- Bestückung, Inbetriebnahme und Test der Schaltung
- Entwicklung der Geräte-Firmware; Schaffung einer geeigneten Software-Schnittstelle zur PC-Anbindung
- Testmessungen und Charakterisierung der entwickelten Elektronik

Kurzreferat

In der vorliegenden Arbeit wird ein Messgerät zur Messung von sehr kleinen Kapazitäten im Pico-Bereich entwickelt. Die Messwertermittlung basiert dabei auf dem Kapazitätsmesschip *AD7747* von der Firma *Analog Devices*. Dieser Messchip misst die Kapazität bzw. die Kapazitätsänderung einer Kondensatoranordnung, z. B. eines mikro-elektromechanischen Sensors (MEMS), und wandelt sie in einen digitalen 24-Bit-Wert. Das Messprinzip beruht dabei auf der Delta-Sigma-Modulation. Die Messwerte werden im EEPROM-Speicher des Messgerätes gespeichert. Der Anschluss eines externen Temperatursensors wird vorgesehen, um den Temperatureinfluss auf die Kapazitätsmessung ermitteln zu können.

Die Arbeit umfasst das Erstellen der Schaltpläne, das Löten der Leiterplatte, die mechanische Konstruktion ebendieser in ein geeignetes Gehäuse und das Testen des Messgerätes. Überdies wird der *AD7747*-Messchip näher charakterisiert, Besonderheiten des Chips aufgezeigt und untersucht, ob er für den Einsatz in MEMS-Strukturen, wie z. B. Neigungssensoren, geeignet ist.

Des Weiteren wird eine kleine PC-Software zum Empfangen und Auswerten der Messwerte vorgestellt. Zudem wird die Kommunikation zwischen Messgerät-Mikrocontroller und PC-Software näher erläutert.

Inhaltsverzeichnis

Glossar	v
1. Einleitung.....	1
2. Kapazitätsmessverfahren	2
2.1 Grundlagen	2
2.2 Der Strom-Spannungs-Wandler	7
2.3 Der Lock-In Verstärker	9
2.4 Der Delta-Sigma-Wandler.....	10
2.4.1 Die Capacitance-to-Digital Converter AD774* von <i>Analog Devices</i>	12
2.5 Anwendungsbeispiele.....	15
2.5.1 Beschleunigungs- und Neigungssensoren, Gyroskope	15
2.5.2 Kapazitive Drucksensor	16
2.5.3 Mikrofone.....	17
3. Auswahl der Komponenten des Messgerätes	18
3.1 Speicher	18
3.1.1 RAM.....	18
3.1.2 Flash-ROM	18
3.1.3 EEPROM.....	19
3.2 I ² C-Temperatursensor	20
3.3 Schnittstellen	20
3.3.1 U(S)ART.....	20
3.3.2 USB	20
3.3.3 ISP	21
3.3.4 TWI	21
3.3.5 JTAG.....	21

3.4	Bedien- und Anzeigeelemente	22
3.5	Mikrocontroller.....	23
3.6	Batteriemanagement.....	25
3.6.1	Spannungsregler.....	25
4.	Die Platinen.....	27
4.1	Die Testplatine.....	27
4.2	Die Hauptplatine.....	29
4.2.1	Der Schaltplan	29
4.2.2	Das Gehäuse	34
4.2.3	Das Layout	35
5.	Programmierung des Mikrocontrollers	37
5.1	STK 500 Evaluation-Board	37
5.2	Speicheraufteilung.....	37
5.3	Das Mikrocontroller-Programm	39
5.3.1	Messen mit dem AD7747	40
6.	PC-Software	44
7.	Praktische Messversuche	49
7.1	Stromaufnahme.....	49
7.2	Kalibrierung.....	49
7.3	Messen im single-ended-mode	50
7.4	Messen im differential-mode	52
7.5	Conversion Time	54
7.6	Chiptemperatur	57
8.	Ausblick	59
9.	Zusammenfassung	60
	Abbildungsverzeichnis.....	63

Tabellenverzeichnis.....	64
Diagrammverzeichnis.....	65
Literaturverzeichnis.....	66
Anhang	68

Glossar

Lateinische Formelzeichen

Zeichen	Bedeutung
a	Beschleunigung
A	(Elektroden-)Fläche
b	Länge (der Elektrode)
c	Federsteifigkeit
C	Kapazität
d	Abstand (der Elektroden)
F	Kraft
g	Erdbeschleunigung
i	Strom
k	Dämpfung
m	Masse
n	Anzahl der Finger (Elektroden)
Q	Ladung
r	Weg
R	Widerstand
t	Zeit, Tiefe (der Elektrode)
U	Elektrische Spannung
v	Geschwindigkeit
x	Auslenkung
Z	Transimpedanz

Griechische Formelzeichen

Zeichen	Bedeutung
ε_0	Dielektrizitätskonstante
ε_r	Dielektrizitätszahl
φ	Auslenkwinkel

Indizes

Index	Bedeutung
<i>a</i>	Ausgang
C	Capacity
<i>Pol</i>	Polarisation

Abkürzungen

Abkürzung	Bedeutung
AB	Anfangsbedingungen
ACK	Acknowledge
ADC	Analog Digital Converter
ADU	Analog-Digital Umsetzer
ASCII	American Standard Code for Information Interchange
ASIC	Application-Specific Integrated Circuit
BE	Bauelemente
CDC	Capacitance (to) Digital Converter
CPU	Central Processing Unit
DAC	Digital Analog Converter
DAU	Digital-Analog Umsetzer
DIP	Dual In line Package
DRAM	Dynamic Random-Access Memory
E	Enable
EDA	Electronic Design Automation
EEPROM	Electrically Erasable Programmable Read Only Memory
(F)STN	(Film) Super Twisted Nematic
FRAM	Ferroelectric Random-Access Memory
GND	Ground (Masse)
I ² C, IIC	Inter-Integrated Circuit
JTAG	Join Test Action Group
LCD	Liquid Crystal Display
LED	Light-Emitting Diode
MEMS	Micro-Electro-Mechanical Systems
MISO	Master In/Slave Out
MOSI	Master Out/Slave In
MRAM	Magnetoresistive Random-Access Memory
NACK	Not Acknowledge
OPV	Operationsverstärker

PED	Phasenempfindlichen Detektor
PRAM	Phase-Change Random-Access Memory
RAM	Random-Access Memory
ROM	Read-Only Memory
RS	Register Select
R/W	Read/Write
RXD	Receive Data
SCK	Slave Clock
SCL	Serial Clock
SDA	Serial Data
SNR	Signal to Noise Ratio
SPI	Serial Peripheral Interface
SRAM	Static Random-Access Memory
TCK	Test Clock
TDI	Test Data Input
TDO	Test Data Output
TMS	Test Mode Select
TWBR	TWI Bit Rate Register
TWCR	TWI Control Register
TWDR	TWI Data Register
TWEN	TWI Enable
TWI	Two-Wire-Interface
TWINT	TWI Interrupt
TWSR	TWI Status Register
TWSTA	TWI Start Condition
TXD	Transmit Data
U(S)ART	Universal (Synchronous und) Asynchronous Receiver Transmitter
USB	Universal Serial Bus
VCC	Voltage of the Common Collector
ZSW	Zeitschrittweite

1. Einleitung

Die Messung und Auswertung von Kapazitäten spielt auf vielen technischen Anwendungsgebieten eine große Rolle. In jedem Automobil sind eine Vielzahl von Mikro-elektromechanischen Sensoren (MEMS) zu finden, deren Wirkprinzip auf Änderung der Kapazität beruht. Diese Mikrosysteme zeichnen sich durch eine hohe Zuverlässigkeit, Präzision und Robustheit aus und sind deshalb sehr interessant für die Automobilindustrie. Als Beispiel hierfür zu nennen, sind die Airbagsensoren, die die Verzögerungen des Fahrzeugs messen und die ESP-Sensoren, die die Bewegungsänderung des Fahrzeugs erfassen. Aber auch auf dem Gebiet der Medizintechnik werden zunehmend Mikro-elektromechanische Komponenten eingesetzt, z. B. in medizinischen Dosier- und Überwachungssystemen oder für die arterielle Blutdruckmessung. Die kostengünstige Massenfertigung von Mikrosystemen ist auch ein wesentliches Kriterium für die Unterhaltungsindustrie. So befinden sich heutzutage in nahezu jedem Handy Beschleunigungssensoren, Gyroskope und Mikrofone, die u.a. das kapazitive Wirkprinzip ausnutzen.

In der Arbeit soll die Messung der Kapazität mittels des neu entwickelten Kapazitätsmesschips *AD7747* von *Analog Devices* erfolgen. Die Kapazitätsmessung beruht dabei auf Grundlage der Delta-Sigma-Modulation. Der Chip misst die Kapazität(sänderung) einer Kondensatoranordnung und wandelt sie in ein digitales Signal um. Diese Messdaten sollen zwischengespeichert werden und anschließend auf einen PC zur Auswertung übertragen werden.

Da die Kapazität u.a. abhängig von der Temperatur ist, soll zudem die Möglichkeit geschaffen werden, zusätzlich zum ermittelten Kapazitätswert die Temperatur an der Kapazitätsmessstelle messen zu können, um so den Zusammenhang beider Messgrößen charakterisieren zu können.

Ziel dieser Arbeit ist es, ein handliches Kapazitätsmessgerät, auf Basis des Kapazitätsmesschips *AD7747* zu entwickeln, und ebendiesen Messchip zu charakterisieren. Eine PC-Software soll die im Messgerät zwischengespeicherten Messwerte zur Weiterverarbeitung entgegennehmen.

2. Kapazitätsmessverfahren

2.1 Grundlagen

Wie eingangs erwähnt, kann die Beschleunigung bzw. die Verzögerung, also die Geschwindigkeitsänderung, eines bewegten Messobjektes über die Kapazitätsänderung ausgewertet werden. Dabei bewirkt die Änderung der Geschwindigkeit Inertialkräfte (Trägheitskräfte) auf den Körper.

Die Linearbeschleunigung a ist eine physikalische Größe aus der Kinematik und definiert die Geschwindigkeitsänderung v pro Zeiteinheit t . Zudem beschreibt sie die zeitliche Ableitung des Geschwindigkeitsvektors oder die zweite zeitliche Ableitung des Ortsvektors:

$$\vec{a}(t) = \frac{\partial v(t)}{\partial t} = \dot{v}(t) = \dot{\dot{r}}(t) \quad (01)$$

Wirkt auf einen freibeweglichen Körper der Masse m eine konstante Kraft F ein, so erfährt er die konstante Beschleunigung a in Richtung der Kraft. Diese Ursache-Wirkungs-Beziehung wird als NEWTON'sches Grundgesetz der Mechanik bezeichnet (2. Newtonsches Axiom):

$$F = m \cdot a \quad (02)$$

Die Einheit der Beschleunigung (engl.: acceleration) ist m/s^2 . Die Angabe in Vielfachen der Erdbeschleunigung g ($g \simeq 9,81 m/s^2$) ist in der Sensorik üblich, da diese Vergleichsgröße für Messungen ständig verfügbar ist. Auf diese Weise ist es möglich Sensoren mit Hilfe von Kippeinrichtungen zu charakterisieren. So werden je nach Kippwinkel eines Sensors Beschleunigungen zwischen $-1g$ und $+1g$ auf das Bauteil aufgeprägt. Beschleunigung in Sensierichtung dienen zum Abgleich der Sensoren und senkrecht zur Sensierichtung zur Ermittlung der Querempfindlichkeit [Rank09].

Feder-Masse-Dämpfersysteme

In einfachen Fällen können die Elemente eines Beschleunigungssensors als Feder-Masse-Dämpfer-Systeme mit einem Freiheitsgrad betrachtet werden [Ger06].

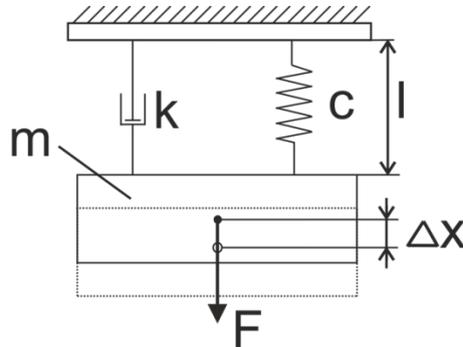


Abb. 01: Feder-Masse-Dämpfer-System

Für den translatorischen Fall (siehe Abb. 01) gilt folgende Bewegungsgleichung:

$$m \cdot \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + k \cdot \frac{dx(t)}{dt} + c \cdot x(t) = F(t) \quad (03)$$

wobei x die Auslenkung, c die Federsteifigkeit, k die Dämpfung (zum Beispiel durch das umgebende Gas) und $F(t)$ die erregende Kraft ist.

Die äußere Beschleunigung a ruft eine Kraftwirkung F auf den Massekörper und auf die Feder hervor. Die auf die Feder wirkende Kraft ruft dabei eine Auslenkung der Feder der Größe:

$$\Delta x = \frac{F_{Feder}}{c} \quad (04)$$

hervor.

Die Lösung der obigen Differentialgleichung ist eine von der Beschleunigung abhängige Wegänderung:

$$x(t) = f(m, k, c, F(t)) \quad (05)$$

Diese kann durch geeignete Wegmessprinzipien erfasst werden. In dieser Arbeit soll diese Wegänderung mittels kapazitiver Messverfahren ausgewertet werden.

Der elektrostatische Wandler

Zur Wandlung mechanischer Energie in elektrische Größen kann der kapazitive Effekt ausgenutzt werden, indem eine kapazitive Anordnung durch mechanische Belastung geometrisch verändert wird. Der Effekt wird vor allem verwendet, um Abstandsänderungen, Verschiebungen oder Verdrehungen zu erfassen.

Die Kapazität bildet sozusagen die Koppelgröße, die das mechanische und das elektrische Teilsystem verbindet. Die Bemessungsgleichung für die Kapazität eines Plattenkondensators beträgt:

$$C_0 = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{A}{d} \quad (06)$$

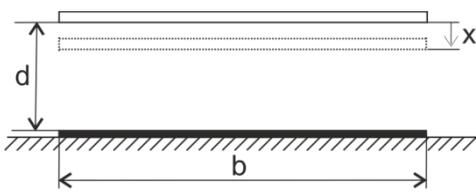
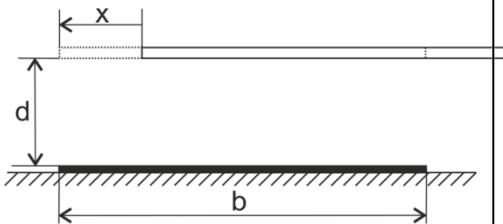
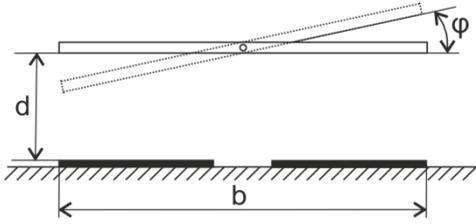
Die Kapazität eines solchen Kondensators ist also direkt abhängig von der Elektrodenfläche A , der materialspezifischen Dielektrizitätszahl ε_r , sowie der Dielektrizitätskonstanten ε_0 und indirekt abhängig von dem Abstand der Elektroden d .

Die Einheit der Kapazität (engl.: capacitance) ist Farad F . Ein Kondensator dieses „Fassungsvermögens“ weist eine Spannung von 1 Volt zwischen seinen Platten auf, wenn eine Ladungsmenge von 1 Coulomb auf seine Platten gebracht worden ist.

Gemessen wird zumeist die Kapazitätsänderung ΔC – Die Differenz aus Kapazität in der Ruhelage und dem zum Messpunkt ortsabhängigen Kapazitätswert:

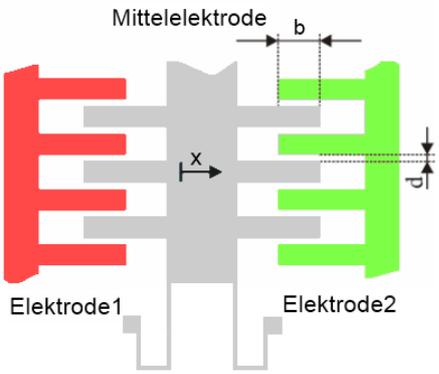
$$\Delta C = C_0 - C(x) \quad (07)$$

Je nach Aufhängung der Kondensatorplatten ergeben sich unterschiedliche Kapazitätsfunktionen, die in Tab. 01 zusammengefasst sind.

Variation	Schema	Kapazitätsfunktion
Abstand		$C(x) = \frac{\varepsilon \cdot b \cdot t}{d + x} \quad (08)$ <p><i>t... Tiefe der Struktur</i></p>
Fläche		$C(x) = \frac{\varepsilon \cdot (b + x) \cdot t}{d} \quad (09)$
Winkel		$C(\varphi) = \frac{\varepsilon \cdot t}{\tan \varphi} \cdot \ln \left(\frac{b \cdot \tan \varphi}{d} + 1 \right) \quad (10)$

Tab. 01: Grundtypen kapazitiver Wandler nach [Ger06]

Diese Grundtypen können modifiziert werden, indem die Abstands- und Flächenvariationen auf eine Vielzahl von Kondensatoren angewendet werden, die sog. Kammstruktur. Durch die Kammanordnung wird die geringfügige Kapazitätsänderung vervielfacht. Die sich ergebenden Vor- und Nachteile sind in Tab. 02/03 zusammengefasst.

	$C(x) = 2 \cdot n \cdot \frac{\varepsilon \cdot (b + x) \cdot t}{d} \quad (11)$
	$\frac{\partial C(x)}{\partial x} = 2 \cdot n \cdot \frac{\varepsilon \cdot t}{d} \quad (12)$
<ul style="list-style-type: none"> + Große Auslenkungen möglich + Lineare Kapazitätsfunktion $C(x)$ + Kein Pull-In Effekt - Geringe Kapazitätsänderung - Geringe Empfindlichkeit, da $\frac{\partial C}{\partial x}$ sehr klein 	

Tab. 02: Vor- und Nachteile der Überdeckungsvariation nach [Ger06]

	$C(x) = n \cdot \frac{\varepsilon \cdot b \cdot t}{d \mp x} \quad (13)$ $\frac{\partial C(x)}{\partial x} = \pm n \cdot \frac{\varepsilon \cdot b \cdot t}{(d \mp x)^2} \quad (14)$ <ul style="list-style-type: none"> + Große Kapazitätsänderungen + Hohe Empfindlichkeit - Kleine Auslenkungen - Nichtlineare Kapazitätsfunktion $C(x)$ - Pull-In-Effekt ist zu beachten
--	--

Tab. 03: Vor- und Nachteile der Abstandvariation am Beispiel eines Differentialkondensators nach [Ger06]

Die Kapazitätsänderung wirkt sich auch unmittelbar auf elektrische Größen aus. Ist der Kondensator mit der Ladung Q vollständig aufgeladen, so fällt über ihm die Spannung U_C ab:

$$U_C = \frac{Q}{C} \quad (15)$$

Bei Veränderung des Elektrodenabstandes um dx entsteht bei gleichbleibender Spannung der Strom i_C . Es gilt dann [Schwe09]:

$$i_C = U_C \cdot \frac{dC(x)}{dt} \quad (16)$$

$$i_C = U_C \cdot \frac{dC(x)}{dx} \cdot \frac{dx}{dt} = U_C \cdot \frac{dC(x)}{dx} \cdot \dot{x} \quad (17)$$

Über diesen Zusammenhang kann die mechanische Bewegung direkt in eine elektrische Größe umgewandelt werden.

Aufgrund der sehr kleinen Grundkapazität und der noch kleineren Kapazitätsänderung durch eine Beschleunigung, wird an die Kapazitätsmess- und auswerteverfahren hohe Ansprüche gestellt. Die wichtigsten Messverfahren hierzu sollen im Folgenden überblicksmäßig dargestellt werden.

2.2 Der Strom-Spannungs-Wandler

Der I-U-Wandler ist ein Operationsverstärker (modifizierter invertierender Verstärker) und wird für die präzise Messung kleiner Ströme eingesetzt. Die Schaltung (siehe Abb. 02) wird auch als Transimpedanzverstärker bezeichnet. Die Transimpedanz ist das Verhältnis von Ausgangsspannung zu Eingangsstrom:

$$Z = -\frac{U_a}{i_C} \quad (18)$$

Mithilfe dieser Schaltung ist es möglich einen Verschiebungsstrom an kapazitiven Sensorelementen in einen Spannungsproportionalen Wert zu wandeln. Durch das Anlegen einer statischen Polarisationsspannung U_{Pol} werden Ladungen auf die Elektroden gebracht. Der Verschiebungsstrom entsteht durch Ladungsausgleich bei einer Kapazitätsänderung.

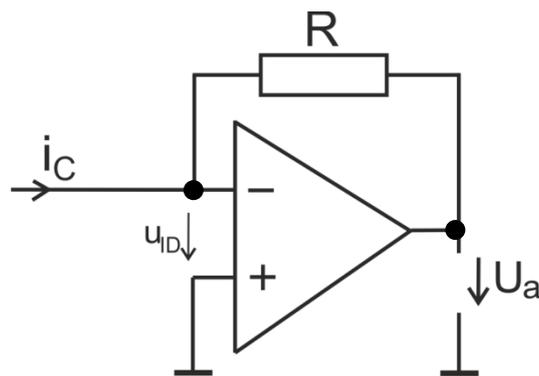


Abb. 02: Schaltbild I-U-Wandler

Wie aus dem Schaltbild zu erkennen ist, liegt der nichtinvertierende Eingang des OPVs auf Masse. Das Stromsignal i_C gelangt über den invertierenden Eingang in den OPV. Durch die Gegenkopplung eines ohmschen Widerstandes R wird eine sehr geringe Spannungsdifferenz u_{ID} (ideal: Null) zwischen den beiden Eingängen erreicht. Setzt man die Knotenregel an dem Punkt an, an dem der Eingangsstrom, der gegengekoppelte Widerstand und der invertierende Eingang zusammenfallen, so ergibt sich für den idealen Strom-Spannungs-Wandler ($u_{ID} = 0$) folgender Zusammenhang für die Ausgangsspannung U_a :

$$U_a = -i_C \cdot R \quad (19)$$

Der Widerstand R bildet den Proportionalitätsfaktor zwischen Eingangsstrom und Ausgangsspannung.

Mit dem Transimpedanzverstärker lassen sich hohe Verstärkungen (typisch: 10^4 bis 10^6) erzielen. Somit eignet sich die Transimpedanzschaltung optimal für die Messung sehr kleiner Kapazitätsänderungen.

In der nachfolgenden Abbildung ist eine vereinfachte Schaltung für die Kapazitätsmessung mittels eines Strom-Spannungs-Wandlers abgebildet.

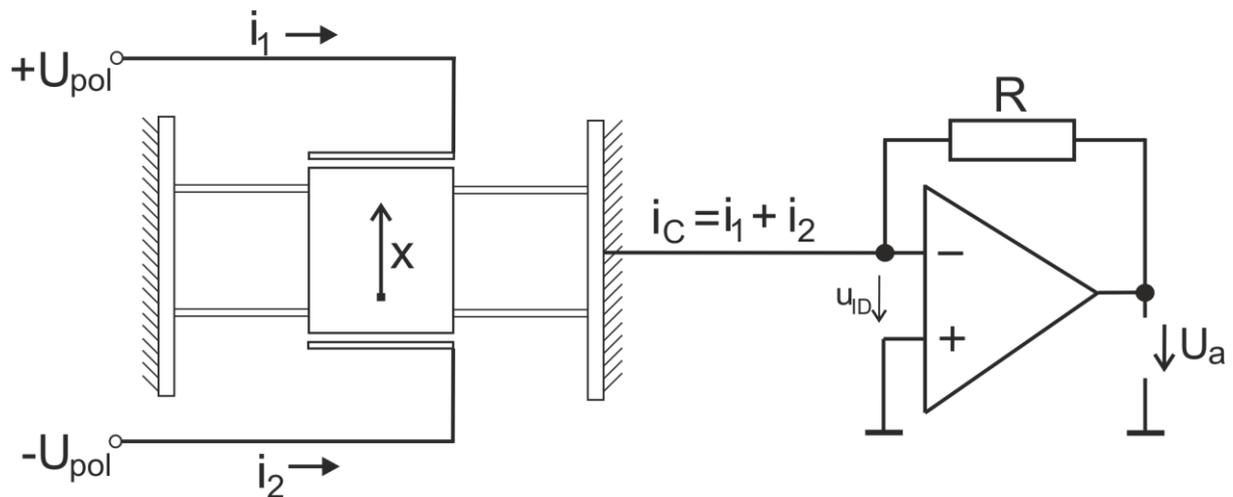


Abb. 03: Schaltbild I-U-Wandler mit Sensor nach [Meh11]

Für die angelegte Polarisationsspannung gilt:

$$U_+ = U_{pol} ; U_- = -U_{pol} \quad (20)$$

In Abhängigkeit der Kapazitätsänderung ergibt sich nach (19) die Ausgangsspannung U_a zu:

$$U_a = -(i_1 + i_2) \cdot R \quad (21)$$

durch Einsetzen von (17) in (21) folgt:

$$U_a = - \left(U_+ \cdot \frac{dC_1(x)}{dx} + U_- \cdot \frac{dC_2(x)}{dx} \right) \cdot \dot{x} \cdot R \quad (22)$$

$$\underline{U_a = -2 \cdot U_{pol} \cdot R \cdot \frac{dC(x)}{dx} \cdot \dot{x} = -2 \cdot U_{pol} \cdot R \cdot \frac{dC}{dt}} \quad (23)$$

Aus der Formel (23) ist ableitbar, dass eine Spannung am Ausgang nur gemessen werden kann, wenn sich die Kapazität ändert. Somit ist es auf diese Weise nicht möglich statische Kapazitäten zu messen, da sie keinen Verschiebungsstrom erzeugen.

Eine statische Messung der Kapazität ist also nur möglich, wenn eine hochfrequente Polarisationsspannung an den Sensor angelegt wird, die für einen ständig fließenden Verschiebungsstrom sorgt.

2.3 Der Lock-In Verstärker

Der Lock-In-Verstärker, auch phasenempfindlicher Gleichrichter genannt, ist ein Messgerät zur Messung eines schwachen elektrischen Wechsignals, das mit einem in Phase und Frequenz bekannten Referenzsignal moduliert ist. Die Besonderheit dieses Gerätes ist das beinhaltete extrem schmalbandige Bandpassfilter, das zur Verbesserung des Signal-Rausch-Verhältnisses (Signal to Noise Ratio, kurz: SNR) beiträgt.

Die wichtigsten Komponenten eines Lock-In Verstärkers sind in Abb. 04 schematisch dargestellt. Zunächst wird das Messsignal (und das Rauschen), je nach voreingestelltem Verstärkungsfaktor am Gerät, verstärkt. Anschließend passiert das Signal einen Band- bzw. Tiefpass, der die Oberwellen dämpft und Gleichspannungsanteile eliminiert. Im Phasenempfindlichen Detektor (PED) wird das Referenzsignal (Rechtecksignal) mit dem Eingangssignal verrechnet (multipliziert) und anschließend in einen Tiefpass (Zeitintegrator) integriert. Heraus kommt ein rauscharmes, verstärktes Gleichspannungs-Ausgangssignal.

Der Lock-In Verstärker berechnet dabei die Kreuzkorrelation zwischen dem Messsignal und dem Referenzsignal bei gleichbleibender Phasenverschiebung. Hierbei muss die Frequenz des Referenzsignals mit der Frequenz des Messsignals übereinstimmen, da sonst die Kreuzkorrelation Null wird. Das Referenzsignal muss also auf das Messsignal *geloct* werden.

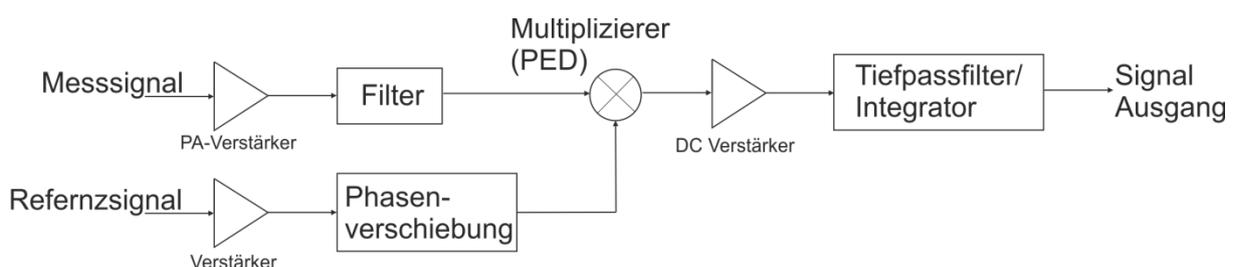


Abb. 04: Prinzipskizze eines Lock-In Verstärkers

2.4 Der Delta-Sigma-Wandler

Der Delta-Sigma- $(\Delta\Sigma)$ -Wandler kann sowohl als Analog-Digital Umsetzer (kurz: ADU) fungieren, der analoge Messsignale in digitale Daten umsetzt, aber auch als Digital-Analog Umsetzer (kurz: DAU) arbeiten. Die Methode beruht jeweils auf der Delta-Sigma-Modulation.

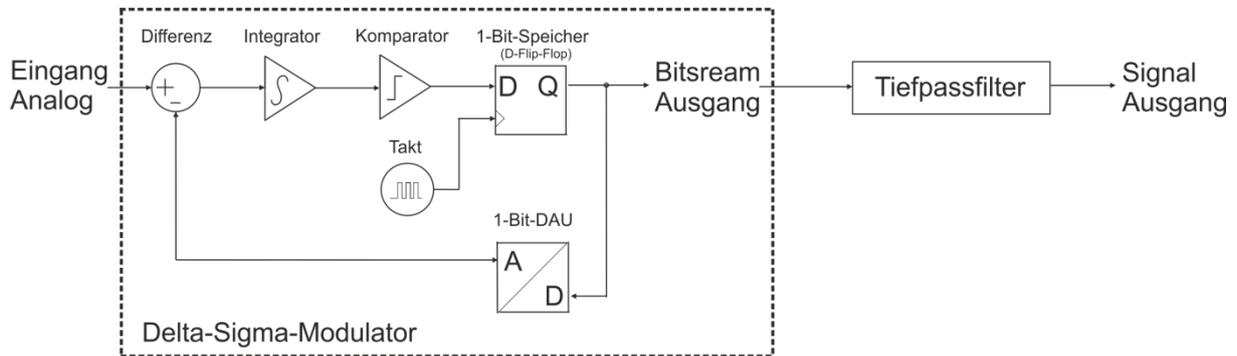


Abb. 05: Blockschaltbild eines analogen Delta-Sigma-Wandlers mit einem Modulator erster Ordnung. Die Hauptbestandteile sind: Differenzverstärker, Integrator, Komparator, D-Flip-Flop und der Rückkopplungsweig mit einem 1-Bit-DAU

Die Funktionsweise eines $\Delta\Sigma$ -Modulators erster Ordnung lässt sich am besten anhand des Blockschaltbildes (Abb. 05) erklären. Der $\Delta\Sigma$ -ADC (oder -DAC) besteht immer aus einem Delta-Sigma-Modulator, der den Bitstrom erzeugt, und aus einem Tiefpassfilter.

Im Folgenden soll die Funktionsweise für einen ADC näher gebracht werden. Das analoge Eingangssignal gelangt über eine Subtraktionsstelle zum Integrator. Der folgenden Komparator (entspricht einem 1-bit ADC) bewertet das Signal des Integrators entweder mit Null oder Eins. Komparatoren sind digitale Schaltungen, die zwei Eingangsgrößen miteinander vergleichen. Sie schalten sobald die Eingangsspannung die Referenzspannung überschreitet. Das so erzeugte binäre Signal gelangt über den Rückkoppelzweig in den 1-bit DAC. Dieser setzt den 1-bit-Datenstrom entsprechend in eine positive oder negative Referenzspannung um und führt sie dem Differenzverstärker zu.

Das D-Flip-Flop, ein taktflankengesteuerter 1-bit Speicher, dient lediglich zum Taktabgleich des 1-bit-Datenstroms (zur Erzeugung eines zeitdiskreten binären Signals).

Auf diese Weise wird zunächst eine grobe Messung des Eingangssignals durchgeführt. Der dabei entstehende Messfehler wird integriert und über die Rückkopplung schrittweise kompensiert (Regelkreis).

Der Tiefpassfilter, auch Dezimationsfilter, wird benötigt, um den Mittelwert des Eingangssignals aus dem Bitstrom zurückzugewinnen, da die Informationen in dem Bitstrom im unteren Teil und die Störspannungen im oberen Teil des Spektrums enthalten sind [Beis11].

Abbildung 06 soll die Funktionsweise des Delta-Sigma-Wandlers anhand eines Rechenbeispiels für einen konstanten Eingangswert verdeutlichen.

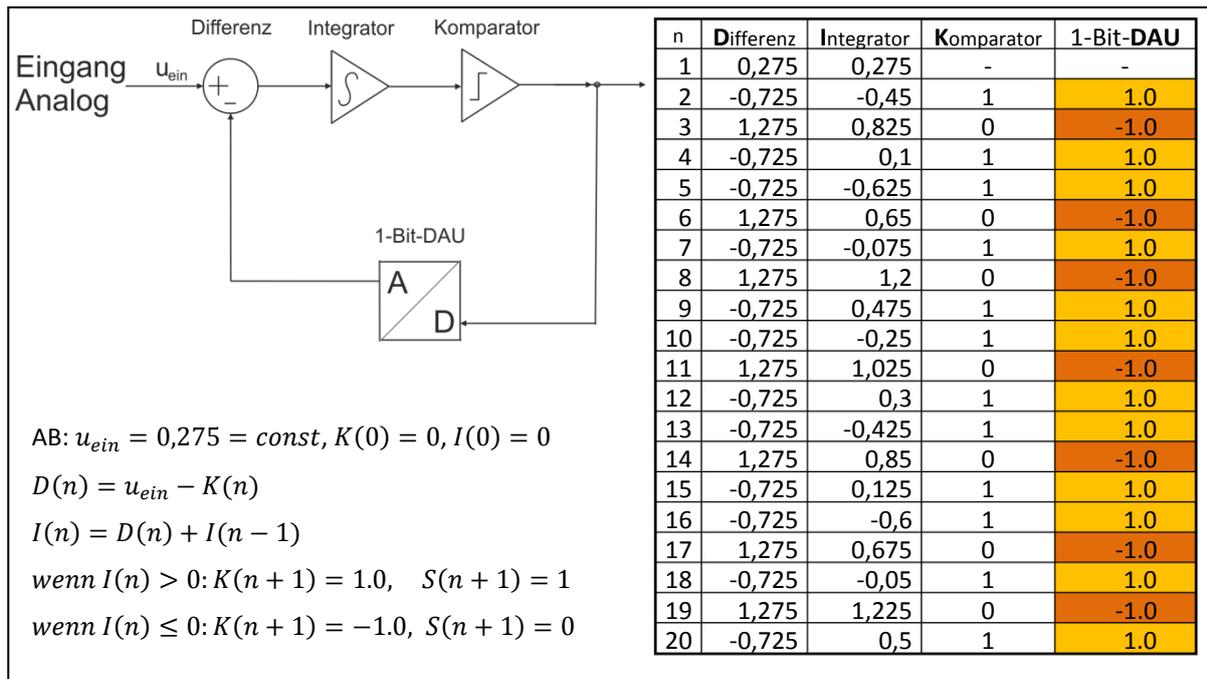


Abb. 06: Rechenbeispiel Delta-Sigma-Wandler für einen konstanten Eingangswert

Besonderheiten

Konventionelle Wandler erfordern eine Abtastrate, die höher als das Doppelte der höchsten Eingangsfrequenz ist (Nyquist-Shannon-Abtasttheorem). Bei Delta-Sigma-Wandlern ist es hingegen üblich, die Abtastrate sehr viel höher zu wählen (sog. Oversampling), um mehr Bitstrom-Pulse pro Zeiteinheit generieren zu können. Auf diese Weise wird erreicht, dass der Mittelwert des Bitstrom-Signals mit dem Eingangssignal besser übereinstimmt, und so Störspannungen reduziert werden.

Eine zweite Variante Störsignale zu reduzieren, ist die Verwendung eines Delta-Sigma-Modulators höherer Ordnung. Das bedeutet, dass in das Blockschaltbild weitere Differenzglieder mit nachfolgenden Integratoren eingefügt werden. Damit wird erreicht, dass an den Ausgängen des Tiefpassfilters weniger Störsignale erzeugt werden. Außerdem werden eine bessere Rauschformung und damit ein höherer Gewinn an Auflösung bei gleichem Oversam-

pling erreicht [WikADU11]. Jedoch muss beachtet werden, dass sich bei hohen Ordnungen Instabilitäten einstellen.

Das **Noise-Shaping Verfahren**, auch Rauschformung genannt, wird eingesetzt, um das Quantisierungsrauschen (des Komparators) in einem bestimmten Frequenzbereich stärker zu konzentrieren, der außerhalb des Frequenzbandes liegt. Als Folge kommt es zur Verschiebung der Rauschenergie, die nun keinen Einfluss mehr auf die Signalverarbeitung nimmt (ideal).

Vor- und Nachteile

- + Durch die kontinuierliche Abtastung des Eingangs wird keine separate Abtast- und Halteschaltung (sample and hold) benötigt, da sich das bandbegrenzte Analogsignal im Vergleich zum Takt nur sehr langsam verändert
- + Hohe Präzision und hohe Auflösungen (24-bit und mehr) sind möglich
- + Der Analogteil besteht aus wenigen und zudem kostengünstigen Komponenten
- + Messung statischer Kapazitäten möglich
- Vergleichsweise hohe Latenzzeiten (sind vor allem durch die digitalen Filterstufen bedingt)

Konventionelle Delta-Sigma-Wandler setzen eine Analogspannung in einen digitalen Wert um. Ist das Rückkopplungssignal ein Strom, so können auch am Eingang Ströme gemessen werden (Differenzverstärker). Durch eine mit Hochfrequenz-Signal beaufschlagte Kapazität, können Mess- und der Referenzstrom erzeugt werden. Somit ist der Delta-Sigma-Wandler sehr gut geeignet, um kapazitiv eingekoppelte Wechselspannungen sehr präzise, mit sehr hoher Auflösung zu messen, bei durchschnittlicher Umsetzgeschwindigkeit.

2.4.1 Die Capacitance-to-Digital Converter AD774* von Analog Devices

Die Firma *Analog Devices* stellt drei Varianten hochauflösender 24Bit- $\Delta\Sigma$ -Wandler zur Verfügung, die für die Kapazität-Digital Wandlung (CDC) geeignet sind. Dabei kann die zu messende Kapazität direkt an den Chipeingang angeschlossen werden.

Der capacitance-to-digital-converter *AD7747* kann sowohl im *single-ended-mode* (Einfachkondensator) als auch im *differential-mode* (Differentialkondensator) Kapazitäten messen, wobei eine Ansteuerelektrode auf Massepotential liegen muss (siehe 7.3 bzw. 7.4). Hingegen

sind die beiden Kapazitätsmesschips *AD7745* und *AD7746* für nicht auf Masse gelegte Elektroden geeignet. Dementsprechend unterscheiden sich die Messchips geringfügig im Blockschaltbild (siehe Abb. 07).

Die Messsignale werden zunächst gemuxt und gelangen anschließend in den 24-Bit $\Delta\Sigma$ -Modulator. Der generierte Bitstrom wird im digitalen Filter verarbeitet. Die so erhaltenen digitalen Daten können über die Two-Wire-Schnittstelle (TWI) von weiterverarbeitenden Geräten abgefragt werden.

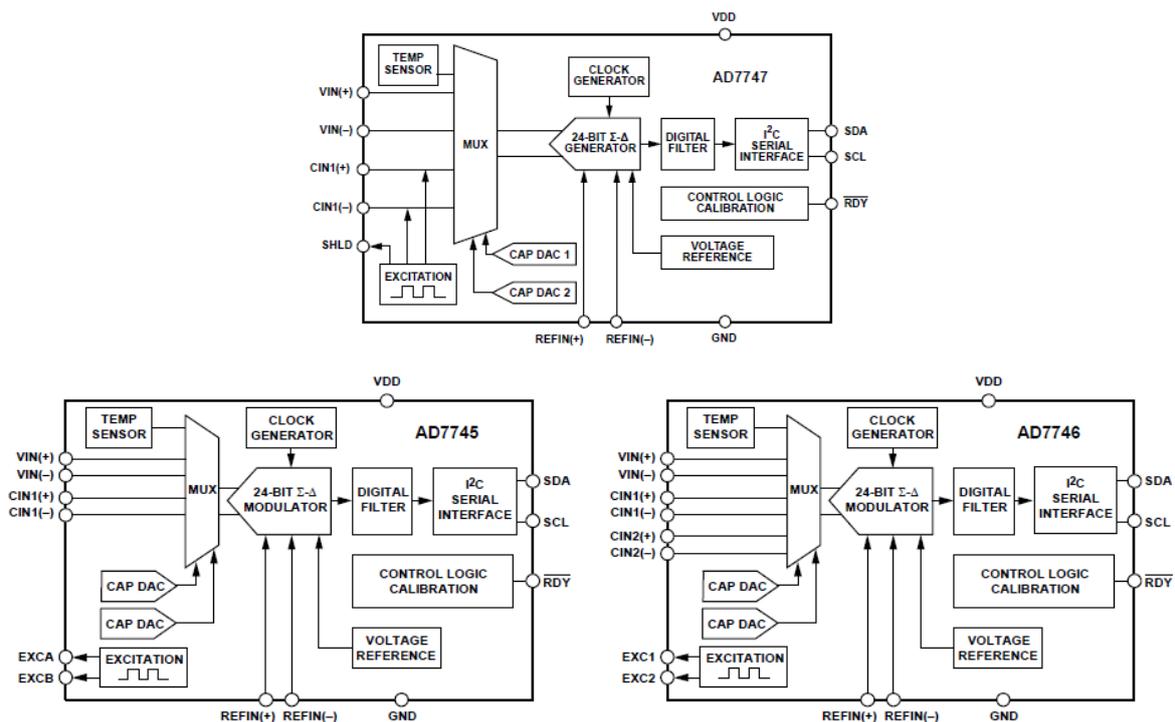


Abb. 07: Blockschaltbilder der Kapazitätsmesschips *AD7747* (oben) [AD47], *AD7746* (links) und *AD7746* (rechts) [AD4546]

Vergleich *AD7747* und *AD7746/AD7745*

Der *AD7747* Kapazitätsmesschip kann Kapazitäten im Bereich von $\pm 8,192$ pF messen. Laut Datenblatt besitzt dieser Messchip, bedingt durch das Rauschen, eine effektive Auflösung von 19,5-Bit (31,25 aF), eine hohe Linearität von $\pm 0,01$ % und eine Genauigkeit von ± 10 fF.

Die *AD7745/AD7746* CDC besitzen einen geringeren Messbereich von $\pm 4,096$ pF, dafür eine höhere effektive Auflösung, eine höhere Genauigkeit und eine höhere Messgeschwindigkeit.

Alle 3 Kapazitätsmesschips verfügen über einen integrierten Temperatursensor mit einer Auflösung von $0,1$ °C und einer Genauigkeit von ± 2 °C.

Die charakteristischen Werte der Kapazitätsmesschips sind in Tabelle 04 zusammengefasst.

	AD7747	AD7745/AD7746
Messbereich	$\pm 8,192pF$	$\pm 4,096pF$
Maximalmesswert (statisch)	$> 17pF$	$> 17pF$
Effektive Auflösung	19,5-Bit / $31,25aF$	21-Bit / $3,91aF$
Genauigkeit	$\pm 10fF$	$\pm 4fF$
Linearität	$\pm 0,01\%$	$\pm 0,01\%$
Messgeschwindigkeit	5 – 45Hz (219 – 22ms)	10 – 90Hz (100 – 11ms)

Tab. 04: Vergleich von AD7747 mit AD7745/AD7746

Letztendlich wurde sich für den *AD7747* entschieden, da dieser einen höheren Messbereich bei ausreichend hoher Auflösung besitzt.

Die CAPDAC-Register

Die Besonderheit der Kapazitätsmesschips sind die zwei CAPDAC-Register. Mithilfe dieser beiden Register ist es möglich den Kapazitätsmessbereich zu verschieben. Damit kann z. B. beim *AD7747* der Kapazitätsmessbereich von $\pm 8,192 pF$ um mindestens $+17 pF$ verschoben werden. Auf diese Weise ist es möglich Kapazitäten von mindestens $25 pF$ mit dem *AD7747* zu messen. Abbildung 08 verdeutlicht das Prinzip der CAPDAC-Register.

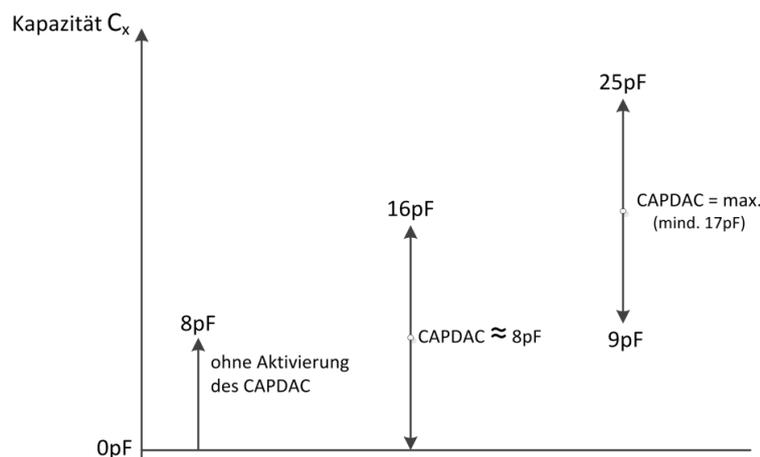


Abb. 08: Beispiele für das Setzen des CAPDACs

Die Beziehung zwischen gemessener Kapazität und dem digitalen Ausgangswert kann wie folgt ausgedrückt werden [AD47]:

$$DATA \approx (C_x - CAPDAC(+)) - (C_y - CAPDAC(-)) \quad (24)$$

2.5 Anwendungsbeispiele

2.5.1 Beschleunigungs- und Neigungssensoren, Gyroskope

Ein sehr großer Abnehmer von Beschleunigungssensoren ist die Automobilindustrie - zum Beispiel als Bestandteil der Auslöseelektronik zur Auswertung der Airbagzündung oder für ABS-Anwendungen. Aber auch im Maschinenbau sind viele dieser Sensoren zu finden, zum Beispiel für die Maschinendiagnose und -überwachung [Mesch04]. Die Automatisierungstechnik nutzt diese MEMS um beispielsweise die Bewegung von Roboterarmen zu optimieren und deren Schwingungsverhalten zu kompensieren. Ebenso werden hochfrequente Beschleunigungsaufnehmer zur Resonanzmessung angewendet, z. B. an Turbinenschaufeln.

Beschleunigungssensoren bestehen im einfachsten Fall aus einer mit mechanischen Federn aufgehängenen seismischen Masse, die in eine Richtung frei beweglich ist. Erfährt der Massekörper m eine Beschleunigung a , so wird er um den Betrag x ausgelenkt. Diese Positionsveränderung kann kapazitiv ausgewertet werden. Die Bewegung wird durch das umgebende Medium gedämpft. Die Dämpfung hat starken Einfluss auf das Übertragungsverhalten: eine sehr große Dämpfung führt zur Verkleinerung des nutzbaren Frequenzbereiches, eine kleine Dämpfung kann das System in Resonanz versetzen.

Neigungssensoren messen die Änderung des Neigungswinkels φ eines Objektes gegenüber seiner Nulllage. Sie werden vielseitig von der Unterhaltungsindustrie eingesetzt. So finden diese u.a. in Game-Controllern und Smartphones Anwendung, um die Lageänderung und Orientierung der Geräte zu detektieren, um damit Anwendungen und Menüs zu steuern. Ebenso befinden sich Neigungssensoren in modernen Fortbewegungsmitteln wie dem Segway.

Drehratensensoren, auch Gyroskope genannt, werden zur Bestimmung der Winkelgeschwindigkeit bzw. der Drehrate eines bewegten Objektes eingesetzt. Die Automobilindustrie verbaut diese Sensoren zum Beispiel um die Fahrzeugstabilität zu erhöhen. Ein weiteres Anwendungsgebiet ist die Vibrationsmesstechnik und Zustandsüberwachung (sog. „Condition Monitoring“), um beispielsweise die Wälzlager von Maschinen und Windkraftanlagen zu überwachen.

2.5.2 Kapazitive Drucksensor

Die Messung des Drucks in Gasen und Flüssigkeiten findet in vielen technischen Bereichen Anwendung. Als Beispiel zu nennen sind Reifen- und Öldruckmessungen in Fahrzeugen und Maschinen, die arterielle Blutdruckmessung in der Medizintechnik und die Luftdruckmessung in Klimaanlage und Wetterstationen. Außerdem lassen sich aus der Druckmessung weitere Informationen gewinnen wie zum Beispiel Höhenwerte, die Wassertiefe und der Durchfluss/Füllstand von Flüssigkeiten.

Über ein kleines Anschlussröhrchen wirkt der zu messende Druck, z. B. von einer Flüssigkeit, auf die dünne Membran des Silizium MEMS. Dabei kommt die Flüssigkeit meist nicht direkt mit der Membran in Kontakt, aufgrund des dazwischen befindlichen Lufteinschlusses. Die resultierende Durchbiegung der Membran ist ein Maß für die Größe des Drucks und kann nach verschiedenen Wirkprinzipien ausgewertet werden (kapazitiv, piezoresistiv und piezoelektrisch).

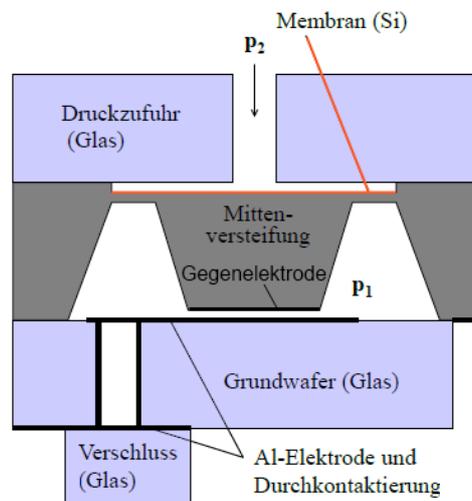


Abb. 09: an der TU Chemnitz entwickelter Absolutdrucksensor mit kapazitiver Detektion [Geß11]

Bei kapazitiven Drucksensoren ist die Membran mit einer Elektrode verbunden, gegenüber von ihr befindet sich die Gegenelektrode (siehe Abb. 09), sodass das Plattenkondensatormodell herangezogen werden kann. Jedoch ist das einfache Plattenkondensatormodell aufgrund der nicht planparallelen Durchbiegung der Membranplatte nicht ohne weiteres anwendbar. Die Kapazitätsänderung gegenüber dem druckfreiem Ausgangszustand C_0 (nach

06) für diesen Fall lässt sich mit nachfolgender Formel durch numerische Integration berechnen [Glü05]:

$$\Delta C = \varepsilon_0 \cdot \int_x \int_y \frac{dx \cdot dy}{d(x, y)} - C_0 \quad (13)$$

Dabei ist $d(x, y)$ der ortsabhängige Abstand zwischen der festen und der beweglichen Elektrode.

2.5.3 Mikrofone

Siliziummikrofone sind Wandler, die akustische Energie in elektrische Energie wandeln, indem sie den Schalldruck messen. Daher handelt es sich vom Messprinzip her um Drucksensoren. Sie werden zum Beispiel zur Schallmessung eingesetzt, um die Geräuschemission von Fahrzeugen oder Antriebsmaschinen zu charakterisieren. In neuen Entwicklungen werden Mikrofone in PKWs auch zur Unfalldetektion eingesetzt. Die Vorteile der MEMS-Mikrofone liegen in ihren geringen Abmessungen und in ihrer Robustheit.

Kapazitive, auf Silizium basierende Kondensatormikrofone bestehen aus einer mikromechanischen und einer elektrischen Komponente. Die Schallwellen (Klänge) werden in Ladungsverschiebungen umgewandelt, die an einen Verstärker weitergegeben werden.

Es werden sehr hohe Anforderungen an solche Mikrofone gestellt, da sie in vielen Fällen den Frequenzbereich von 15 Hz bis 20 kHz, der maximal vom Menschen erfasst werden kann, überdecken müssen.

3. Auswahl der Komponenten des Messgerätes

3.1 Speicher

Da das Messgerät im Versuchsfeld unabhängig einer weiterverarbeitenden Einheit, die später die Messdaten entgegen nimmt und auswertet, benutzt werden soll, ist zunächst die Suche nach einer geeigneten Zwischenspeichervariante für die Messwerte zweckdienlich. Da eine Vielzahl von Speichermöglichkeiten existieren, sollen im Folgenden nur die Speichervarianten näher charakterisiert werden, die für das Gerät auch in Betracht kommen.

3.1.1 RAM

RAM (Random Access Memory) ist ein Informationsspeicher mit wahlfreiem Zugriff, d. h. jede Speicherzelle kann direkt über ihre Speicheradresse angesprochen werden. Allerdings verlieren flüchtige RAM-Speicher die gespeicherten Daten, sobald die Stromversorgung unterbrochen wird und sind somit für die hier benötigte längerfristige Speicherung von Messdaten ungeeignet. Zu flüchtigen RAM zählen statisches RAM (SRAM) und dynamisches RAM (DRAM).

Nichtflüchtige RAM-Speicher hingegen können Daten über längere Zeit ohne externe Stromversorgung speichern. Als Beispiel hierzu zählen ferroelektrisches RAM (FRAM), magnetisches RAM (MRAM) und Phasenwechsel-RAM (PRAM).

3.1.2 Flash-ROM

Flash Festwertspeicher sind nichtflüchtige Datenspeicher. Flash-Speicher, und ebenso EEPROMs, behalten ihre gespeicherten Daten auch im stromlosen Zustand. Allerdings ist die Anzahl der Schreibzugriffe begrenzt. In der Regel ist die Anzahl der Schreibzyklen geringer, als bei EEPROMs. Flash-ROMs werden sektorweise geschrieben und gelöscht. Dadurch ergeben sich höhere Schreibgeschwindigkeiten (zwischen 1 μ s und 1 ms), als beim EEPROM. Flash-Speicher benötigen jedoch für die Benutzung ein Dateisystem, das die Verwaltung des Speichers organisiert, um u.a. für eine gleichmäßige Abnutzung des Datenträgers zu sorgen. Beispiele für Flash-Speicherkarten sind zum Beispiel CompactFlash-Karten, MultimediaCards und die heute vielseitig verwendeten SecureDigital-Speicherkarten.

3.1.3 EEPROM

Ist ein elektrisch löschbarer, programmierbarer Festwertspeicher (**E**lectrically **E**rasable **P**rogrammable **R**ead **O**nly **M**emory). Die Speicherung der Daten ist funktionell identisch wie beim Flash-Speicher. Bei EEPROMs ist es möglich, im Gegensatz zum Flash-Rom, bei dem immer ein ganzer Block auf einmal gelöscht werden muss, auch ein einzelnes Bytes zu löschen oder neu zu schreiben. Ein Schreibzyklus dauert zwischen 1 ms und 10 ms. Allerdings ist die Anzahl der Schreibzyklen bei dieser Speicherart begrenzt – typische Werte liegen zwischen 10.000 und 1 Million Schreibzugriffe pro Speicherzelle.

Bei der Auswahl eines Speichertyps muss somit auch auf die Anzahl der maximalen Schreibzyklen geachtet werden, bzw. muss der Mikrocontroller so programmiert werden, dass der volle Umfang des Speichers ausgenutzt wird.

Viele Mikrocontroller besitzen einen internen EEPROM – jedoch ist dieser in den meisten Fällen zu klein, um große Datenmengen aufzunehmen. Externe EEPROMs können über die SPI- oder über die TWI-Schnittstelle angesprochen werden.

Nach Abwägung der Vor- und Nachteile der Speichermöglichkeiten wurde sich für einen EEPROM-Speicher entschieden, da dieser einfach, ohne vorheriges Einprogrammieren eines Dateisystems, einsetzbar ist. Zudem kommt der Vorteil, dass dieser Speichertyp über die TWI-Schnittstelle ansprechbar ist. Da der Kapazitätsmesschip über die TWI-Schnittstelle mit dem Mikrocontroller kommuniziert, ist es sinnvoll das EEPROM ebenso über dieselbe Schnittstelle anzusprechen. Hierbei muss nur beachtet werden, dass sich die Adressen beider Komponenten unterscheiden.

Der AT24C1024

Für die Messwertspeicherung wird der *AT24C1024* von *Atmel* mit einer Gesamtspeichergröße von 1Mbit eingesetzt. Laut Datenblatt sind 1 Million Schreibzyklen möglich bei einer Schreibgeschwindigkeit von 5 ms [AT24]. Es können, durch unterschiedliches Verschalten der Eingangsadressen A1 und A2 auf Masse (low-Pegel) oder Betriebsspannung (high-Pegel), bis zu vier EEPROMs dieses Typs angesprochen werden.

3.2 I²C-Temperatursensor

Die Kapazitätsmesschips AD774* von *Analog Devices* beinhalten einen internen Temperatursensor mit einer Genauigkeit von ± 2 °C, einer Auflösung von 0,1 °C und einem Messbereich von -40 °C bis +125 °C.

Um die Temperatur an der Kapazitätsmessstelle ermitteln zu können, ist es notwendig einen zweiten, extern anzuschließenden Temperatursensor zu verwenden. Da die TWI-Schnittstelle von mehreren Komponenten zur Datenübertragung benutzt werden kann, bietet es sich an einen Temperatursensor mit dieser Schnittstelle zu verwenden.

Der STLM75 Temperatursensor

Dieser Temperatursensor der Firma STMicroelectronics wird über die TWI-Schnittstelle angesprochen. Die Auflösung des Sensors liegt bei 9 Bit, das entspricht einer Messauflösung von 0.5 °C in einem Messbereich von -55 °C bis +125 °C. Die typische Genauigkeit des Messsensors liegt bei $\pm 0,5$ °C.

3.3 Schnittstellen

3.3.1 U(S)ART

Der *Universal Synchronous und Asynchronous Receiver Transmitter*, kurz USART, wird für die serielle synchrone oder asynchrone Übertragung (abhängig vom Mikrocontroller) zwischen PC und RS232 Schnittstelle genutzt. Bei synchroner Übertragung wird die Taktinformation (XCK) mitübertragen, wohingegen bei der asynchronen Übertragung die Synchronisation über Start- und Stopbits ständig neu geschehen muss.

3.3.2 USB

Da die Datenspeicherung mittels Flash-Speicherkarte ausgeschlossen wurde, muss nach einer anderen geeigneten Variante für die Datenübertragung (z. B. Messwerte) zum PC gesucht werden. Hierfür bietet sich der Universal-Serial Bus an.

Da die USART nur für die serielle Schnittstelle zugänglich ist, und ebendiese Schnittstelle heutzutage immer seltener an PCs zu finden ist, muss diese zunächst auf USB umgesetzt werden.

Der FT232RL USB UART IC

Der FT232 Chip ist ein Serial-to-USB-Wandler der Firma FTDI Chip. Er setzt den seriellen Datentransfer (RXD- und TXD Leitungen des Mikrocontrollers) auf die USB-Datenleitungen um und umgekehrt. Die Datenübertragung erfolgt dabei nach dem Handshake-Prinzip, d. h. der Empfänger muss zunächst die erfolgreiche Datenübertragung an den Sender quittieren, bevor dieser neue Daten sendet. Damit wird erreicht, dass unterschiedliche Geschwindigkeiten bei der Ein- und Ausgabe kompensiert werden. Zudem erhöht dieser Quittierungsbetrieb die Sicherheit der Datenübertragung.

3.3.3 ISP

Der ISP-Anschluss (In System Programmer) wird benötigt, um den Programm-Quellcode vom PC auf einen Mikrocontroller zu übertragen.

3.3.4 TWI

Das Two Wire Serial Interface, gleichbedeutend mit I²C, ist ein serieller Bus, der zur Kommunikation der Chips untereinander genutzt wird. Die Besonderheit dieser Interchipkommunikation liegt darin, dass der Informationsaustausch über nur zwei bidirektionale, synchrone Leitungen erfolgt – einer Takt- und einer Datenleitung. Ein Master (z. B. der Mikrocontroller) kann somit eine Vielzahl von Slaves (z. B. EEPROM, AD7747) kontrollieren.

3.3.5 JTAG

JTAG (Join Test Action Group) ist ein standardisiertes Debugverfahren, um die Fehlersuche in Mikrocontroller-Programmen zu erleichtern. Zu dem kann JTAG, neben dem Debuggen, auch zum Programmieren des Controllers verwendet werden, und fungiert somit praktisch auch als ISP. Um JTAG nutzen zu können, wird ein JTAG-Adapter benötigt.

Die Firma *Atmel* kombiniert ihre JTAG mit einem In-Circuit-Emulator (*JTAG ICE*), der sämtliche digitale und analoge Chipfunktionen emulieren kann.

3.4 Bedien- und Anzeigeelemente

Zum Ein- und Ausschalten des Gerätes ist ein Wippschalter vorzusehen. Zusätzlich sind mindestens zwei Tasterelemente zur Bedienung notwendig, um zum einen eine Messung starten zu können, und zum anderen den Mikrocontroller in den 'PC-Connect Modus' zu versetzen, in dem Daten zum PC und umgekehrt versendet werden können. Praktisch sind zwei weitere Taster mit denen ein Messvorgang unterbrochen oder gestoppt werden kann.

Miniatur-Print-Taster Multimec® 3ETL9

Diese Tasterelemente sind gemäß Abb. 10 zu einem Steuerkreuz zusammensetzbar. Damit erhält man ein Tasterarray aus fünf Tastern.

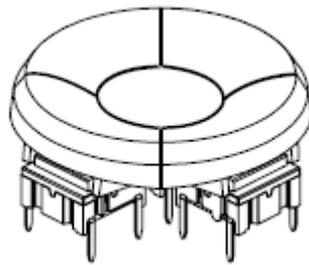


Abb. 10: multimec® navimec-Tasterarray aus 5 Tastern [MulNa5]

LC-Displays der EA DOG Series 3,3V

Die Verwendung eines Displays ist zwar für die Funktion des Kapazitätsmessgerätes nicht zwingend erforderlich, allerdings zur Anzeige des Auswahlmenüs und der aktuellen Messwerte sinnvoll.

Die LCDs der ‚EA DOG Series 3,3V‘ sind Text-LCDs und verwenden den Controller ST7036. Der Grund für den Einsatz dieses Displays ist, dass sie sowohl mit 3,3 V als auch mit 5 V funktionieren (siehe 3.6). Die Displays bestehen aus zwei Modulen – dem eigentlichen LC-Display und einer Hintergrundbeleuchtung. Hierdurch ist es möglich individuell eine Displaytechnologie (FSTN, STN, ...) mit einer gewünschten Hintergrundfarbbeleuchtung zu kombinieren.

Es ist möglich dieses Display sowohl im 4-Bit Modus als auch im 8-Bit Modus anzusteuern. Der Vorteil des 4-Bit-Modus' ist, dass anstatt acht Datenleitungen nur vier Datenleitungen benötigt werden. Damit werden vier Pins weniger am Mikrocontroller benötigt, um das LCD anzusteuern. Allerdings muss dann im Quellcode beachtet werden, dass zwei Zugriffe notwendig sind, um 1 Byte zu übertragen.

Das verwendete LCD wird mit 3,3 Volt im 4-Bit Modus angesteuert.

3.5 Mikrocontroller

Da nun alle Peripherieeinheiten bekannt sind, kann danach ein passender Mikrocontroller ausgewählt werden. Folgende Anschlüsse sind am Mikrocontroller notwendig:

- *SCL* (Serial Clock) und *SDA* (Serial Data) für das Two-Wire-Interface
- für die ISP-Schnittstelle werden benötigt: *MOSI* (Master Out/Slave In), *MISO* (Master In/Slave Out), *SCK* (Slave Clock), *RESET*, *VCC* (Betriebsspannung) und *GND* (Masse)
- für das JTAG-Interface werden benötigt: *TCK* (Test Clock), *TDO* (Test Data Output), *TMS* (Test Mode Select), *TDI* (Test Data Input), *RESET*, *VCC*, *GND*
- *XTAL1* und *XTAL2* für Quarz zur Takterzeugung
- 2x *RXD*, 2x *TXD* – USART0 für spätere Datenübertragung mit dem Software-Ausleseprogramm und eine DEBUG-USART für Testzwecke mit PC-Terminalprogramm
- Das LCD benötigt: 6 Pins, davon müssen 4 aufeinander folgend sein für die Datenbits im 4-Bit-Modus, *VCC*, *GND*
- 2x *ADC* für Spannungsmessung
- 5 Pins für Taster
- 2 Pins für LED's
- 2-4 freie Pins für Testzwecke

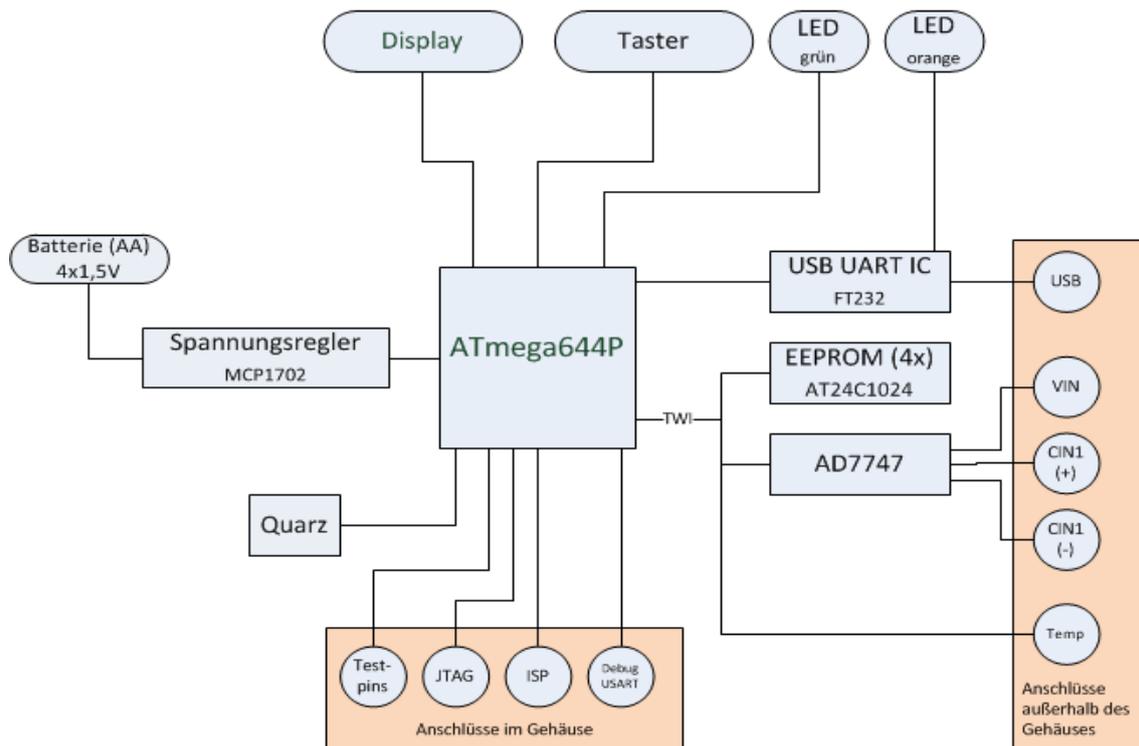


Abb. 11: Komponentenübersicht Kapazitätsmessplatine

Der ATmega644P

Ein Mikrocontroller, der diese Anforderungen erfüllt, ist zum Beispiel der *ATmega644P* von *Atmel*. Dieser besitzt zudem einen ausreichenden Programmspeicher von 64 KByte.

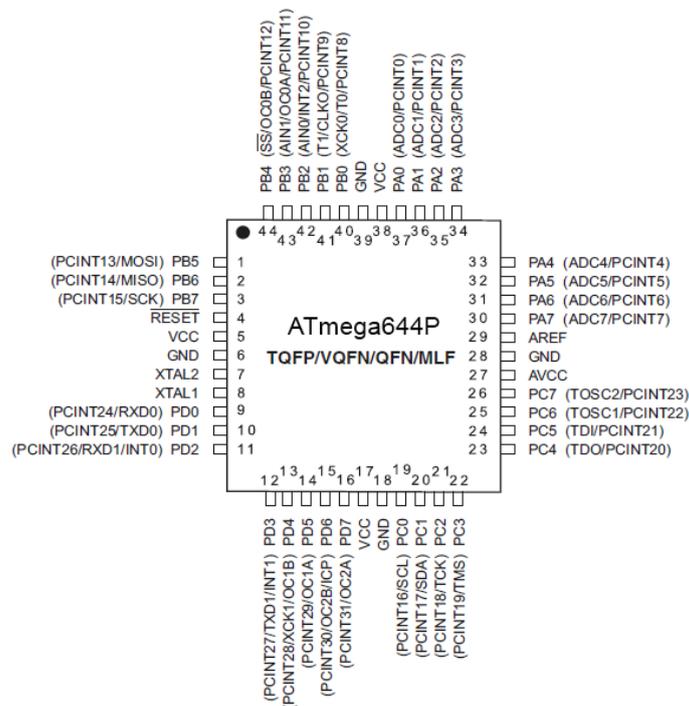


Abb. 12: Anschlusspins des ATmega644P [Meg644]

3.6 Batteriemanagement

Da das Kapazitätsmessgerät unabhängig von einer örtlichen Spannungsversorgung arbeiten soll, ist es notwendig die elektrische Spannung über Batterien aufrechtzuerhalten.

Um die benötigte Batteriespannung dimensionieren zu können, ist es notwendig den Spannungsbedarf und den Strombedarf der einzelnen Komponenten zu wissen. Diese Angaben sind im Datenblatt der jeweiligen Komponente zu finden (siehe Tab. 05).

Komponente	Minimale Spannung	Maximale Spannung	Strombedarf (max.)
AD7747	2,7 V	5,25 V	700 μ A
EEPROM	1,8 V	5,5 V	-
Temperatursensor	2,7 V	5,5 V	125 μ A
LC-Display	3,3 V	5 V	60 mA
Mikrocontroller	1,8 V	5,5 V	400 μ A

Tab. 05: Übersicht Spannungs- und Strombedarf der einzelnen Komponenten

3.6.1 Spannungsregler

Da die Spannungsversorgung mittels handelsüblicher Batterien sinnvoll ist, und nach Tab. 05 mindestens 3,3 V benötigt werden, ist die Verwendung von vier 1,5 V Mignonzellen (AA) geeignet.

Um eine konstante Spannungsversorgung der Komponenten von 3,3 Volt zu erreichen, ist die Verwendung eines Spannungsreglers von Nöten.

Der MCP1702

Der MCP1702 ist ein Festspannungsregler, der am Ausgang eine Spannung von 3,3 V liefert. Dieses Bauelement weist einen sehr niedrigen Eigenstromverbrauch auf und ist somit optimal für Batterieanwendungen geeignet.

Eine interne Referenzspannungsquelle realisiert die konstante Spannung von 3,3 V. Diese Spannung wird mit der Eingangsspannung am Komparator verglichen. Bei einer Differenz regelt der Operationsverstärker seinen Ausgang und steuert damit eine Leistungsstufe an. Zu beachten ist die Temperaturempfindlichkeit dieser Schaltung, da mit steigender Temperatur der Maximalstrom sinkt.

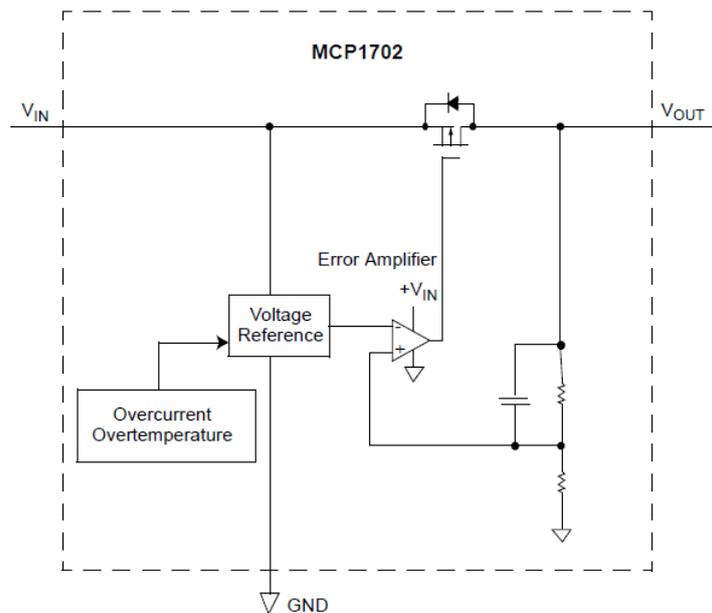


Abb. 13: Blockschaltbild des MCP1702 [MCP1702]

4. Die Platinen

4.1 Die Testplatine

Zunächst wurde eine kleine Testplatine angefertigt, um mit der Arbeitsweise des Kapazitätsmesschips und des EEPROMs, sowie mit der Funktionsweise der TWI-Schnittstelle vertraut zu werden.

Die Testplatine enthält die beiden Hauptbauelemente - EEPROM und *AD7747* mit Anschlüssen zur Außenwelt, fünf LEDs zur Statusanzeige und notwendige Abblockkondensatoren und Widerstände.

Vor Erstellung des Schaltplanes mit der EDA-Software EAGLE, musste der Kapazitätsmesschip als neues Bauelement erstellt werden.

Der Schaltplan der Testplatine ist in Abbildung 14 dargestellt. Der Kapazitätsmesschip und das EEPROM sind über die Signale SDA und SCL (Two-Wire-Interface) mit dem Mikrocontroller verbunden. Die beiden Signale, die Spannungsversorgung und weitere Testpins (u.a. für LEDs) sind über den Steckanschluss JP2 mit dem Mikrocontroller *ATmega644P* über ein Kabel verbindbar. Dabei wird das 10-adrige Kabel mit einem Port-Anschluss des Entwicklungs-Boardes *STK500*, auf dem der Mikrocontroller gesteckt ist, verbunden. Das *STK500* ist ein Programmierboard, um diverse Mikrocontroller programmieren zu können (siehe 5.1).

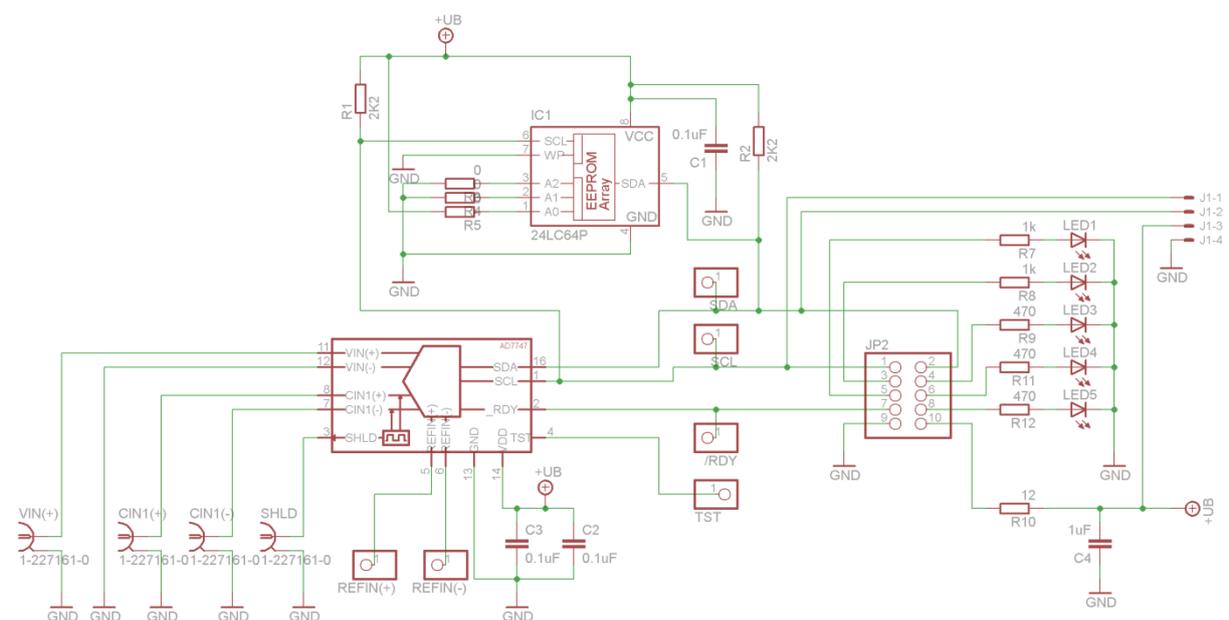


Abb. 14: Schaltplan der Testplatine

Nachdem der Schaltplan fertig gestellt wurde, konnte das Layout der Platine erstellt werden. Das Ergebnis ist in Abbildung 15 zu sehen.

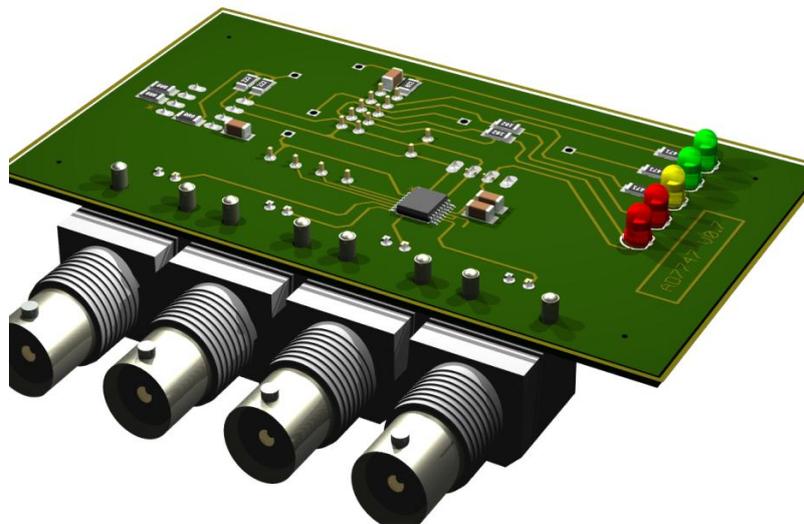


Abb. 15: 3D Modell der Testplatine, erstellt mit EAGLE 3D

Nachdem die Testplatine erfolgreich in Betrieb genommen wurde, konnte mit der Erstellung der Hauptplatine begonnen werden.

4.2 Die Hauptplatine

4.2.1 Der Schaltplan

Der Mikrocontroller

Der *Atmega644P*-Mikrocontroller besitzt vier Ports zu je acht Pins. Zudem kommen noch Masse- (GND) und Spannungsanschlusspins (VCC), ein Reset-Pin und zwei Pins für den Anschluss eines externen Taktgenerators (XTAL1, XTAL2).

Am Port A werden zwei interne Analog-Digital-Wandler (ADC0, ADC1) für die Spannungsregelung benutzt. Die restlichen Pins werden für fünf Tastereingänge (TASTER1...TASTER5) und einen LED-Ausgang (LED1) genutzt.

Am Port B sind vier Testpins (RESV1...RESV4) angeschlossen die auf eine Stiftleiste geführt werden. Weiterhin befinden sich an diesem Port das MISO- und MOSI-Signal, die für den JTAG Anschluss benötigt werden. Ebenso befinden sich an diesem Port Anschlüsse die vom LCD Display benötigt werden: E, RS und BACKLIGHT. E (Enable) signalisiert dem LCD, dass Daten übernommen werden können. Über RS wird ausgewählt, ob ein Befehl oder ein Datenbyte an das LCD geschickt werden soll.

An dem Port C befinden sich die beiden Anschlusspins des Two-Wire-Interface (SCL und SDA). Diese Takt- und Datenleitung werden von dem Kapazitätsmesschip, den EEPROMs und dem Temperatursensor zur Kommunikation mit dem Mikrocontroller verwendet. Die Signale TCK, TMS, TDO und TDI werden für das JTAG-Interface benötigt.

Port D des Mikrocontrollers umfasst zwei USART's (RXD, TXD). Mithilfe dieser Schnittstelle ist es möglich Daten zu einem PC zu schicken und umgekehrt. Über den RXD-Pin werden Daten empfangen, über den TXD-Pin werden Daten verschickt. Die letzten vier Pins des Ports werden für die Übertragung der Datenbits (DB4...DB7) des LCDs im 4-Bit-Modus verwendet.

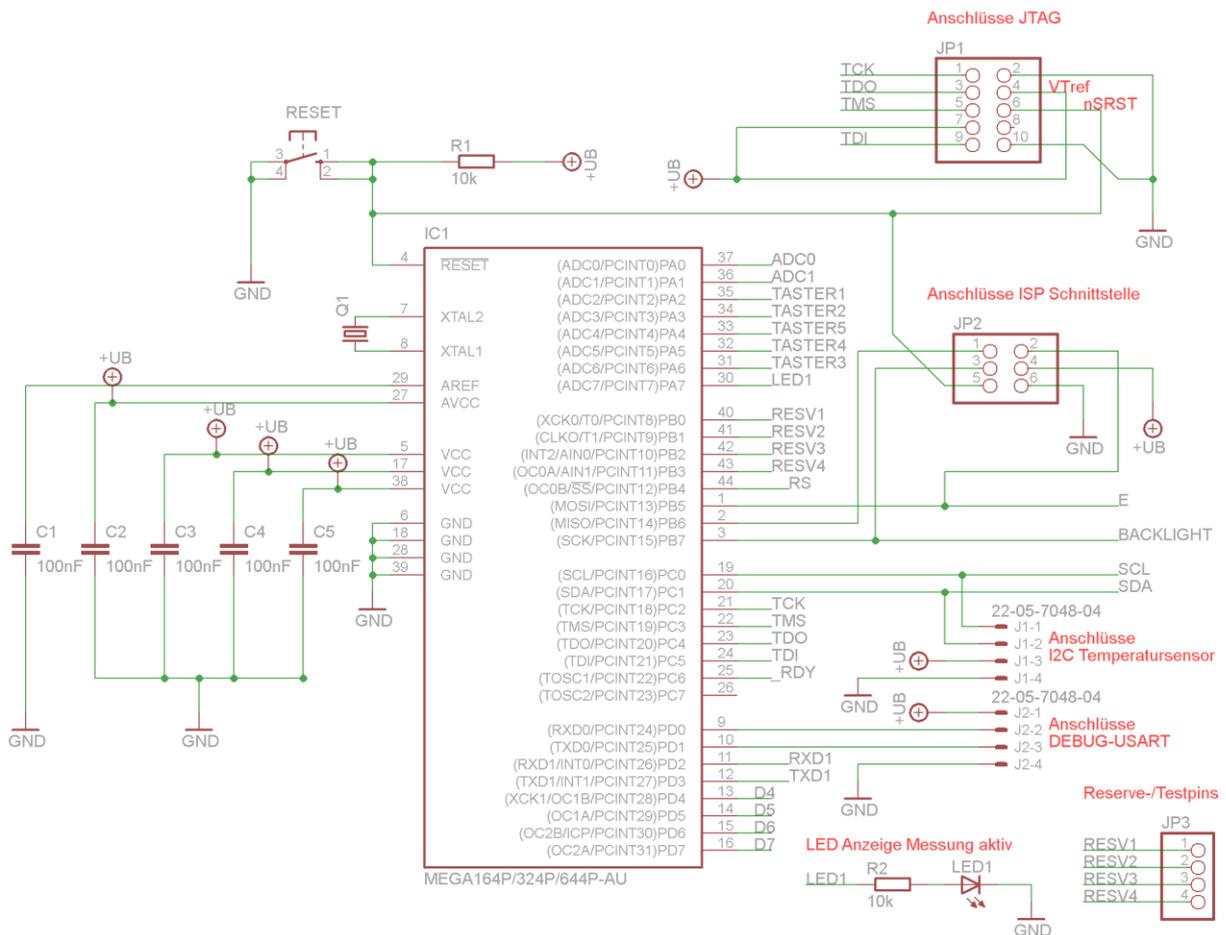


Abb. 16: EAGLE-Schaltplan der Messplatine vom Mikrocontroller und den Anschlüssen nach außen

Der FT232RL

Da die Daten der USART-Schnittstelle als serieller digitaler Datenstrom übertragen werden und heutige PCs immer seltener diese Schnittstelle besitzen, ist es günstig diesen Datenstrom auf den Universal Serial Bus umzusetzen. Dies übernimmt der *FT232RL USB UART IC* der Firma *FTDI*.

Die Beschaltung des *FT232RL* erfolgt nach der ‚Self Powered Configuration‘ im Datenblatt [FT232]. D. h. der Chip wird mit der 3,3 Volt Boardspannung versorgt.

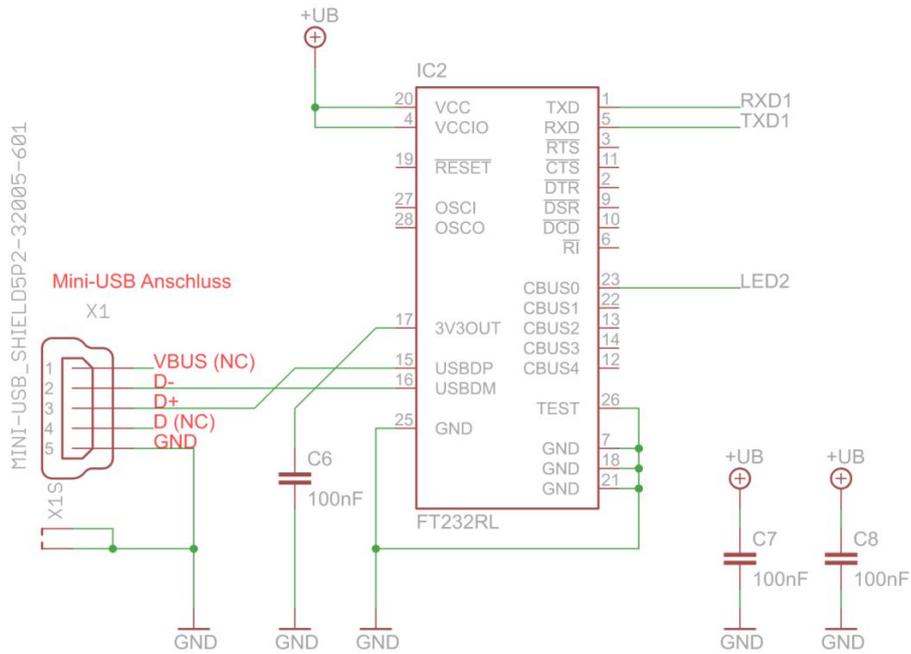


Abb. 17: EAGLE-Schaltplan der Messplatine vom FT232RL Chip

Das LCD DOG Series 3,3V

Als nächstes musste in der EAGLE-Bibliothek das LC-Display als neues Bauelement angelegt werden. Die Abmessungen sind dem Datenblatt entnommen.

Der Anschluss des LC-Displays erfolgt nach Datenblatt für 3,3 Volt im 4-Bit Modus [DOGM162].

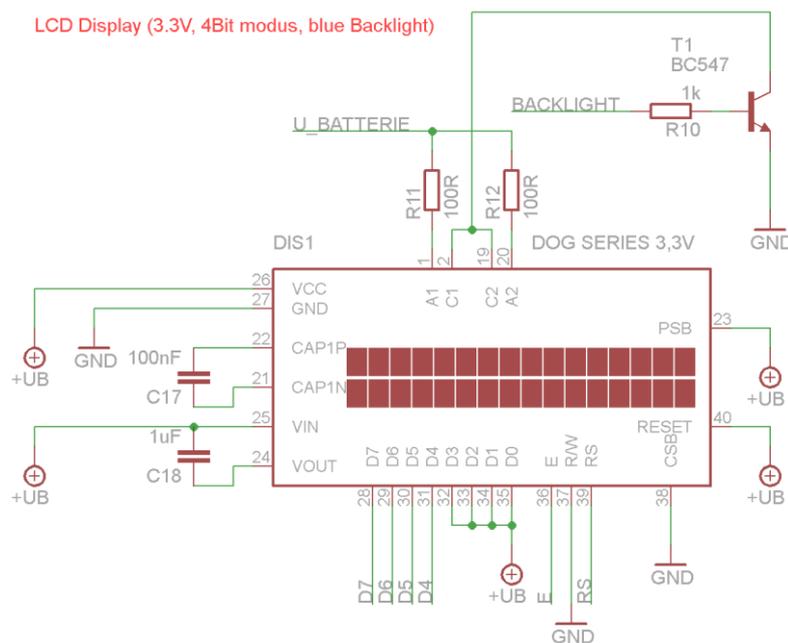


Abb. 18: EAGLE-Schaltplan der Messplatine vom LC-Display

Das AT24C1024 EEPROM

Es ist möglich bis zu vier EEPROMS dieses Typs anzusteuern. Die physikalische Adresse ist über die Anschlüsse A1 und A2 festlegbar, indem die Eingänge entweder auf Masse (low-Pegel) oder Versorgungsspannung (high-Pegel) gelegt werden.

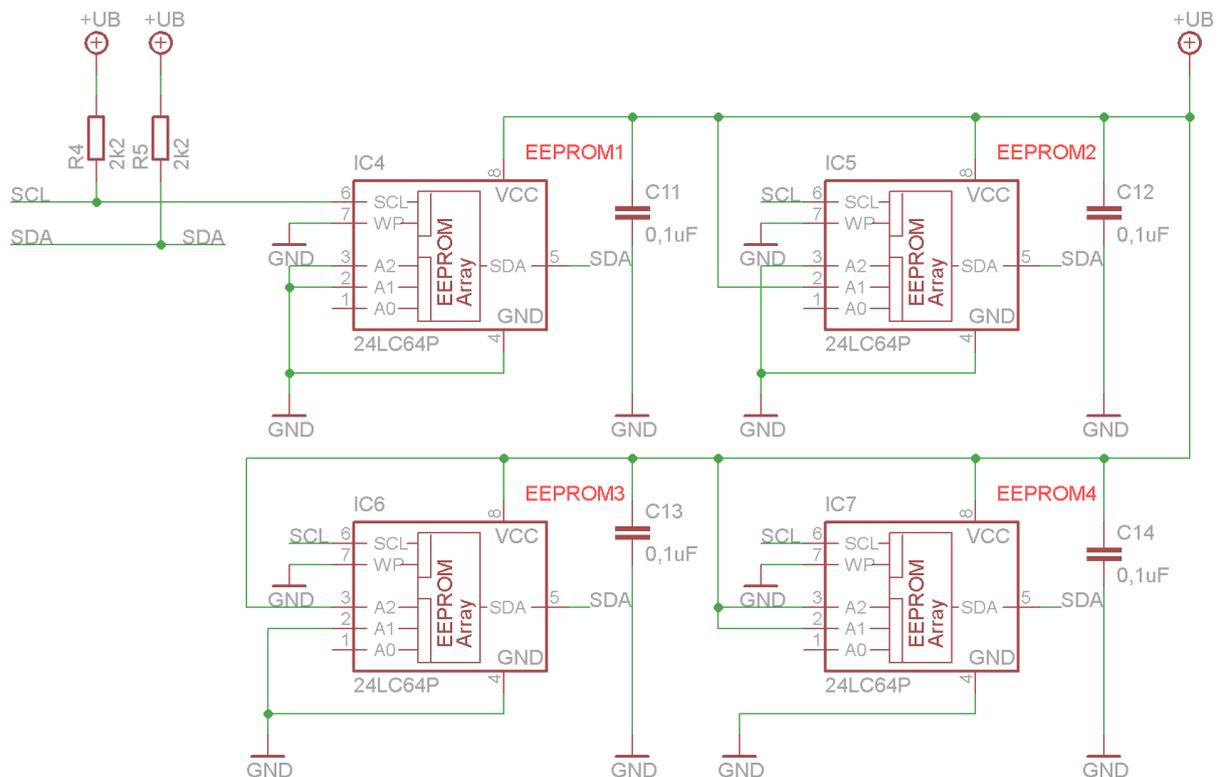


Abb. 19: EAGLE-Schaltplan der Messplatine von den EEPROMs

Spannungsüberwachung

Über einen Wippschalter wird das Gerät ein- und ausgeschaltet. Mithilfe des internen Analog-Digital Wandlers des Mikrocontrollers wird die anliegende Batteriespannung gemessen und ausgewertet. Sinkt die Batteriespannung z. B. auf einen kritischen Wert wird ein entsprechender Hinweis auf dem LCD angezeigt.

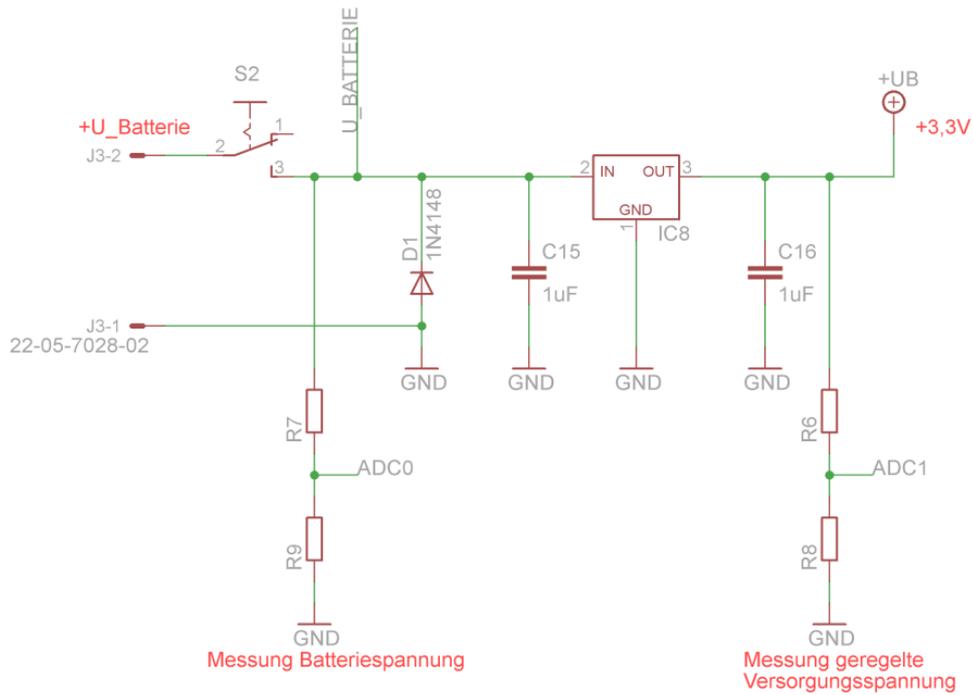


Abb. 20: Spannungsversorgung und -überwachung

Die Tasterplatine

Da die Drahtbeinchen der ‚Miniatur-Print-Taster‘ zu kurz sind und somit nicht auf die Messplatine gelangen, muss eine zusätzliche Platine angefertigt werden, auf denen die Taster-elemente sitzen. Die Tasterplatine (5 mm x 5 mm) wird über vier Stiftleisten mit der Hauptplatine verbunden. Diese dienen darüber hinaus zur Stabilisierung der Platine.

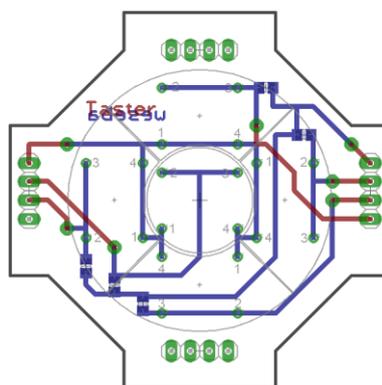


Abb. 21: Tasterplatine in Originalgröße

4.2.2 Das Gehäuse

Nachdem der Schaltplan fertig erstellt wurde, ist eine ungefähre Abschätzung der Platinengröße möglich. Die Größe der Platine beläuft sich auf etwa 80 mm x 150 mm.

Die Anforderungen an ein geeignetes Gehäuse sind:

- Platinenabmaße müssen mindestens hineinpassen
- handlich, nicht zu groß
- Batteriefach zum einfachen Austauschen der Batterien (4xAA)
- das LC-Display muss gut sichtbar sein
- Genügend Seitenfläche für die Anschlüsse

Ein Gehäuse, das diesen Anforderungen genügt ist das ‚*Grip-Tech T-Case*‘ (210-12-BK) von der Firma *Box Enclosures*.



Abb. 22: Das Grip-Tech T Gehäuse [Box210]

4.2.3 Das Layout

Beim Erstellen des Layouts muss auf folgende Dinge geachtet werden:

- Die Platine muss in das Gehäuse passen und mit den vorgesehenen Schraubenverbindungen am Gehäuse befestigt werden
- Aufteilung der Bauelemente (BE) in konstruktiv-funktionelle Einheiten (sog. Funktionsgruppen)
- Platzierung der BE in einem einheitlichen Raster (1,27 mm = 50 mil)
- Beachtung der BE-Mindestabstände
- Beachtung von Mindestleiterzugbreiten und -abständen (siehe Festlegungen des Hersteller) – Versorgungsspannungslinien breiter gestalten (16 mil)
- Kurze Verbindungswege wählen
- Der Quarz muss sich in der Nähe des Mikrocontrollers befinden
- Der Mikrocontroller *ATmega644P* sitzt zentral, da an allen vier Seiten Anschlüsse abgehen
- Die Abblockkondensatoren müssen sich Nahe dem jeweilig zugehörigen Bauelement befinden
- Die Anschlüsse X1 (mini-usb), J1 (TWI-Schnittstelle für Temperatursensor) und die Anschlüsse des Kapazitätsmesschips befinden sich ganz oben auf der Leiterplatte und zeigen nach außen
- Der *AD7747* muss sich nahe seiner Anschlüsse befinden
- Der Anschluss J3 für die Batteriespannung muss sich weit unten befinden, da sich dort auch das Batteriefach befindet
- Die Anschlüsse JP1 (JTAG-Anschluss), JP2 (SPI-Anschluss), JP3 (Testpins) und J2 (DEBUG-USART) müssen nicht nach außen geführt sein, da diese im Hauptbetrieb nicht benötigt werden
- LCD im oberen Bereich mittig anordnen
- Tasterplatine mit Tasterelementen im mittleren Bereich der Platine vorsehen
- Wärmeabfuhrmöglichkeit für Spannungsregler IC8 vorsehen
- Masseflächen auf Ober- und Unterseite der Platine erstellen

Das fertige Layout ist in Abbildung 23 als 3D-Modell dargestellt.

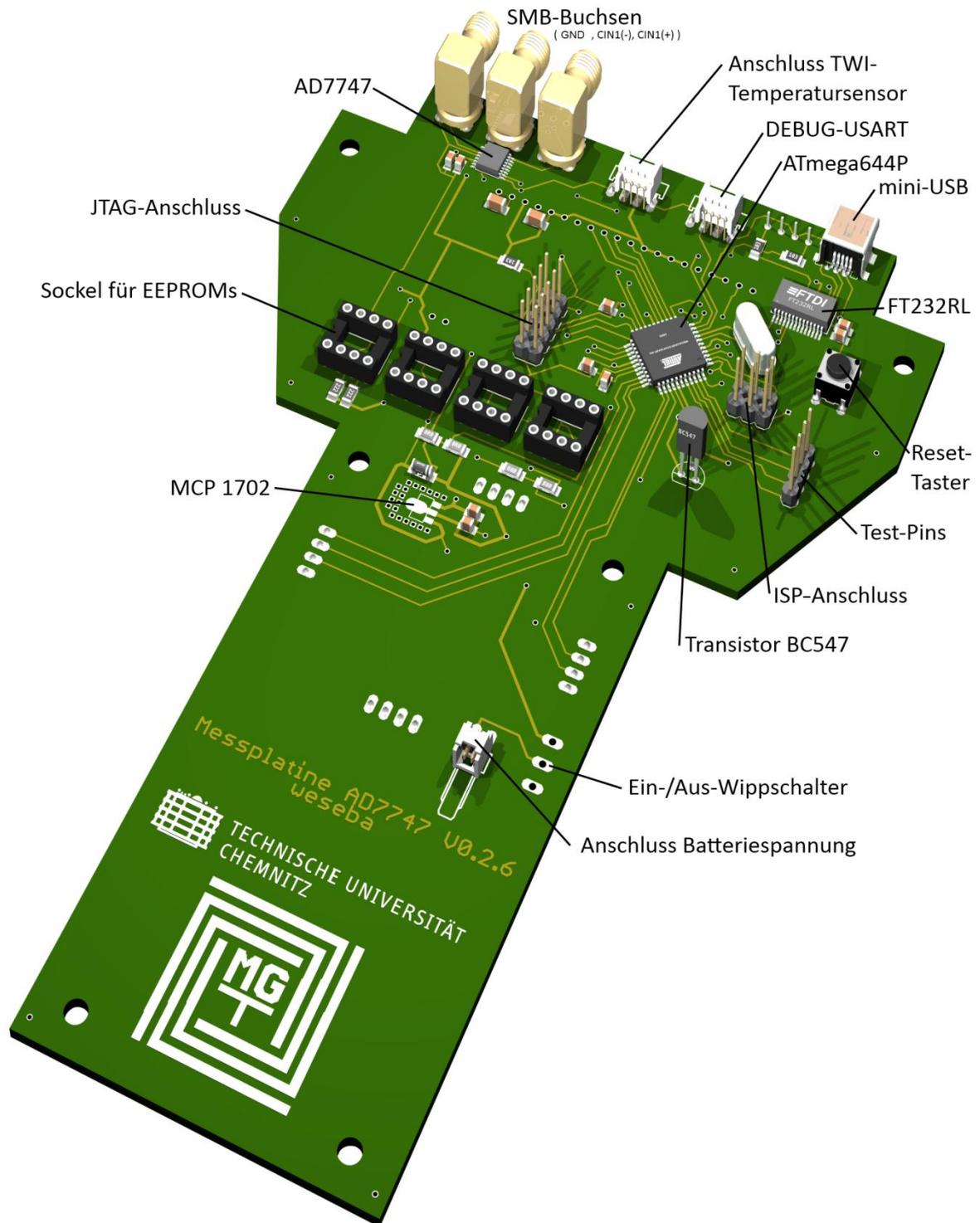


Abb. 23: 3D Modell der Messplatine (Unterseite), erstellt mit EAGLE 3D

5. Programmierung des Mikrocontrollers

5.1 STK 500 Evaluation-Board

Die Programmierung des Mikrocontrollers *ATmega644P* erfolgte mithilfe des Entwicklungsboards *STK500* von *Atmel*. Die Kommunikation mit dem PC erfolgt über zwei RS-232-Anschlüsse auf dem Board – dabei dient der mit „CTRL“ bezeichnete Anschluss zur Quellcodeübertragung zum Mikrocontroller und der mit „SPARE“ bezeichnete Anschluss ist für die Datenübertragung zwischen PC und Mikrocontroller verwendbar. Auf dem Board sind alle Pins eines Mikrocontrollers nach außen auf mehrere Stiftleisten geführt, die sog. Port-Anschlüsse, um ein einfaches anschließen weiterer Hardware zu ermöglichen. Zudem befinden sich acht Leuchtdioden und acht Taster auf dem Evaluation-Board.

5.2 Speicheraufteilung

Das verwendete EEPROM besitzt eine Speichergröße von 1 MBit (131.072 Byte). Diese ist intern in zwei Hälften, sog. ‚Pages‘, geteilt. Jede Speicherzelle hat eine Speichergröße von 8 Bit (1 Byte). Somit sind pro EEPROM-Seite 65.536 Speicherzellen beschreibbar.

Die ersten 126 Speicherzellen sind für die Speicherung eines kurzen Informationstextes vorbehalten. In den folgenden zwei Speicherzellen werden die beiden CAPDAC-Werte der letzten Kapazitätsmessung im *single-ended-mode* gespeichert, da diese für eine Messung im *differential-mode* benötigt werden (siehe 7.4). In den darauffolgenden 2x16 Speicherzellen werden die Zeitschrittweiten gespeichert. Die Zeitschrittweite legt fest, in welchen Zeitabständen eine Messung durchgeführt werden soll. Die restlichen Zellen sind für die Messungen reserviert. Dabei gibt das jeweils erste Bit die Messreihennummer (Statusbit) an. Die jeweils folgenden sieben Speicherzellen können mit Messwerten gefüllt werden, dabei sind zwei Zellen für die Temperaturwerte und drei Zellen für die Kapazitätswerte (24 Bit Auflösung) reserviert. In die restlichen zwei Speicherzellen werden die CAPDAC-Werte der aktuellen Messung geschrieben.

Die Speicheraufteilung des EEPROMs Nr. 1 ist in Abbildung 24 schematisch dargestellt.

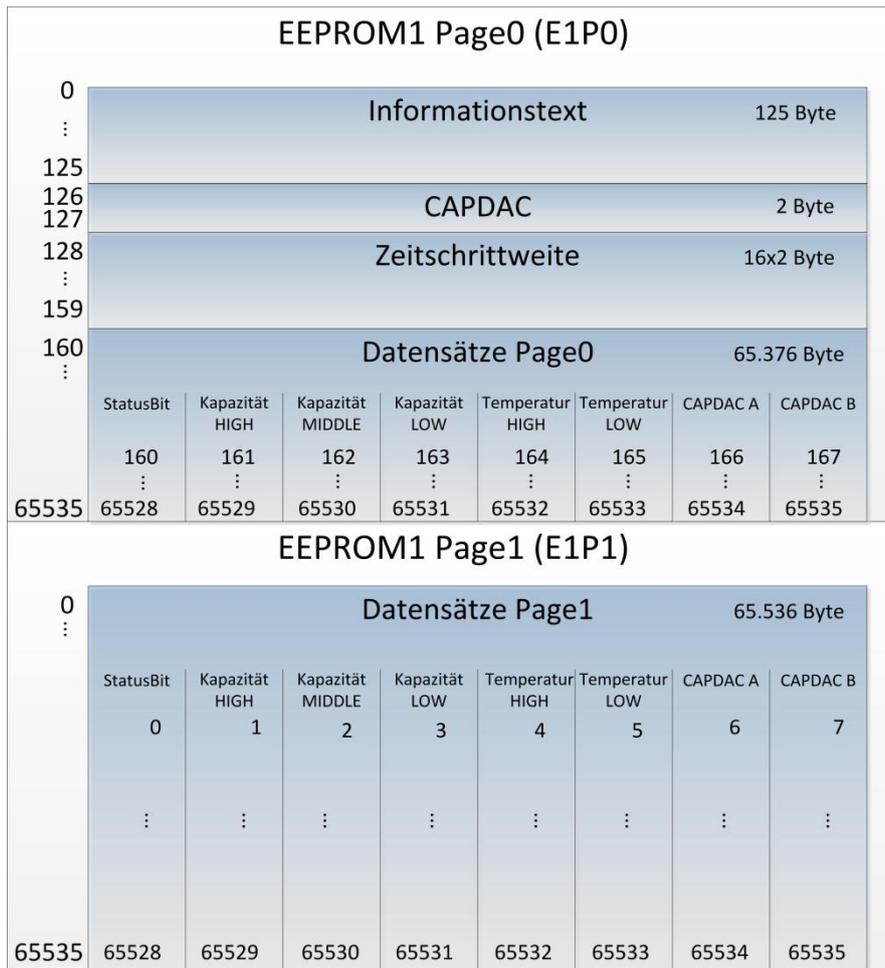


Abb. 24: Speicheraufteilung des EEPROMs Nr. 1 mit Angabe der logischen Speicheradressen

Im Programmcode werden alle vier EEPROMs angesprochen, damit ist es möglich über 65.000 Messreihen mit jeweils sieben 8-Bit-Messwerten (zuzüglich Statusbit) zu speichern. Die Organisation der vier EEPROMs ist in Abbildung 25 schematisch dargestellt.

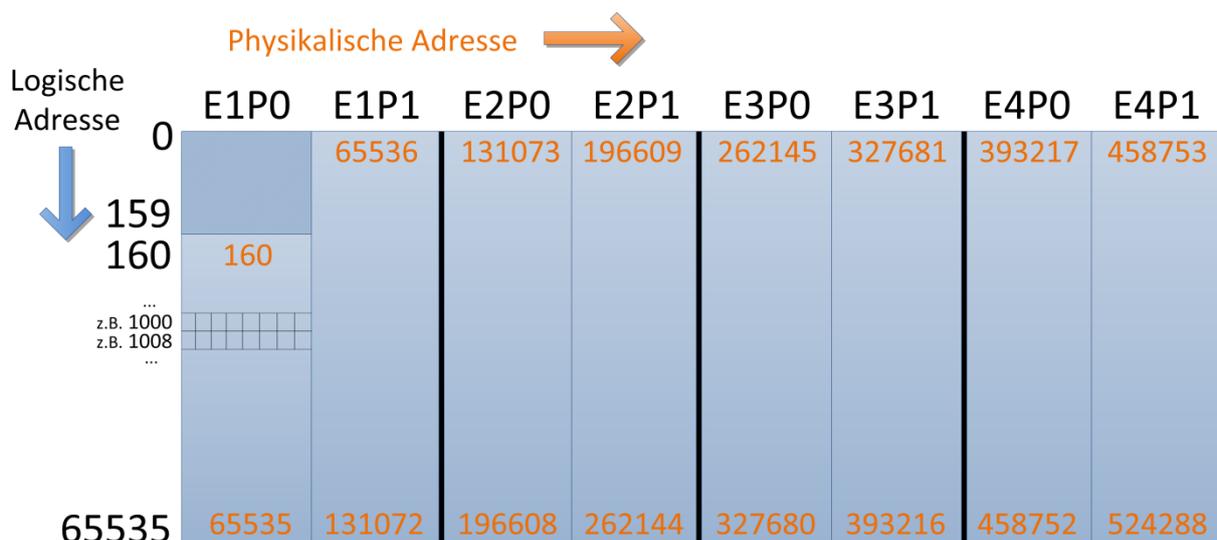


Abb. 25: Speicherorganisation der vier EEPROMS

Physikalische Adresse: Wird im Prinzip als Zähler verwendet, um alle Datensätze durchzuzummerieren. Die physikalische Adresse existiert nur einmal.

Logische Adresse: Ist die Adresse, mit der der EEPROM-Speicher direkt angesprochen werden kann. Die logische Adresse existiert mehrfach, jedoch für jede EEPROM-Page nur einmal.

5.3 Das Mikrocontroller-Programm

Nach Einschalten des Geräts wird auf dem LC-Display ein Willkommensbildschirm angezeigt und die Menüauswahl erscheint. Hier gibt es zwei Auswahlmöglichkeiten: „Messung starten“ oder „Connect-Modus“. Im sog. Connect-Modus wird der Mikrocontroller in eine Endlosschleife versetzt, in der er auf Befehle vom angeschlossenen PC wartet und entsprechend antwortet. Wird eine Messung gestartet, so sucht der Mikrocontroller zunächst nach einer freien Stelle im EEPROM und beschreibt anschließend die Speicherzellen fortlaufend mit Messwerten.

Der stark vereinfachte Programmablaufplan ist in Abbildung 26 dargestellt.

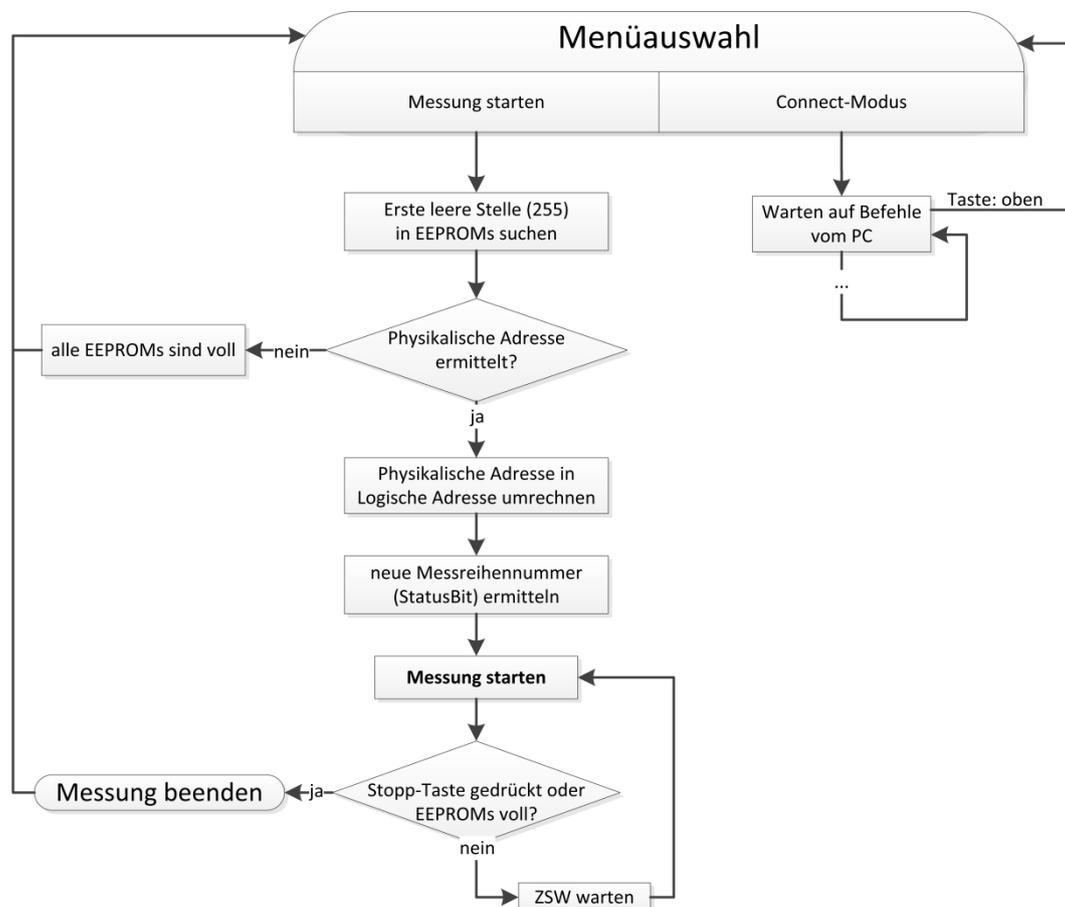


Abb. 26: Programmablaufplan des Mikrocontroller-Programms für den Messvorgang

5.3.1 Messen mit dem AD7747

Der Kapazitätsmesschip *AD7747* ist über das Two-Wire-Interface mit dem Mikrocontroller verbunden. Diese Verbindungsart kommt mit nur zwei Busleitungen aus – einer Taktleitung (SCL) und einer Datenleitung (SDA). Für die Funktionalität ist es wichtig jeweils einen Pull-up-Widerstand von einer Busleitung gegen Betriebsspannung (VCC) zu schalten. Auf diese Weise können bis zu 128 Geräte miteinander verschaltet werden. Die Adresspakete auf dem TWI Bus haben eine Länge von 9 Bit. Dabei entfallen 7 Bit auf den Adressraum, ein Bit bestimmt über Lese- oder Schreibzugriff (R/W=1: lesen, R/W=0: schreiben) und das neunte Bit dient der Bestätigung einer erfolgreichen Datenübertragung (ACK).

Master-Transmitter-Mode

Im Master-Transmitter-Modus ist der Mikrocontroller der Master und alle an ihm angeschlossenen Geräte sind ihm untergeordnet. Es ist Aufgabe des Masters während der Übertragung den Takt, das Start- und das Stoppsignal bereitzustellen. Aufgabe des Empfängers ist es die erhaltenen Daten zu bestätigen, indem er die SDA-Leitung während des 9. SCL-Zyklus auf low legt (ACK). Bleibt der SDA Pegel auf high, so wird dem Sender signalisiert, dass die Daten nicht übertragen wurden (NACK). Während einer Transmission gilt der Bus als „busy“ und kein anderer Master kann die Kontrolle über den Bus zu erlangen. Es ist nur möglich, dass der gerade aktive Master vor einer Stopp-Bedingung eine zusätzliche Start-Bedingung auf den Bus gibt, um für weitere Datenübertragungen nicht die Kontrolle über den Bus zu verlieren (Repeated Start). Hierbei werden Start- und Stoppsignal signalisiert, indem der Pegel der SDA-Leitung wechselt, während SCL high-Pegel hat. Eine komplette Transmission sieht wie folgt aus:

1. START: Master sendet Adresse (meist 7-Bit)
2. Master teilt Slave mit, ob Daten senden oder lesen (R/W-Bit)
3. Daten werden (von Master oder Slave) auf Bus gelegt (Bus ist busy), Empfangsbestätigung mittels ACK
4. STOPP: Wenn Master Lese-/oder Schreibvorgang beendet hat, wird Bus wieder freigegeben

Die Programmierung des Mikrocontrollers erfolgte über die kostenlose Entwicklungsumgebung *AVR Studio 4.18* von der Firma *Atmel* in der Programmiersprache C.

Bevor die TWI-Schnittstelle genutzt werden kann, muss sie zunächst initialisiert werden. Hierbei wird die Taktrate des Bus festgelegt. Sie wird bestimmt durch das TWI Bit Rate Register (TWBR) und das TWI Status Register (TWSR) und berechnet sich zu:

$$f_{SCL} = \frac{f_{CPU}}{16 + 2 \cdot TWBR \cdot 4^{TWPS}} \quad (25)$$

Es ist zu beachten, dass die interne Taktfrequenz der einzelnen Slaves mindestens 16 Mal höher sein muss, als die Bus-Taktrate.

Die Initialisierung der TWI Schnittstelle im *AVR-Studio* sieht wie folgt aus:

```

/* Main Function: TWI_init
Purpose: - initialisiert die TWI Schnittstelle */
void TWI_init(void)
{ TWSR &=~((1<<TWPS1)|(1<<TWPS0)); // TWI Bit Rate Prescaler auf 1 stellen.
  TWBR = TWBR_VALUE; }           // TWI Bit Rate Register: Berechnung durch Umstellung
                                 // von (25) nach TWBR
                                 // z.B. SCL-Freq. 20kHz @ 10MHz CPU Clock --> TWBR=60

```

Die Umsetzung der TWI-Schnittstelle sieht dabei wie folgt aus:

```

/* Public Function: TWI_send_start
Purpose: - erstellt START-Condition & sendet Adresse
Procedure: - MASTER gibt START-Signal auf den Bus (durch Schreiben eines speziellen Wertes
            in TWCR). Danach wird TWINT gesetzt.
            - anschließend wird so lang gewartet bis durch den Anwender das Flag wieder
              gelöscht wird (durch Schreiben einer '1')
            - unmittelbar nach dem Löschen von TWINT wird das START-Signal gesendet.
Input Parameter: - ADDRESS (Geräte-Adresse) */
uint8_t TWI_send_start (uint8_t ADDRESS)
{
  TWCR = (1<<TWINT) | (1<<TWSTA) | (1<<TWEN); // START-condition senden
  while (!(TWCR & (1<<TWINT))); // warten bis TWINT Flag gesetzt ist, d.h. START-
                                // condition wurde übermittelt --> ACK (acknowledge)

  TWDR = ADDRESS; // Geräte-Adresse senden
  TWCR = (1<<TWINT) | (1<<TWEN); // IRQ Flag setzen ('1')
  while (!(TWCR & (1<<TWINT))); // warten bis Transmission beendet ist und
                                // ACK/NACK wurde empfangen

  return 0; } // kein Fehler: '0' zurücksenden

```

Die TWI-Schnittstelle ist byte- bzw. interruptbasiert. Der Bus wird ständig entsprechend den Einstellungen in TWCR von der Kontrolleinheit beobachtet. Sobald ein Ereignis eintritt, auf das die angesprochene Einheit reagieren soll, wird automatisch das TWI Interrupt Flag (TWINT) gesetzt. Im darauffolgenden Taktzyklus wird das Statusregister aktualisiert und stellt somit den aktuellen Status des Bus dar. Im Folgenden wird durch Verändern vom TWI Control Register (TWCR) und dem TWI Data Register (TWDR) in der Software festgelegt, welche Aktion mit dem nächsten Buszyklus durchgeführt werden soll.

```

/* Public Function: TWI_write
Purpose: - sendet 1 Byte zum TWI Gerät
Input Parameter: - DATA (byte, dass übertragen werden soll)
*/
                                                                    */
uint8_t TWI_write (uint8_t DATA)
{
    TWDR = DATA;                // Daten zum zuvor adressierten Gerät senden
    TWCR = (1<<TWINT) | (1<<TWEN); // TWINT bit löschen (TWI Interrupt Flag) in TWCR, um
                                // die Datenübertragung zu beginnen
    while (!(TWCR & (1<<TWINT))); // warten bis TWINT Flag gesetzt ist, d.h. die
                                // Daten wurden übermittelt
                                // --> ACK / NACK wurde empfangen
    return 0; }                 // kein Fehler: '0' zurücksenden

```

Der Kapazitätsmesschip AD7747 wird über diese TWI-Schnittstelle angesprochen. Im Folgenden ist beispielhaft die Initialisierung des Chips aufgezeigt.

```

//Master-Transmitter-Mode (Master sendet Abfolge von Daten an Slaveadresse)
TWI_send_start(AD7747_W); // START-Condition: Adresse für SCHREIBEN (0x90) auf AD7747
//Register konfigurieren (siehe Datenblatt AD7747)
TWI_write(AD7747_ADR_CAPSETUP); // [CAP Setup] (0x07)
TWI_write(AD7747_BITM_CAPSETUP); // Inhalt [CAP Setup]: z.B. 0b10100000
TWI_write(AD7747_ADR_EXCSETUP); // [EXC Setup] (0x09)
TWI_write(AD7747_BITM_EXCSETUP_CAP); // Inhalt [EXC Setup]: z.B. 0b00001111
TWI_write(AD7747_BITM_CONFIG_CAP); // Inhalt [CONFIGURATION Setup]: z.B. 0b00111001
TWI_write(capdacA_bitmuster); // Inhalt [CAPDAC A Setup]: z.B. 0b10000000
TWI_write(capdacB_bitmuster); // Inhalt [CAPDAC B Setup]: z.B. 0b10000000
TWI_send_start(AD7747_W); // Repeated Start
TWI_write(AD7747_ADR_CAPH); // Zeiger auf [CAP HIGH Data] setzen

//Master-Receiver-Mode (Master empfängt Daten von Slave)
TWI_send_start(AD7747_R); // START-Condition: Adresse für LESEN (0x91) von AD7747
adwerth = TWI_read_ACK(); // HIGH-Wert lesen
adwertM = TWI_read_ACK(); // MIDDLE-Wert lesen
adwertL = TWI_read_NACK(); // LOW-Wert lesen
TWI_send_stop(); // Ende AD7747 ADC auslesen

```

Im *Single-conversion-Mode* wird der Messchip vor jeder Messung neu initialisiert, um genau eine Messung zu starten. Es ist auch möglich den Messchip in einen Dauermessbetrieb zu versetzen (*Continious-conversion*). Dazu muss er nur einmal vor Messbeginn initialisiert werden und misst dann fortlaufend.

In ähnlicher Weise erfolgt die Anforderung von Messergebnissen vom Temperatursensor, ebenso das Ablegen und Abrufen von Messwerten in den/vom EEPROM-Speicher.

Menüführung auf dem LC-Display

Die Steuerung des Menüs auf dem LC-Display erfolgt mittels der fünf Taster (siehe 3.4). Die Menüführung und die Optionen sind in Abbildung 27 dargestellt.

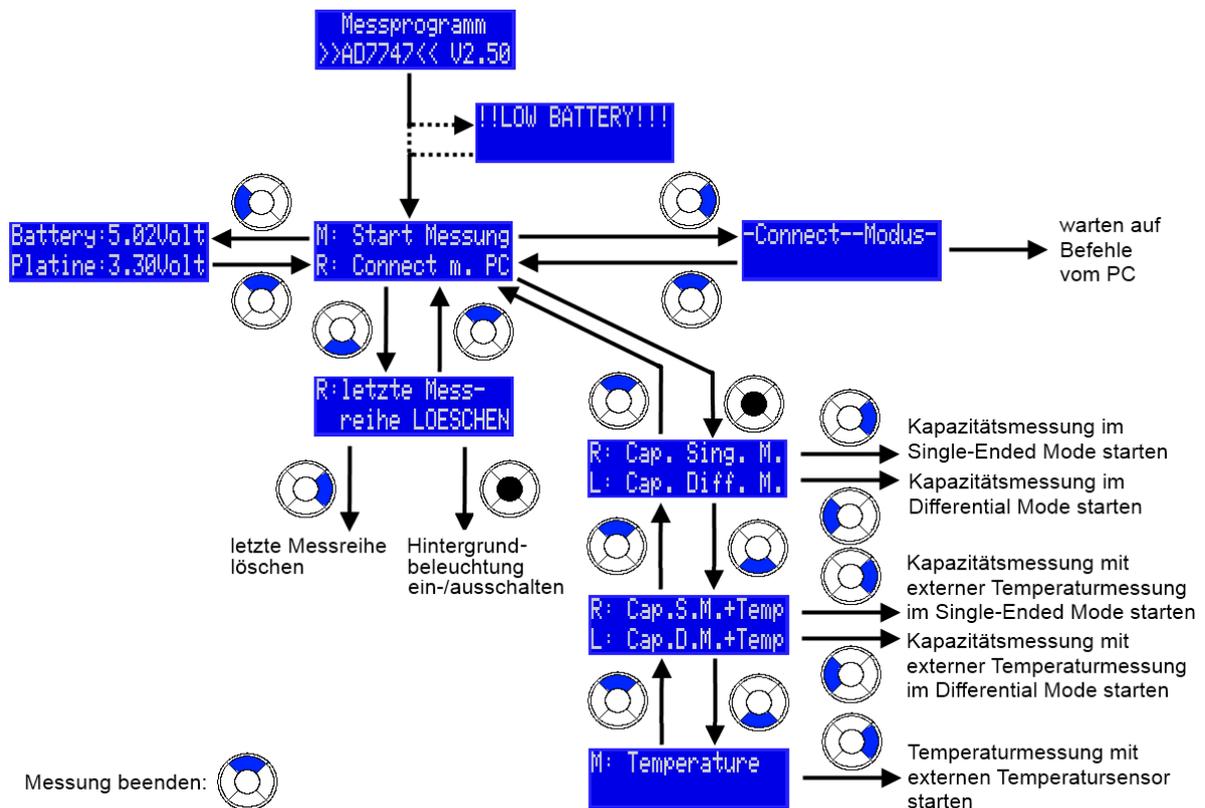


Abb. 27: Menüführung auf dem Kapazitätsmessgerät

Neben dem Starten einer Messung, ist es möglich die anliegende Batteriespannung zu prüfen, die Hintergrundbeleuchtung aus- bzw. wieder einzuschalten und die jeweils letzte Messreihe zu löschen.

6. PC-Software

Die PC-seitige Programmierung erfolgte mit der freien Entwicklungsumgebung Lazarus. Die Hauptfunktion des Programms besteht im Auslesen und Löschen des EEPROMs. Die ausgelesenen Messwerte können entweder in einer Tabelle oder grafisch in einem Diagramm direkt angezeigt werden. Zur Weiterverarbeitung der Messdaten werden die Werte in einer Textdatei gespeichert. Darüber hinaus kann für die ersten 16 Messreihen die Zeitschrittweite festgelegt werden. Für darauffolgende Messreihen wird die Zeitschrittweite der 16. Messreihe zugrunde gelegt. Zudem ist es möglich eine Messung direkt über das Programm zu starten und zu stoppen.

Das Programm besteht im Wesentlichen aus zwei Registerkarten: In der linken Registerkarte werden die Messwerte angezeigt (tabellarisch oder grafisch) und in der rechten Registerkarte können über Reiter die Direktmessung, die EEPROM-Ausleseoptionen oder die EEPROM-Messeinstellungen aufgerufen werden (siehe Abb. 28). Auf diese Weise wird eine platzsparende Unterbringung der Einstellmöglichkeiten erreicht und es ist möglich die Messwerte in der linken Registerkarte immer sichtbar zu haben.

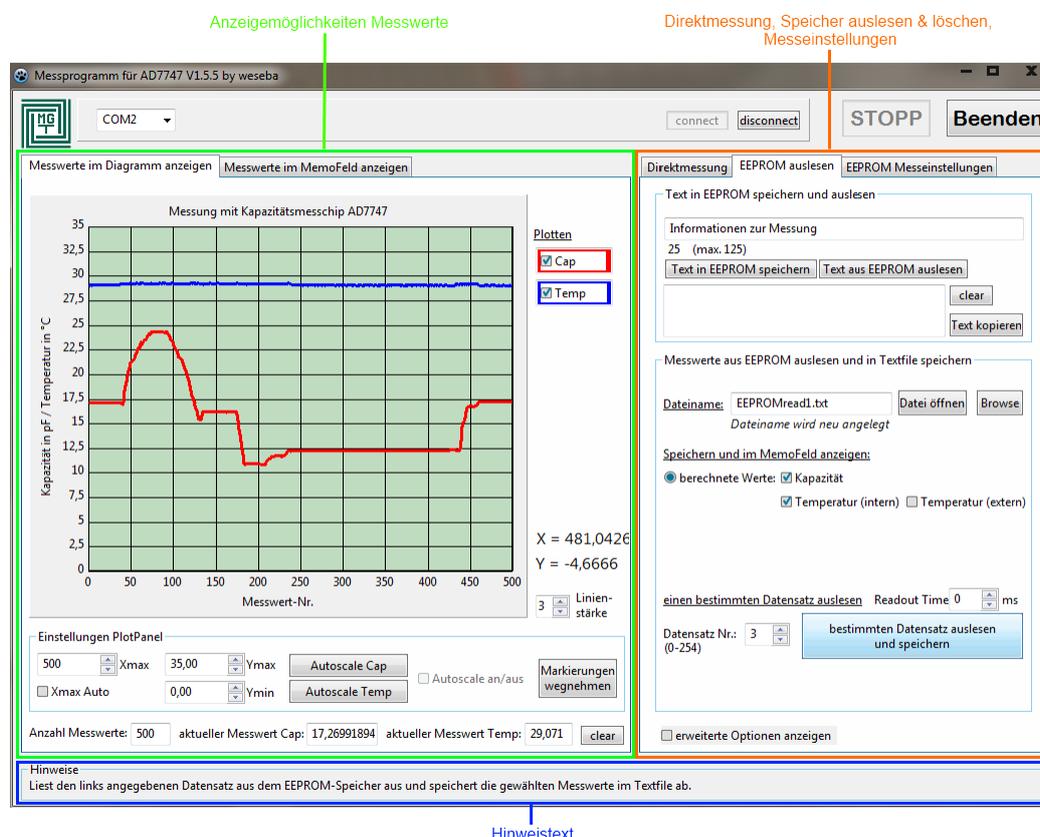


Abb. 28: Hauptbildschirm zum Auslesen von Messdaten im ‚einfachen Modus‘

Um die Übersichtlichkeit des Programms zu wahren, werden bei Programmstart nur die wichtigsten Optionen angezeigt. Durch Aktivieren der „erweiterten Optionen“ werden weitere Einstellmöglichkeiten sichtbar. Abb. 01

Die Einstellmöglichkeiten der Reiter „EEPROM auslesen“, „EEPROM Messeinstellungen“ und „Direktmessung“ sind in Abbildung 29 bzw. 30 dargestellt.

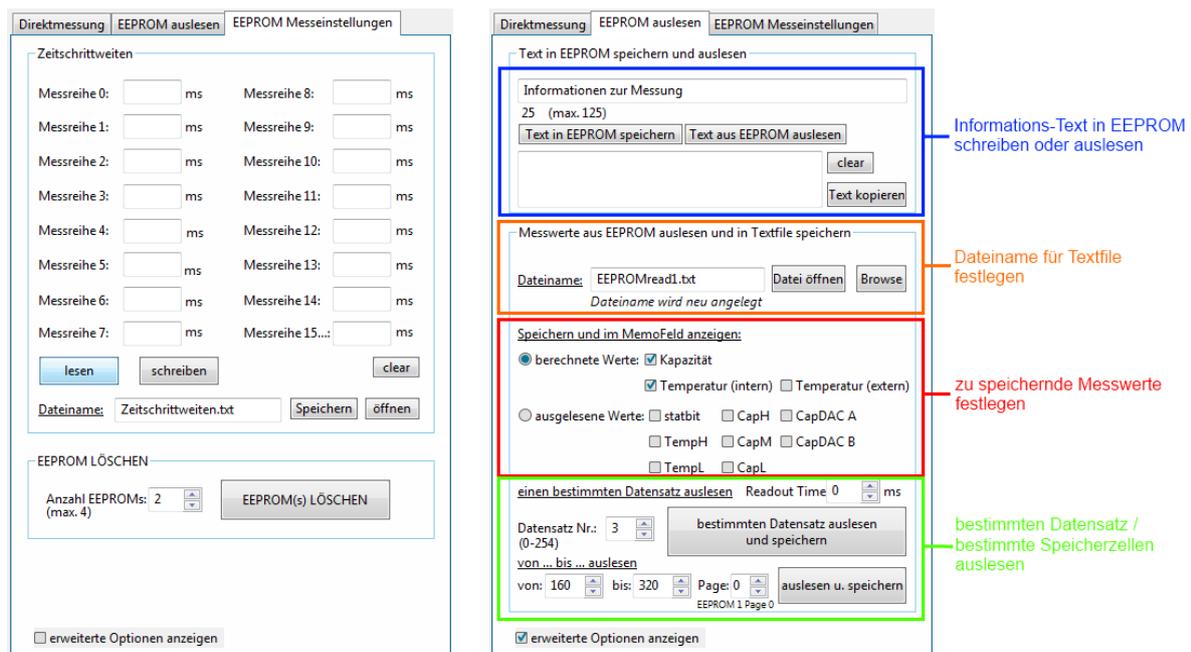


Abb. 29: EEPROM Messeinstellungen (links) und die EEPROM Ausleseoptionen im erweiterten Modus (rechts)

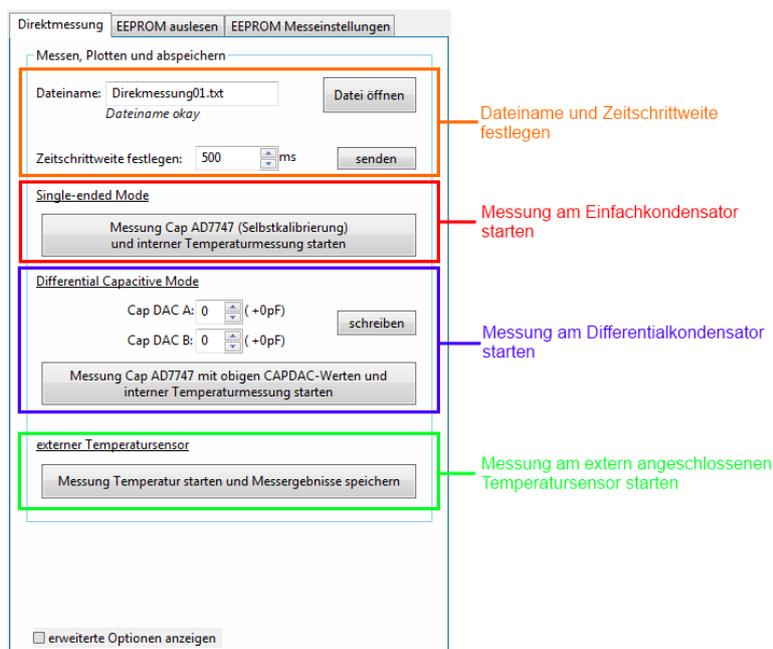


Abb. 30: Direktmessung über PC starten

Kommunikation PC-Programm mit Mikrocontroller

Damit der PC mit dem Mikrocontroller kommunizieren kann, muss eine Verbindung zwischen beiden Geräten aufgebaut werden, indem der Mikrocontroller in den sog. Connect-Modus versetzt wird, wo er auf Befehle vom PC-Programm wartet. Im Programm muss der richtige COM-Port gewählt werden, an dem das Messgerät mit dem PC verbunden ist. Um auf eine korrekte Verbindung zu testen wird durch Drücken des ‚Connect‘ Buttons im PC-Programm ein ASCII-Zeichen zum Mikrocontroller gesendet, der dieses entgegennimmt und zurücksendet. Empfängt die PC-Software ebenso das Zeichen, so ist eine gültige Verbindung zwischen beiden Geräten hergestellt. Erst dann kann das PC-Programm vollumfänglich genutzt werden, anderweitig wird eine Verbindungsfehlermeldung auf dem Bildschirm angezeigt.

Nach Drücken eines gewünschten Buttons in der PC-Software, wird ein entsprechender Wert zum wartenden Mikrocontroller (im Connect-Modus) geschickt. Dieser nimmt den Wert entgegen, springt in die entsprechende Anweisung und arbeitet sie ab. Gegebenenfalls benötigt der Mikrocontroller weitere Werte, z. B. die Messreihennummer oder die Anfangs- und Endspeicheradresse im EEPROM, für die die Messergebnisse ausgegeben werden sollen, oder den einzuspeichernden Informationstext. Diese Werte schickt das PC-Programm nach Knopfdruck sogleich mit über die Datenleitung, jeweils gefolgt von einem Endezeichen (Line-feed), damit der Mikrocontroller die einzelnen Werte voneinander trennen kann. Die einzelnen ASCII-Zeichen befinden sich dabei in einer Warteschlange, und werden nach dem FIFO-Prinzip (First In First Out) vom Mikrocontroller entgegen genommen. Der Pufferspeicher der Datenleitung ist genügend groß gewählt worden, damit dieser nicht überläuft. Das PC-Programm befindet sich dabei in einer Endlosschleife, in der es Werte vom Mikrocontroller entgegennimmt und verarbeitet. In dieser Zeit kann der Nutzer der Software keine Buttons drücken, da sonst Befehle an den Mikrocontroller gesendet werden würden, die zu undefinierten Aktionen des Controllers führen würden, lediglich Diagramm-Anzeigeänderungen sind möglich. Soll die Schleife jedoch vorzeitig verlassen werden, so ist dies über den „Stopp“-Button möglich.

Der Mikrocontroller sendet die angeforderten Messwerte, jeweils getrennt durch ein festgelegtes Endezeichen, an die PC-Software. Das PC-Programm kann somit die einzelnen emp-

fangenen 8-Bit ASCII-Zeichen zu einem integer-Messwert zusammensetzen und je nach Einstellung grafisch im Diagramm oder tabellarisch im Memofeld darstellen.

Hat der Mikrocontroller die Anweisung abgearbeitet, so sendet er das Programm-Endezeichen an den PC und wartet auf neue Befehle. Alle Optionen im PC-Programm werden wieder freigegeben.

Abbildung 31 zeigt schematisch die Kommunikation zwischen PC-Software und Mikrocontroller.

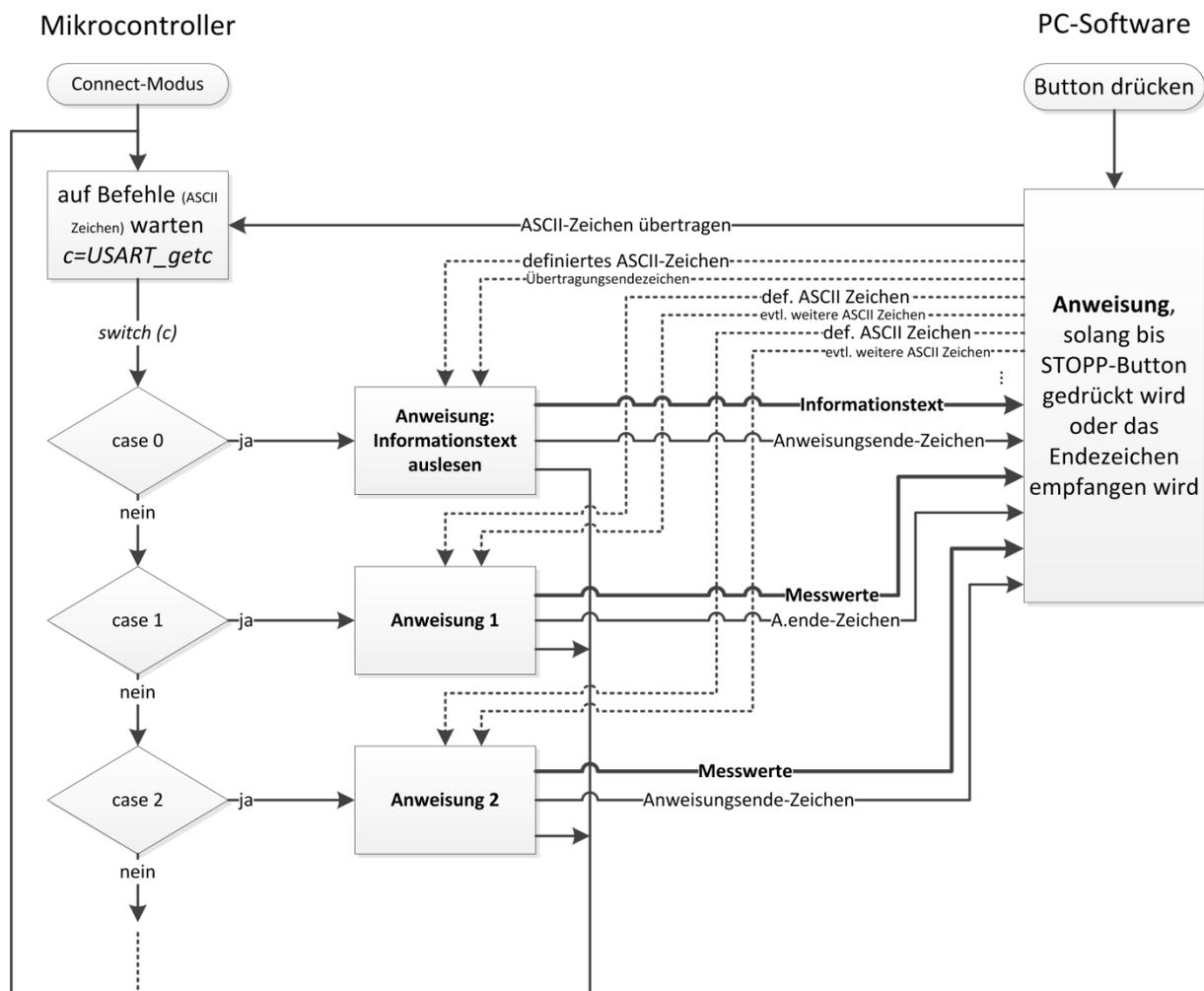


Abb. 31: Schema Kommunikation des Mikrocontrollers mit der PC-Software

Das Löschen bestimmter EEPROM-Adressen: Eine EEPROM Adresse gilt als leer, wenn in ihr eine ‚255‘ steht. Um eine ganze Messreihe zu löschen, werden, um die Geschwindigkeit des Löschvorganges zu erhöhen, nur die Statusbits der Messreihen ‚gelöscht‘ (überschrieben) und nicht die zugehörigen Messwerte. Beim erneuten Schreibvorgang werden die Messwerte mit den neu gemessenen Werten überschrieben.

Im Folgenden ist ein kleines Programmbeispiel für die Kommunikation zwischen PC-Software und Mikrocontroller dargestellt:

PC-Software: einzelne ASCII-Zeichen versenden

```

transmitWert := IntToStr(SpinEdittransmitWert.Value); // Wert aus SpinEdit Feld holen
transmitWert := transmitWert + #10; // Line Feed anhängen als Endezeichen
// Zeichen für Zeichen senden: ASCII-Wert
for i := 1 to Length(transmitWert) do
begin
  SerialXmit(COMPORT, transmitWert[i]); // Prozedur, um ein ASCII-Zeichen über die
// Serielle Schnittstelle zu übertragen
end;

```

Mikrocontroller: empfängt einzelne Zeichen (Zahlen) und speichert sie aufeinanderfolgend in einem array bis das Linefeed-Endezeichen kommt, im zweiten Schritt werden die einzelnen Zahlen zu einem Gesamtwert zusammengesetzt, ohne Linefeed

```

do
{ NextChar = USART_getc();
  transmitWert_array[StringLen] = NextChar;
  StringLen++;
} while (NextChar != '\n'); // bis string-Endezeichen
StringLen = StringLen-1; // um das String-Endezeichen abzuschneiden
for ( uint8_t s=0 ; s < StringLen ; s++ )
{ NextChar = transmitWert_array[s]; // liest ab Adresse 's' Daten aus EEPROM
  NextChar = NextChar-48; // Umrechnung ASCII in ein integer-Zeichen
  transmitWert = (transmitWert * 10) + NextChar; // Berechnung der Gesamtzahl
}

```

Mikrocontroller: sendet eine integer-Zahl an die PC-Software

```

USART_puts(utoa(wertE3, Buffer, 10)); // Funktion übermittelt ASCII-Wert auf die
// USART-Schnittstelle
USART_puts("\n"); // Linefeed-Endezeichen anhängen

```

PC-Software: empfängt die einzelnen ASCII-Zeichen

```

while (SerialRecv(COMPORT, c) = 1) do // Prozedur holt ständig Zeichen (c) aus dem
// Empfangs-Puffer
begin
  TempString := TempString + c; // Zeichen zu einem Wert zusammensetzen...
  if (c = #10) then // ...bis Linefeed erreicht
  begin
    Delete(TempString, Length(TempString), 1); // letztes Zeichen (Linefeed) löschen
    receiveWert := Tempstring;
    Form1.MemoreceiveWert.Append(receiveWert); // EndWert im Memo-Feld ausgeben
    TempString := ''; // Puffer löschen..
  end;
end;
end;

```

7. Praktische Messversuche

7.1 Stromaufnahme

In Tabelle 06 wurde für verschiedene Betriebszustände die Stromaufnahme des Messgerätes ermittelt.

Betriebszustand	Stromaufnahme	Leistung	Batterielebensdauer ¹ (Batterien mit 3000mAh)
ohne eingeschalteter Hintergrundbeleuchtung:	29 mA	174 mW	≈ 51 h
mit eingeschalteter Hintergrundbeleuchtung:	43 mA	258 mW	≈ 35 h

Tab. 06: Stromaufnahme des Messgerätes für verschiedene Betriebszustände

Aus der Tabelle ist ersichtlich, dass die Stromaufnahme bei eingeschalteter Hintergrundbeleuchtung um einiges größer ist. Aus diesem Grund wurde die Möglichkeit geschaffen, über das Menü die Hintergrundbeleuchtung auszuschalten.

Liegt am Messgerät eine Spannung von weniger als 4 V an, so erscheint eine entsprechende Warnmeldung nach Einschalten des Gerätes auf dem LC-Display. Fällt die Spannung unter 3,3V so ist das Messgerät nicht mehr betreibbar.

7.2 Kalibrierung

Um mit dem AD7747-Messchip Kapazitäten über 8,192 pF messen zu können, müssen die beiden CAPDAC-Register aktiviert werden (siehe 2.4.1). In diesem Register wird ein 6-Bit Wert (entspricht 63 Schritten) hinterlegt, der die Verschiebung des Messbereichs angibt. Jedoch muss zunächst experimentell ermittelt werden, welchen Kapazitätssprung die Erhöhung um einen Schritt bewirkt.

Dazu wurde das CAPDAC Register stufenweise um fünf Schritte erhöht, und dafür jeweils 200 Messwerte aufgenommen und der Mittelwert daraus berechnet. Die Ergebnisse sind in Tabelle 07 aufgeführt.

¹ Bei der Berechnung der Batterielebensdauer wurde davon ausgegangen, dass die Batterien sich bis etwa zur Hälfte entleeren können, um das Gerät noch mit ausreichend Spannung versorgen zu können

CAPDAC-Wert	Mittelwert	Differenz	1 Schritt
CAPDAC 0	5,027677466 pF	1,475347244 pF	0,295069449 pF
CAPDAC 5	3,552330222 pF		
CAPDAC 10	2,029203589 pF	1,523126633 pF	0,304625327 pF
CAPDAC 15	0,585238140 pF		
CAPDAC 20	-0,876962959 pF	1,443965449 pF	0,288793090 pF
CAPDAC 25	-2,291289310 pF	1,462201099 pF	0,292440220 pF
CAPDAC 30	-3,729019941 pF		
CAPDAC 35	-5,244205283 pF	1,414326351 pF	0,282865270 pF
CAPDAC 40	-6,711366006 pF		
CAPDAC 45	-8,157115347 pF	1,437730631 pF	0,287546126 pF
		Mittelwert:	0,2935pF

Tab. 07: Ermittlung des Kapazitätswertes für einen CAPDAC-Schritt

Die Erhöhung des CAPDAC-Wertes um einen Schritt bewirkt also eine Verschiebung des Kapazitätsmessbereiches um etwa 0,29 pF. Mit einer Maximalzahl von 63 Schritten lässt sich der Messbereich um maximal 18,49 pF verschieben. Dieser Wert ist plausibel, da dieser im Datenblatt mit mindestens 17 pF angegeben ist.

Es kann also mit dem vorliegenden Kapazitätsmesschip eine maximale Kapazität von:

$$18,49 \text{ pF} + 8,192 \text{ pF} = \underline{\underline{26,682 \text{ pF}}}$$

gemessen werden.

7.3 Messen im single-ended-mode

Um die Kapazität eines Kondensators messen zu können, wird das Signal an den CIN(+)-Eingang und die Schirmung des Kabels an den SHLD-Anschluss des Messgerätes angesteckt (siehe Abb. 32). Dadurch wird verhindert, dass die parasitären Kapazitäten des Anschlusskabels mit gemessen werden.

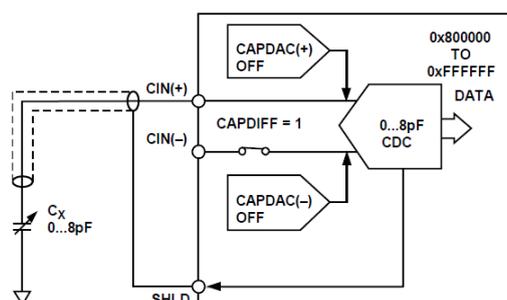


Abb. 32: Anschlusskonfiguration für den single-ended mode [AD47]

In Abbildung 32 sind die CAPDAC-Register deaktiviert, bzw. auf null gesetzt. Damit können Kapazitäten bis einschließlich 8,192 pF gemessen werden.

Für die Messung höherer Kapazitäten (maximal 26,682 pF) ist die Konfiguration in Abbildung 33 dargestellt.

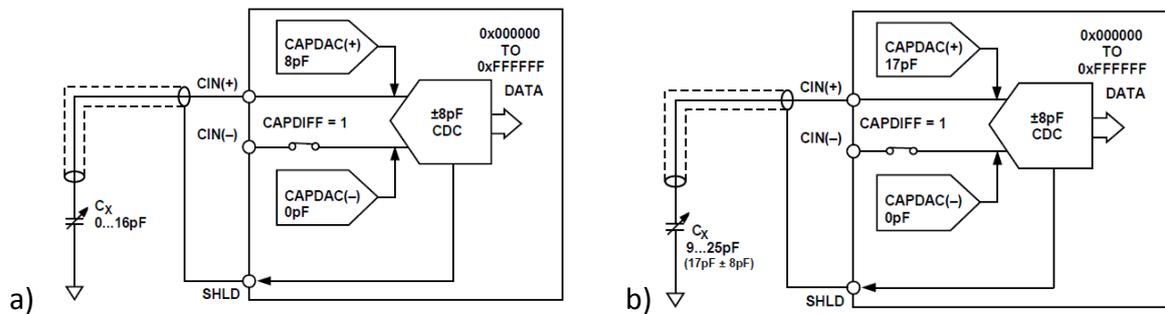
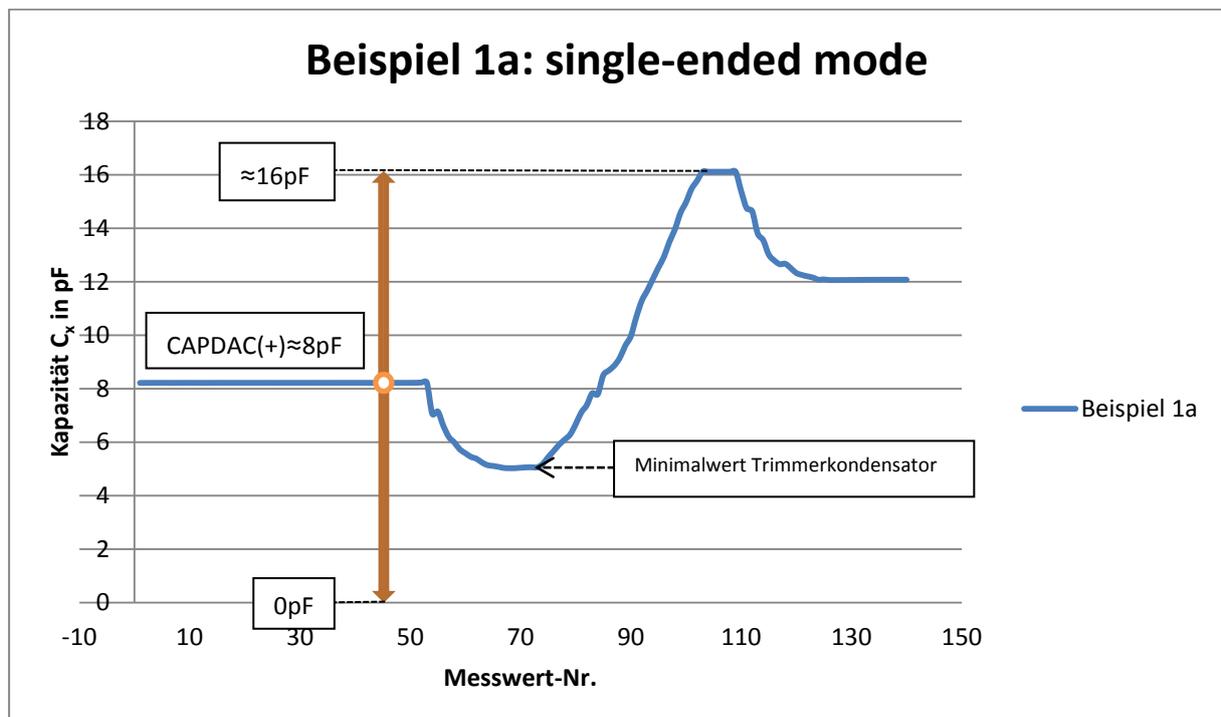


Abb. 33: verschiedene Konfigurationen im single-ended mode [AD47]

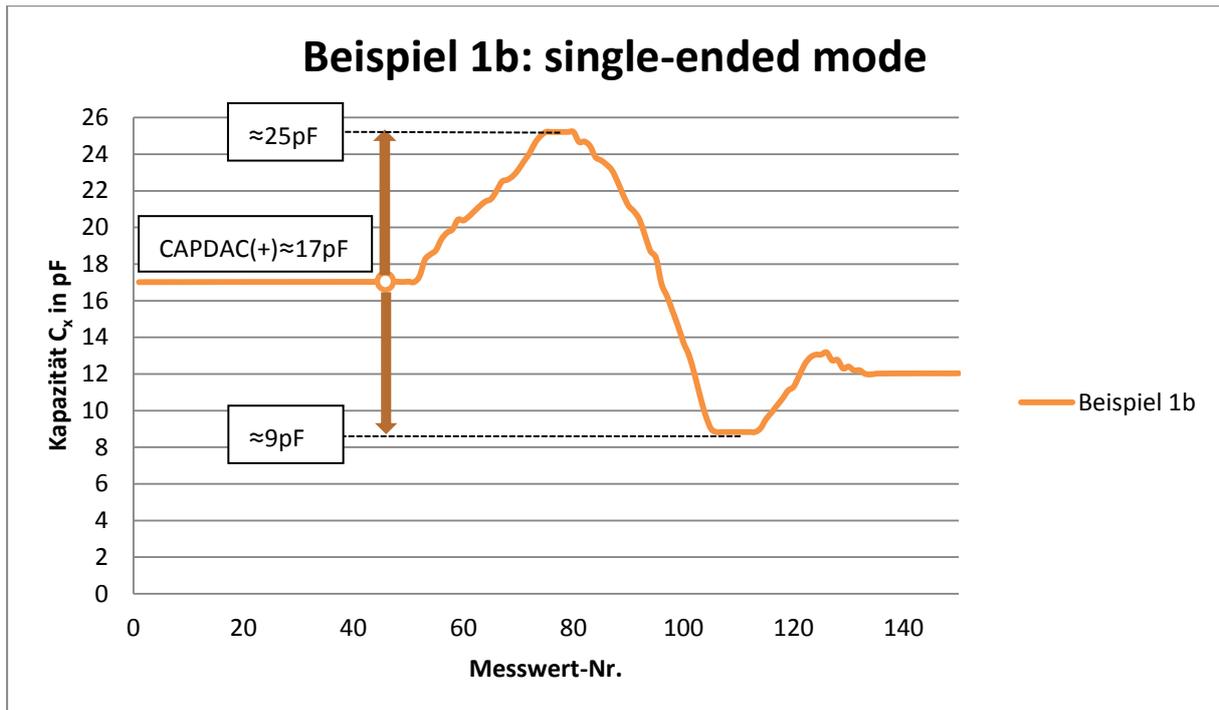
- a) Beispiel 1a: CAPDAC(+) auf 8pF eingestellt, Messbereich $0\text{pF} \leq C_x \leq 16\text{pF}$
- b) Beispiel 1b: CAPDAC(+) auf 17pF eingestellt, Messbereich $9\text{pF} \leq C_x \leq 25\text{pF}$

Der CAPDAC(+)-Wert gibt also immer die Mitte des zu messenden Messbereichs von $\pm 8,192$ pF an. Der CAPDAC(-)-Wert muss im single-ended mode immer null sein.

In Diagramm 01 und 02 sind die für die Beispielkonfigurationen 1a und 1b sich ergebenden Messbereiche beispielhaft dargestellt.



Diag. 01: Messbereich für Beispielkonfiguration 1a



Diag. 02: Messbereich für Beispielkonfiguration 1b

Das Mikrocontroller-Programm ist so programmiert, dass es sich selbst kalibriert, d. h. es misst zunächst die anliegende Kapazität und stellt darauf den CAPDAC(+)-Wert ein, sodass um den anliegenden Kapazitätsmesswert immer der größtmögliche Messbereich von $\pm 8,192$ pF messbar ist.

7.4 Messen im differential-mode

Es ist ebenso möglich die Kapazität eines Differentialkondensators zu messen. Die Anschlusskonfiguration ist in Abbildung 34 zu sehen. Die beiden Signale werden an den CIN(+)- und CIN(-)-Eingang des Messgerätes angeschlossen. Um die Messung parasitärer Kapazitäten im Anschlusskabel zu vermeiden, wird die Schirmung an den SHLD-Anschluss des Kapazitätsmessgerätes angeschlossen.

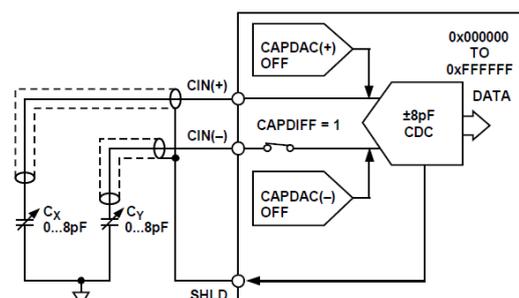


Abb. 34: Anschlusskonfiguration für den differential-mode [AD47]

Liegen an beiden Kondensatoren Kapazitäten größer als 8 pF an, so muss der Messbereich durch Anpassen der CAPDAC(+)- und CAPDAC(-)-Werte verschoben werden. Siehe dazu Abbildung 35.

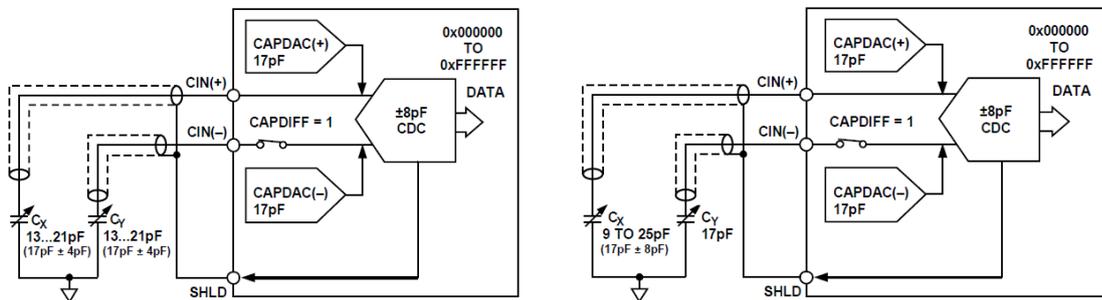
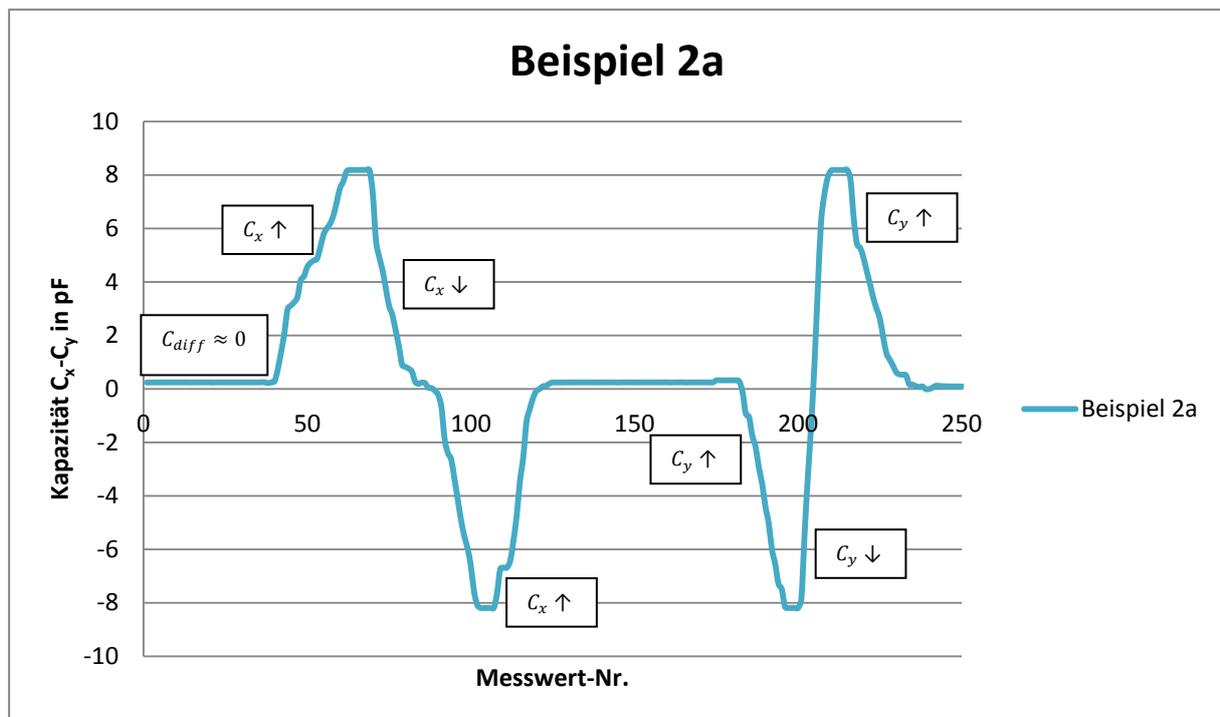


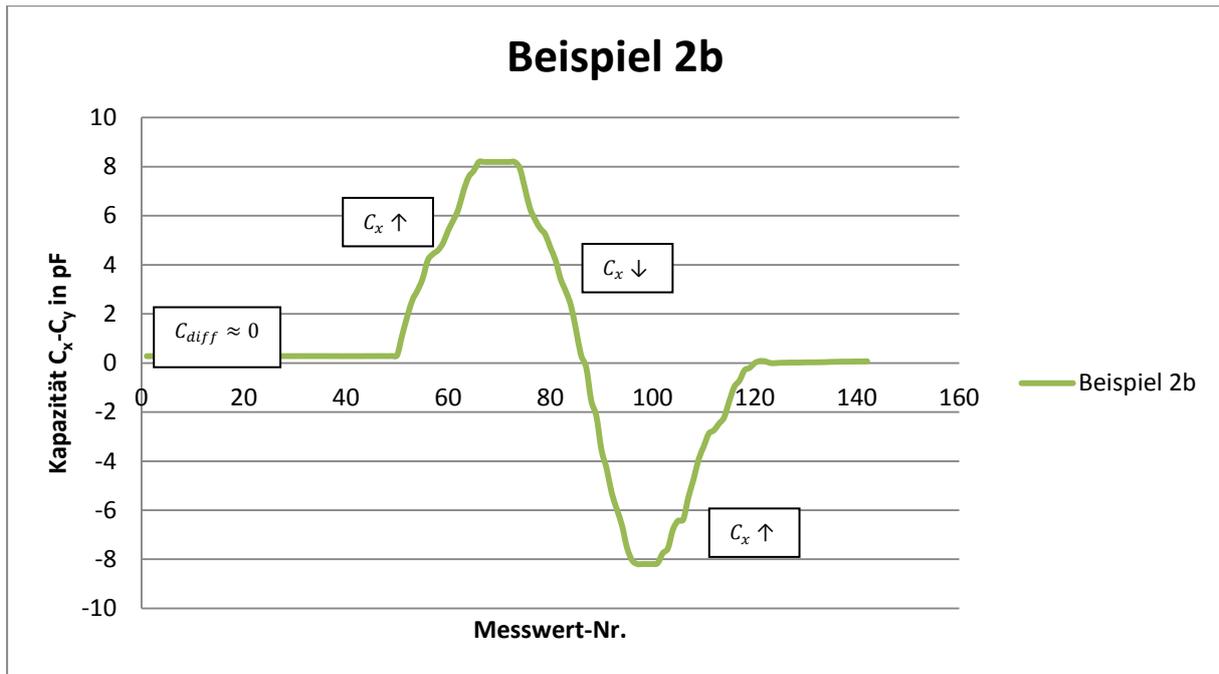
Abb. 35: verschiedene Konfigurationen im differential mode [AD47]

- Beispiel 2a: CAPDAC(+) und CAPDAC(-) auf 17pF eingestellt, Messbereich jeweils $13\text{pF} \leq C_{x/y} \leq 21\text{pF}$
- Beispiel 2b: CAPDAC(+) und CAPDAC(-) auf 17pF eingestellt, Messbereich $9\text{pF} \leq C_x \leq 25\text{pF}$, $C_y = 17\text{pF}$

Sind beide CAPDAC-Register auf einen gleichen CAPDAC-Wert eingestellt, so ist es möglich die Kapazität um $\pm 4,096\text{ pF}$ um den CAPDAC-Wert an beiden Kondensatoren zu variieren (Beispiel 2a). Oder die Kapazität eines Kondensators wird konstant gelassen, dann kann die Kapazität des anderen Kondensators um $\pm 8,192\text{ pF}$ um den gemeinsamen CAPDAC-Wert variiert werden (Beispiel 2b).



Diag. 03: Messbereich für Beispielkonfiguration 2a



Diag. 04: Messbereich für Beispielkonfiguration 2b

7.5 Conversion Time

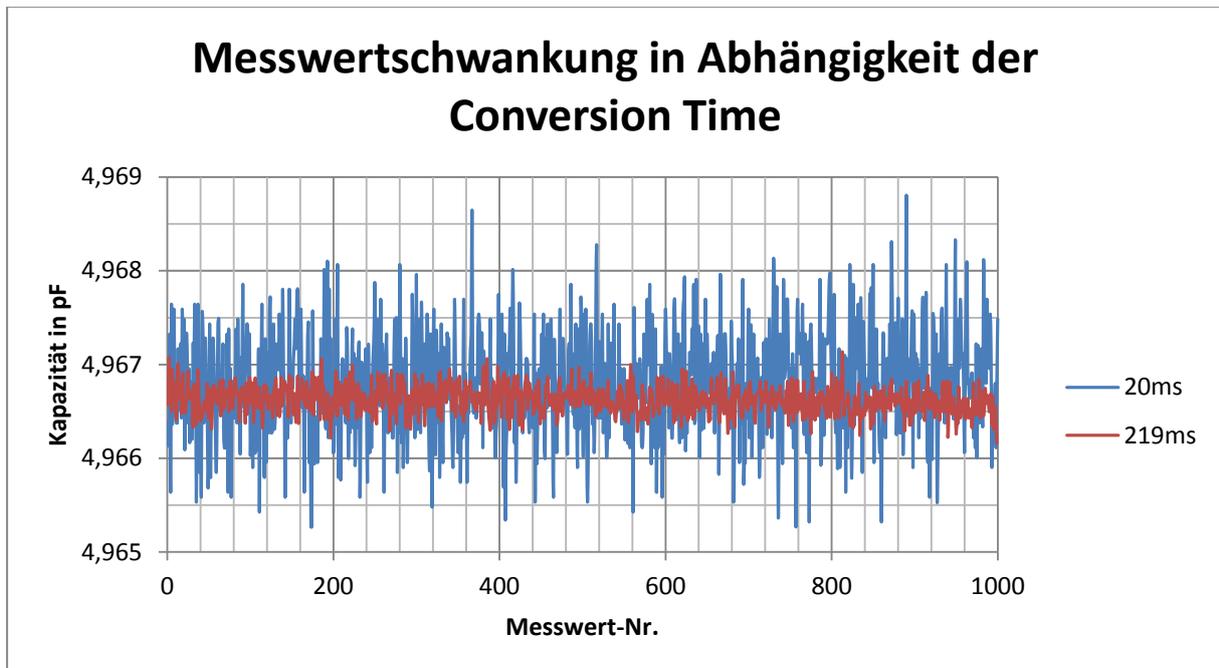
Im Konfigurations-Register des *AD7747* können verschiedene Konvertierungszeiten (Latenzzeiten) eingestellt werden. Die Konvertierungszeit (engl.: Conversion Time) legt fest, wie viel Zeit vergehen soll vom Anfordern des Messwertes bis zum Vorliegen des digitalen Messwertes und der damit verfügbaren Modulationszeit des analogen Messwertes. Es kann eine von acht vorgegeben Konvertierungszeiten ausgewählt werden, die zwischen 22 ms und 219,3 ms liegt.

Im Folgenden wurden für verschiedenen Konvertierungszeiten jeweils 1000 Messwerte aufgenommen und daraus der Maximal- und Minimalwert ermittelt. Die Ergebnisse sind in Tabelle 08 dargestellt.

Conversion-Time lt. Datenblatt	Update Rate	Minimalwert	Maximalwert	Schwankung
22 ms	45,5 Hz	4,965267578 pF	4,968806641 pF	± 1,77 fF
40 ms	25 Hz	4,965458984 pF	4,967995117 pF	± 1,27 fF
154 ms	6,5 Hz	4,966181641 pF	4,967463867 pF	± 0,64 fF
219,3 ms	4,6 Hz	4,966160156 pF	4,967136719 pF	± 0,49 fF

Tab. 08: Kapazitätsschwankung bei verschiedenen Conversion-Times

Aus Tabelle 08 ist klar zu erkennen, dass die Messwertschwankung kleiner wird, je größer die Konvertierungszeit ist. Die Abweichung ist damit zu begründen, dass der Delta-Sigma-Modulator im Kapazitätsmesschip bei kleinen Konvertierungszeiten viel weniger Zeit hat den Messfehler im Regelkreis zu kompensieren, als bei höheren Modulationszeiten. Diesen Zusammenhang soll auch das folgende Diagramm verdeutlichen.



Diag. 05: Messwertschwankung in Abhängigkeit der Conversion Time

Aus diesem Grund ist der Mikrocontroller so programmiert, dass er in Abhängigkeit der Zeitschrittweite die größtmögliche Konvertierungszeit vor Messbeginn im AD7747 initialisiert.

Reale Konvertierungszeiten

Um die realen Konvertierungszeiten zu ermitteln, wurden mittels eines Oszilloskops die einzelnen Konvertierungszeiten nachgemessen. Die Messergebnisse sind in Tabelle 09 zu sehen.

Kapazitätsmessung			Interne Temperaturmessung	
Conversion Time lt. Datenblatt	Reale Conversion Time		Conversion Time lt. Datenblatt	Reale Conversion Time
22,0 ms	16,6 ms		20,1 ms	33 ms
40,0 ms	34,8 ms		32,1 ms	39 ms
154,0 ms	149 ms		62,1 ms	54 ms
219,3 ms	214 ms		122,1 ms	84 ms

Tab. 09: Reale Konvertierungszeit von Kapazitäts- und Temperaturmessung

Die Konvertierungszeiten für die Kapazitätsmessung stimmen in etwa mit den Angaben im Datenblatt überein. Hingegen weichen die Konvertierungszeiten für die Temperaturmessungen von den angegebenen Werten im Datenblatt ab. Aus diesem Grund wird im Weiteren mit den real ermittelten Werten verfahren.

Kapazitäts- messung	• AD7747 initialisieren	5,4 ms
	• Auf Messwerte warten (Conversion Time $T_{ConvCap}$)	22 – 219 ms
Interne Tempe- raturmessung	• Messwerte auslesen und berechnen	0,8 ms
	• AD7747 initialisieren	2,7 ms
	• Auf Messwerte warten (Conversion Time $T_{ConvTemp}$)	33 – 84 ms
	• Messwerte auslesen und berechnen	2,2 ms
	• Ausgabe Messwerte über LCD	3,2 ms
	• Werte (Statusbit + 7 Messwerte) in EEPROM schreiben	44,4 ms
	Summe:	$\approx 60 \text{ ms} + T_{ConvCap} + T_{ConvTemp}$
Kapazitäts- und Temperaturmessung	minimal:	$\approx 115 \text{ ms}$
nur Kapazitätsmessung	minimal:	$\approx 76 \text{ ms}$
Messung mit externen Temperatursen- sor und Speicherung auf EEPROM		$\approx 142 \text{ ms}$

Tab. 10: Ermittlung der Minimaldauer einer Kapazitäts- und Temperaturmessung (intern)

Aus Tabelle 10 geht hervor, dass ein Kapazitätsmessvorgang mit Speicherung der Messwerte auf einem EEPROM minimal 76 Millisekunden dauert.

Weitere charakteristische Zeiten sind in Tabelle 11 zusammengefasst.

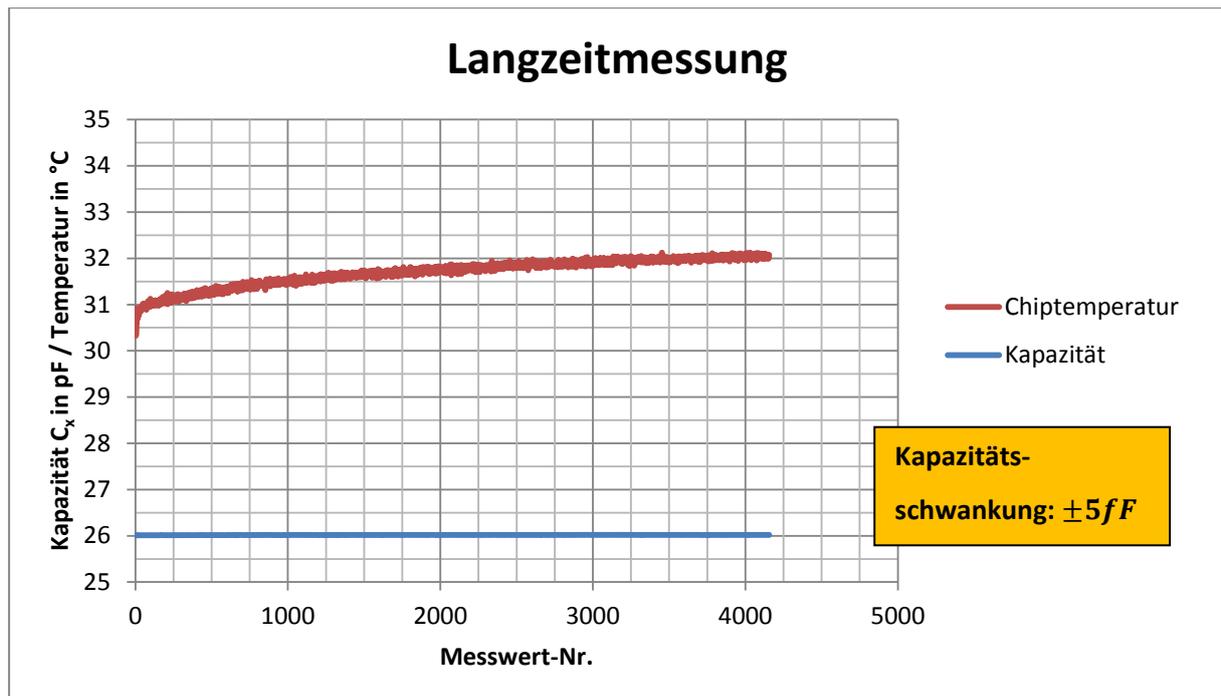
1000 Messwerte (Cap+Temp) in EEPROM schreiben (ZSW=Minimum)	$\approx 2 \text{ min } 10 \text{ sek}$
1 EEPROM mit Messwerten (Cap+Temp) vollständig beschreiben	$\approx 34 \text{ min}$
1000 Messwerte (Cap+Temp) mit der Auslesesoftware auswerten	$\approx 14 \text{ sek}$
4 EEPROMs löschen (Statusbit überschreiben)	$\approx 6 \text{ min}$

Tab. 11: Performance des Kapazitätsmessgerätes und des Ausleseprogrammes

7.6 Chiptemperatur

Im Folgenden soll der Einfluss der Chiptemperatur auf das Messergebnis untersucht werden.

Zunächst wurden für über 4000 Messwerte die Kapazität und die interne Temperatur des Messchips aufgenommen und ausgewertet. Die Zeitschrittweite betrug dabei 200 Millisekunden.

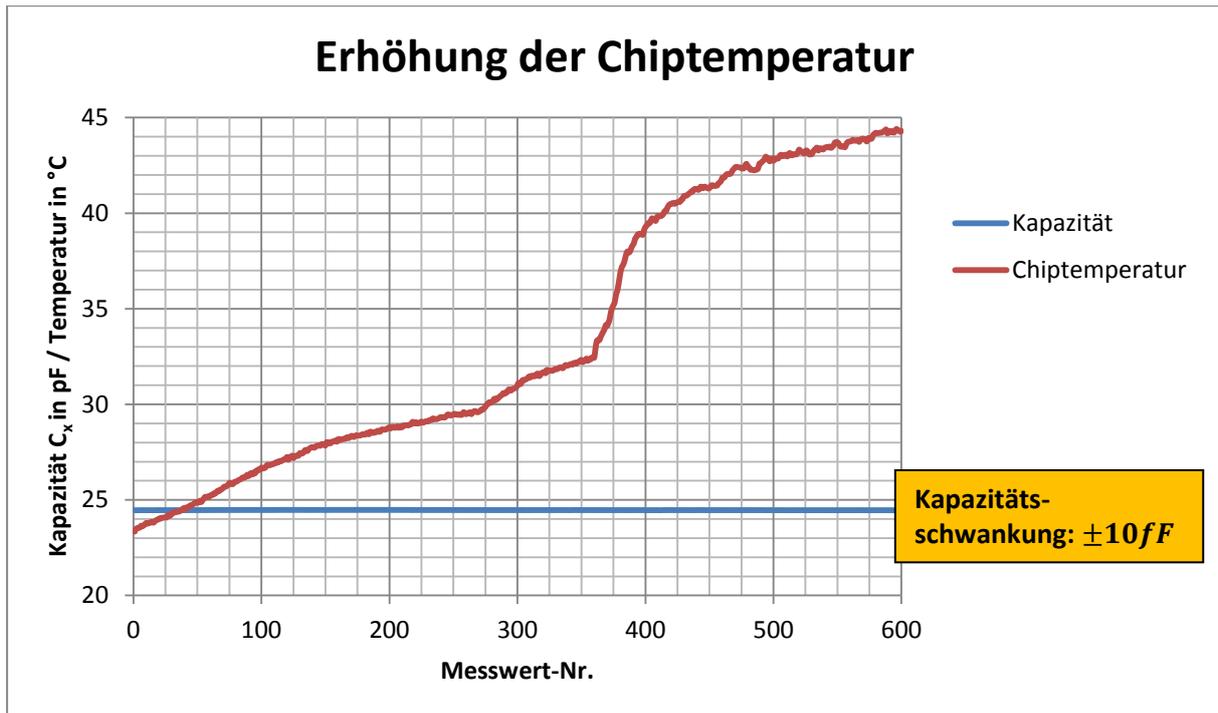


Diag. 06: Langzeitmessung Kapazität und Chiptemperatur

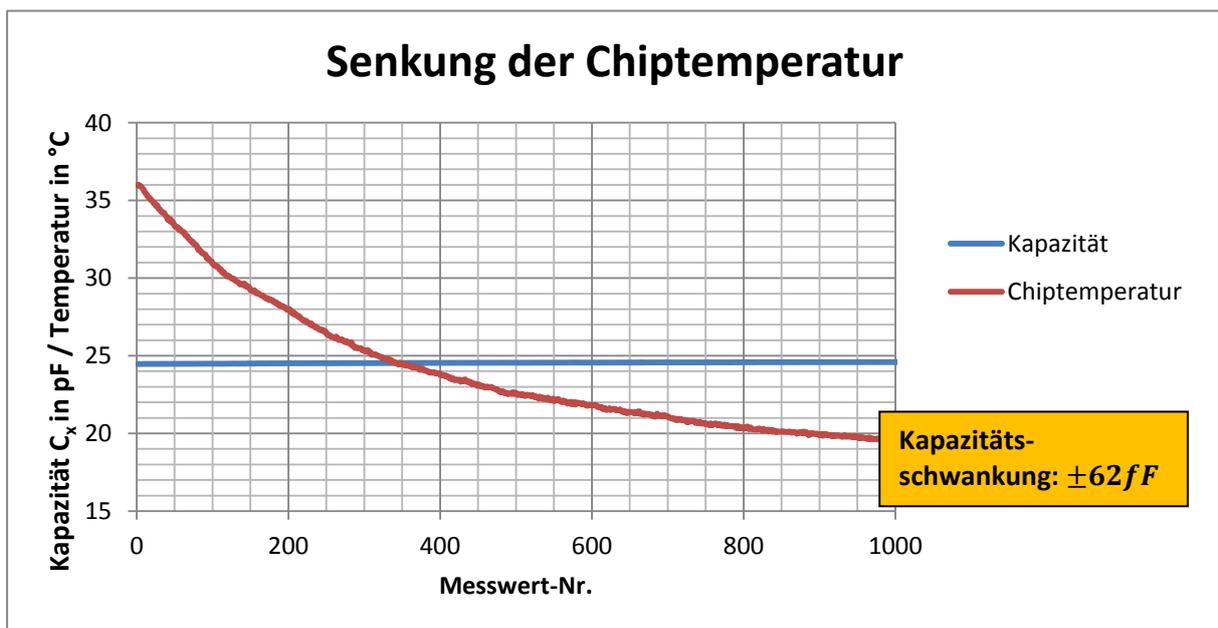
Es ist zu erkennen, dass sich der Chip während des Messvorganges stetig erwärmt hat. Die Chiptemperatur hat sich bei der Messdauer von ca. 15 Minuten um etwa 1,5 °C erhöht. Diese geringfügige Erwärmung des Chips hat allerdings keinen Einfluss auf die Kapazitätsmessung.

Erwärmen / Abkühlen des Messchips

Im nächsten Messversuch wurde die Temperatur des Messchips gezielt beeinflusst. Die Messergebnisse für den Erwärmungsvorgang sind in Diagramm 07 und für den Abkühlvorgang in Diagramm 08 zu sehen.



Diag. 07: Erhöhung der Messchiptemperatur



Diag. 08: Senkung der Messchiptemperatur

Aus Diagramm 07 ist zu erkennen, dass die Kapazitätsmesswerte bei Temperaturerhöhung des Messchips um $\Delta 20\text{ °C}$ nur gering variieren. Hingegen schwank die Kapazität bei Abkühlung des Messchips höher, ist allerdings immer noch als gering einzuschätzen. Die Kapazitätsschwankungen können auch durch Veränderung der Kondensatorflächen, infolge der Abkühlung bzw. Erwärmung der Kondensatorplatten einhergehen, da der eingesetzte Trimmerkondensator nicht vollständig von der Temperaturvariation isoliert werden konnte.

8. Ausblick

Das entwickelte Kapazitätsmessgerät eignet sich zur Messung von Kapazitäten an einem Einfachkondensator in einem Messbereich von 0 pF bis ca. 26,7 pF und an einem Differentialkondensator in einem Messbereich von ± 8 pF.

Am Messgerät wurde die Möglichkeit vorgesehen einen Temperatursensor, der über die TWI-Schnittstelle angesprochen wird, anzuschließen, um den Temperatureinfluss an der Kapazitätsmesstelle auf die zu messende Kapazität charakterisieren zu können. Diese Messung ist jedoch nur in einer geeigneten Temperaturkammer möglich, die leider nicht zur Verfügung stand, aber auch nicht Gegenstand dieser Arbeit war.

Zudem war es nicht möglich Kapazitätsmessungen direkt an einer MEMS-Struktur, z. B. an einem kapazitiven Neigungssensor, aufzunehmen, da kein geeigneter Sensor vorlag. Zur Messwertaufnahme wurde deshalb ein handelsüblicher Trimmerkondensator (5 pF – 35 pF) verwendet.

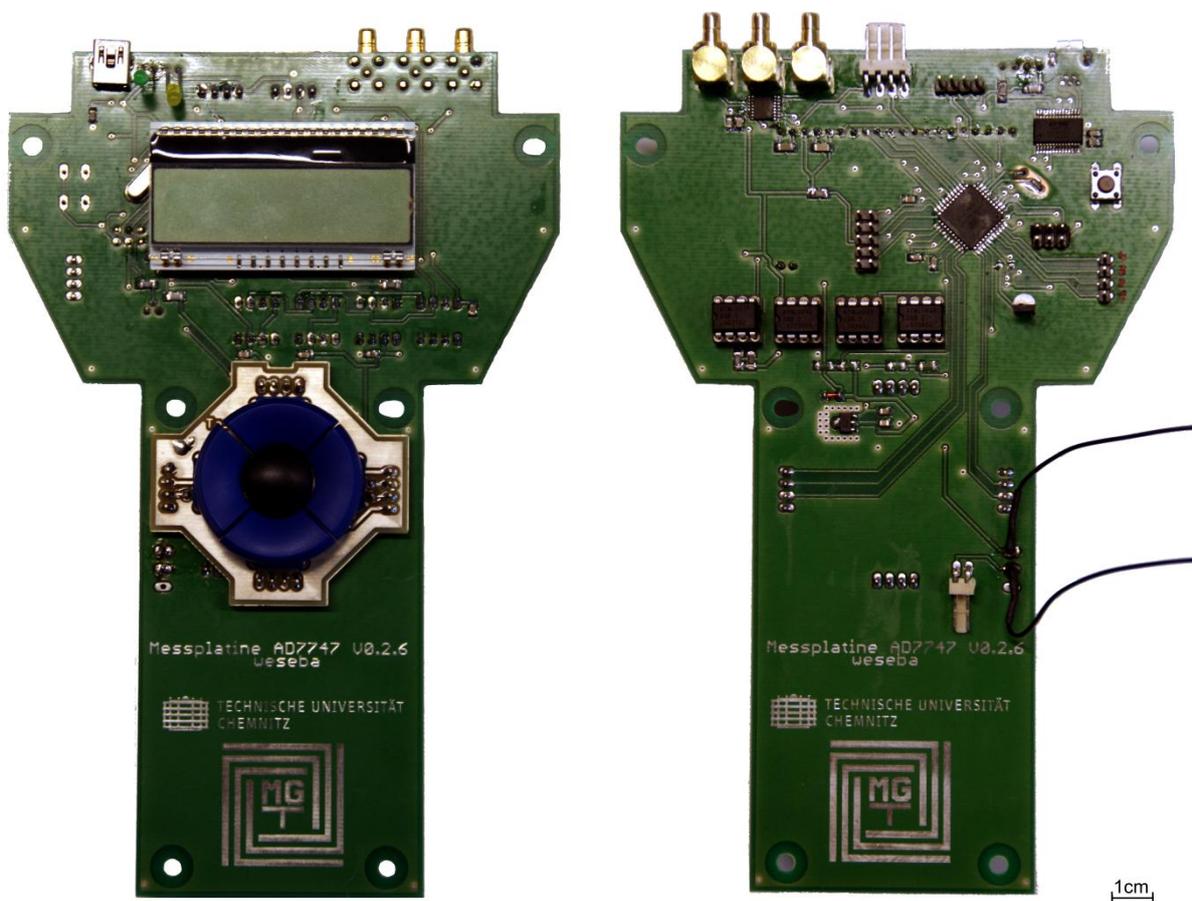


Abb. 36: Platinen-Oberseite (links), Platinen-Unterseite (rechts)

9. Zusammenfassung

Mikrosystemtechnische Komponenten werden immer häufiger von der Industrie eingesetzt. Sei es zur Überwachung von Füllständen, zur Mikroanalyse von Gasen/Flüssigkeiten (Lab-on-a-Chip Systeme) oder zur Körperschalldetektion an Windkraftanlagen. Aber auch im Alltag finden sich Sensoren mit kapazitivem Wirkprinzip immer häufiger wieder. Beispielhaft erwähnt seien hier die Beschleunigungssensoren und Gyroskope, die v.a. von der Unterhaltungsindustrie verbaut werden, in Smartphones und in modernen Eingabegeräten von Spielkonsolen zur Messung der Bewegung oder zur mechanischen Bildstabilisation in Foto- und Videokameras. Aber auch im Bereich der Sicherheit und des Komforts spielen solche Sensoren, v.a. in der Automobilindustrie eine große Rolle. So werden Mikrosysteme bei der Abstandsmessung für Einparkhilfen, Beschleunigungssensoren für ABS- und Airbaganwendungen und Drehratesensoren zur Ermittlung der Fahrzeugstabilität eingesetzt.

Einer der Hauptgründe für den vielfältigen Einsatz von MEMS ist die kostengünstige Massenfertigung dieser Bauteile. Mikrosysteme zeichnen sich zudem durch ihre Robustheit, Präzision und hohe Zuverlässigkeit aus. Die immer kleiner werdende Bauweise (Miniaturisierung) spiegelt sich auch im geringen Energieverbrauch wieder.

Viele der genannten Beispiele nutzen das kapazitive Wirkprinzip zur Messwertermittlung. Auf diesem Prinzip basiert auch der in dieser Arbeit verwendete Kapazitätsmesschip *AD7747* von *Analog Devices*. Er misst die Kapazität bzw. die Kapazitätsänderung und wandelt sie in einen digitalen 24-Bit-Wert um. Das Messprinzip erfolgt dabei nach der Delta-Sigma-Modulation.

In dieser Arbeit wurde ein Messgerät entwickelt mit dem es, auf Basis des *AD7747*-Chips, möglich ist, Kapazitäten im Pico-Bereich hochauflösend zu messen. Die ermittelten Messwerte werden dabei auf einen EEPROM-Speicher abgelegt, um unabhängig einer PC-Auswerteeinheit Messwerte zu ermitteln. Anschließend können die Messwerte über eine USB-Verbindung zum PC von der Auslese-Software entgegengenommen und ausgewertet werden. Es ist ebenso möglich, je nach Entfernung des Kapazitätsmessortes vom PC, eine Direktmessung von der PC-Software aus zu starten. Über die Software kann zudem der zeitliche Abstand zwischen zwei Messungen (die sog. Zeitschrittweite) für die ersten 16 Messrei-

hen im EEPROM des Messgerätes eingespeichert werden. Mit den vier eingebauten EEPROM-Speichern können über 65.000 Messreihen, bestehend aus Statusbit (Messreihennummer), Kapazitätswert und Temperaturwert, gespeichert werden.

Es wurde am Messgerät die Möglichkeit geschaffen einen externen Temperatursensor anzuschließen, der ebenso wie der Kapazitätsmesschip über die TWI-Schnittstelle angesprochen wird.

Es wurde sowohl für das Messgerät, als auch für die PC-Software, auf eine einfache und intuitive Bedienung viel Wert gelegt. Das Messgerät ist über fünf Taster bedienbar, die Auslese-Software ist über die PC-Maus bedienbar. Die PC-Software wurde mithilfe der freien Entwicklungsumgebung *Lazarus* geschrieben. Der Mikrocontroller Quellcode wurde mithilfe der Software *AVR Studio 4.18* in der Programmiersprache C geschrieben.

Die Menüauswahl wird über das am Messgerät angeschlossene LC-Display sichtbar. Ebenso werden die aktuell gemessenen Kapazitäts- und Temperaturwerte angezeigt.

Mit dem vorliegenden *AD7747*-Messchip ist es möglich Kapazitäten an einem Kondensator in einem Bereich von 0 pF bis ca. 26,7 pF zu messen. Ebenso kann der Chip die Kapazität eines Differentialkondensators in einem Bereich von ± 8 pF auswerten.

Die Testmessungen haben ergeben, dass die größtmögliche Latenzzeit des Kapazitätsmesschips von 219 ms genutzt werden sollte, um das Rauschen der Messergebnisse minimal zu halten. Es hat sich gezeigt, dass kleine Chip-Temperaturschwankungen ($\Delta 20$ °C) keinen nennenswerten Einfluss auf die Kapazitätsmessung haben. Alles in allem ist der *AD7747*-Kapazitätsmesschip in einem Messbereich bis mind. 17 pF für hochauflösende Messaufgaben sehr gut geeignet.



Abb. 37: Das fertige Kapazitätsmessgerät



Abb. 38: Anschlüsse des Kapazitätsmessgerätes: SHLD, CIN(-) CIN(+), Temperatursensor-Anschluss, USB (v.l.)

Abbildungsverzeichnis

Abb. 01: Feder-Masse-Dämpfer-System	3
Abb. 02: Schaltbild I-U-Wandler	7
Abb. 03: Schaltbild I-U-Wandler mit Sensor	8
Abb. 04: Prinzipskizze eines Lock-In Verstärkers	9
Abb. 05: Blockschaltbild eines analogen Delta-Sigma-Wandlers erster Ordnung.....	10
Abb. 06: Rechenbeispiel Delta-Sigma-Wandler für einen konstanten Eingangswert	11
Abb. 07: Blockschaltbilder der Kapazitätsmesschips AD7747, AD7746 und AD7746	13
Abb. 08: Beispiele für das Setzen des CAPDACs.....	14
Abb. 09: an der TU Chemnitz entwickelter Absolutdrucksensor mit kapazitiver Detektion...	16
Abb. 10: multimec® navimec-Tasterarray aus 5 Tastern	22
Abb. 11: Komponentenübersicht Kapazitätsmessplatine	24
Abb. 12: Anschlusspins des ATmega644P	24
Abb. 13: Blockschaltbild des MCP1702	26
Abb. 14: Schaltplan der Testplatine	27
Abb. 15: 3D Modell der Testplatine, erstellt mit EAGLE 3D.....	28
Abb. 16: EAGLE-Schaltplan der Messplatine vom Mikrocontroller und den Anschlüssen	30
Abb. 17: EAGLE-Schaltplan der Messplatine vom FT232RL Chip	31
Abb. 18: EAGLE-Schaltplan der Messplatine vom LC-Display	31
Abb. 19: EAGLE-Schaltplan der Messplatine von den EEPROMs	32
Abb. 20: Spannungsversorgung und -überwachung	33
Abb. 21: Tasterplatine in Originalgröße	33
Abb. 22: Das Grip-Tech T Gehäuse	34
Abb. 23: 3D Modell der Messplatine (Unterseite)	36
Abb. 24: Speicheraufteilung des EEPROMs Nr. 1 mit logischen Speicheradressen.....	38
Abb. 25: Speicherorganisation der vier EEPROMS	38
Abb. 26: Programmablaufplan des Mikrocontroller-Programms für den Messvorgang.....	39
Abb. 27: Menüführung auf dem Kapazitätsmessgerät	43
Abb. 28: Hauptbildschirm zum Auslesen von Messdaten im ‚einfachen Modus‘	44
Abb. 29: EEPROM-Messeinstellungen und die -Ausleseoptionen im erweiterten Modus.....	45

Abb. 30: Direktmessung über PC starten	45
Abb. 31: Schema Kommunikation des Mikrocontrollers mit der PC-Software	47
Abb. 32: Anschlusskonfiguration für den single-enden mode.....	50
Abb. 33: verschiedene Konfigurationen im single-ended mode	51
Abb. 34: Anschlusskonfiguration für den differential-mode	52
Abb. 35: verschiedene Konfigurationen im differential mode	53
Abb. 36: Platinen-Oberseite, Platinen-Unterseite	59
Abb. 37: Das fertige Kapazitätsmessgerät	62
Abb. 38: Anschlüsse des Kapazitätsmessgerätes	62

Tabellenverzeichnis

Tab. 01: Grundtypen kapazitiver Wandler nach	5
Tab. 02: Vor- und Nachteile der Überdeckungsvariation nach.....	5
Tab. 03: Vor- und Nachteile der Abstandvariation am Bsp. eines Differentialkondensators....	6
Tab. 04: Vergleich von AD7747 mit AD7745/AD7746.....	14
Tab. 05: Übersicht Spannungs- und Strombedarf der einzelnen Komponenten.....	25
Tab. 06: Stromaufnahme des Messgerätes für verschiedene Betriebszustände	49
Tab. 07: Ermittlung des Kapazitätswertes für einen CAPDAC-Schritt.....	50
Tab. 08: Kapazitätsschwankung bei verschiedenen Conversion-Times.....	54
Tab. 09: Reale Konvertierungszeit von Kapazitäts- und Temperaturmessung	55
Tab. 10: Ermittlung der Minimaldauer einer Kapazitäts- und Temperaturmessung (intern) .	56
Tab. 11: Performance des Kapazitätsmessgerätes und des Ausleseprogrammes.....	56

Diagrammverzeichnis

Diag. 01: Messbereich für Beispielkonfiguration 1a	51
Diag. 02: Messbereich für Beispielkonfiguration 1b	52
Diag. 03: Messbereich für Beispielkonfiguration 2a	53
Diag. 04: Messbereich für Beispielkonfiguration 2b	54
Diag. 05: Messwertschwankung in Abhängigkeit der Conversion Time	55
Diag. 06: Langzeitmessung Kapazität und Chiptemperatur	57
Diag. 07: Erhöhung der Messchiptemperatur	58
Diag. 08: Senkung der Messchiptemperatur	58

Literaturverzeichnis

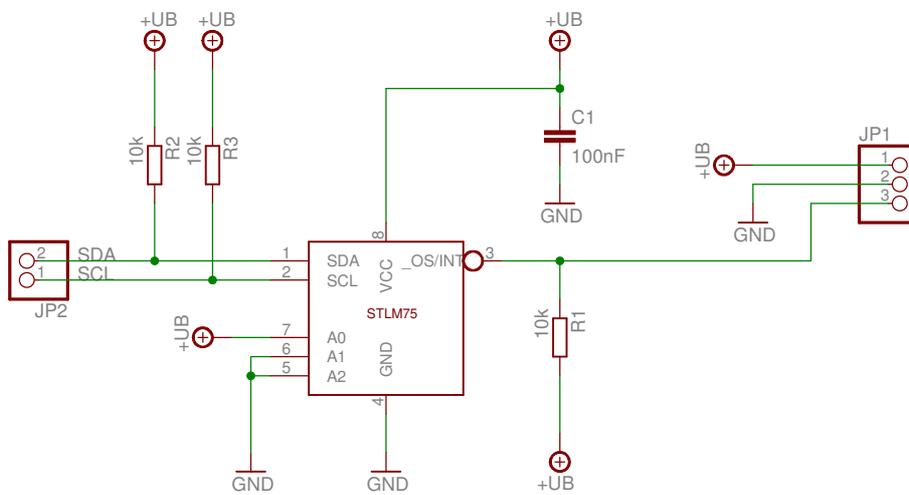
- [AD47] Datasheet: Analog Devices, Capacitance-to-Digital Converter AD7747, http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD7747.pdf (09.12.2011)
- [AD4546] Datasheet: Analog Devices, Capacitance-to-Digital Converter AD7745/AD7746, http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD7745_7746.pdf (09.12.2011)
- [AT24] Datasheet: Atmel, EEPROM AT24C1024, http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc1471.pdf
- [Beis11] http://www.beis.de/Elektronik/DeltaSigma/DeltaSigma_D.html (09.12.2011)
- [Box210] Grafik: Box Enclosures, Gehäuse 210-12-BK, <http://de.farnell.com/productimages/farnell/standard/101438505-40.jpg> (09.12.2011)
- [DOGM162] Datasheet: Electronic Assambly, Textdisplay DOGM162-A, <http://www.lcd-module.com/eng/pdf/doma/dog-me.pdf> (09.12.2011)
- [FT232] Datasheet: FTDI Chip, FT232R USB UART IC, http://www.ftdichip.com/Support/Documents/DataSheets/ICs/DS_FT232R.pdf (09.12.2011)
- [Ger06] Gerald Gerlach, Wolfram Dötzel: *Einführung in die Mikrosystemtechnik – Ein Kursbuch für Studierende*. Carl Hanser Verlag, München, Wien, 2006
- [Geß11] Prof. Geßner, TU Chemnitz, Vorlesung *Mikrotechnologien/Technologien der Mikrosystemtechnik*, Wintersemester 2010/2011
- [Glü05] Markus Glück: *MEMS in der Mikrosystemtechnik – Aufbau, Wirkprinzipien, Herstellung und Praxiseinsatz mikroelektromechanischer Schaltungen und Sensorsysteme*. Teubner Verlag, Wiesbaden 2005, S. 145-152
- [MCP1702] Datasheet: Microchip, Voltage Regulator MCP1702, <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/22008E.pdf> (09.12.2011)
- [Meg644] Datasheet: Atmel, 8-bit-Mikrocontroller ATmega644P, http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc8011.pdf (09.12.2011)
- [Meh11] Prof. Mehner, TU Chemnitz, Vorlesung *Mikro- und Nanosysteme*, Wintersemester 2010/2011

- [Mesch04] Ulrich Mescheder: *Mikrosystemtechnik – Konzepte und Anwendungen*. 2. Auflage. Teubner Verlag, Wiesbaden, 2004, S.103
- [MulNa5] Datasheet: mec switches, multimec® *navimec*,
http://www.mec.dk/files/apem/brochures/MEC/navimec_datasheet.pdf
(09.12.2011)
- [Rank09] Holger Rank: *Simulationsmodelle und Teststrukturen zur Bewertung des Einflusses der Aufbau- und Verbindungstechnik auf Funktionskennwerte mikro-mechanischer Beschleunigungssensoren*. Der andere Verlag, Tönning, 2010, S.25
- [Schwe09] Norber Schwesinger, Carolin Dehne, Frederic Adler: *Lehrbuch Mikrosystem-technik – Anwendungen, Grundlagen, Materialien und Herstellung von Mikro-systemen*. Oldenbourg Verlag, München, 2009, S. 95
- [WikADU11] <http://de.wikipedia.org/wiki/Analog-Digital-Umsetzer> (09.12.2011)

Anhang

- Schaltplan Temperatursensor STLM75
- Stücklisten (Kapazitätsmessgerät, Tasterplatine, Temperatursensor-Platine)
- Technische Zeichnungen
 - Gehäuse Seitenansicht-oben
 - Gehäuse Seitenansicht-unten
 - Gehäusedeckel Ansicht Oberseite

- CD mit Projektdaten
 - schriftliche Ausarbeitung
 - Testmessungen
 - Abbildungen
 - Fotos
 - Datenblätter
 - Software
 - EAGLE-Dateien (Schaltpläne, Board, Bauteilliste)
 - AVR Dateien (Mikrocontroller Programm)
 - Lazarus Dateien (PC-Auslesesoftware)
 - Creo Elements Dateien (Technische Zeichnungen Gehäuse)



TITLE: Platine_TemperatursensorV0_2

Document Number:

REV:

Date: 05.12.2011 11:07:10

Sheet: 1/1

Stückliste Kapazitätsmessgerät AD7747

Bauteil	Package	Wert, Beschreibung	Anz.	Bemerkung / Bestellnummer
Kondensator	SMD 0805	100nF	14	
Kondensator	SMD 1206	100nF	1	
Kondensator	SMD 0805	1uF	2	
Kondensator	SMD 1206	1uF	1	
Widerstand	SMD 1206	10k	3	
Widerstand	SMD 1206	2k2	2	
Widerstand	SMD 1206	1k	1	
Widerstand	SMD 1206	100R	2	
Widerstand	SMD 1206	470kR	4	
Diode	SOD323F	1N 4148 WS :: SMD-Si-Allzweckdioden, 75V, 0,15A	1	reichelt: 1N 4148 WS
Molex-Stecker	gewinkelt	4 Pins	2	
Molex-Stecker	gewinkelt	2 Pins	1	
Stiftleiste		1x4	1	
Stiftleiste		2x3	1	
Stiftleiste		2x5	1	
LED	3mm	gelb	1	
LED	3mm	grün	1	
Quarz	HC49/S	16MHz	1	reichelt: 16,0000-HC49U-S
SMB-Buchse	horizontal	female, SMB-Print-Einbaustecker 90° für RG174/U	3	reichelt: SMB ES2-L174
B-Mini-USB-Buchse	gewinkelt	USB-Einbaubuchse, B-Mini, gew., Printmontage	1	reichelt: USB BWM
nnp Transistor	TO92	BC547, 45V 0,1A 0,5W	1	reichelt: BC 547A
Schalter		Wippschalter, 1-polig, Ausschalter, I-O, sw	1	reichelt: WIPPE 1801.6115
EEPROM	DIP	AT24C1024B-PU25	4	Farnell: 1362646
IC: FT232RL	SSOP28	FT232RL, USB UART IC, SSOP 28	1	reichelt: FT 232 RL
Spannungsregler	SOT89	MCP1702T-3302E/MB - LDO REG, 250MA, 3.3V, SOT-89	1	Farnell: 1605558
IC: ATmega644P	TQFP44	ATMEGA644P-20AU	1	Farnell: 1455121
IC: AD7747	TSSOP16	AD7747ARUZ - CDC, 24BIT, TEMP SENS, SMD TSSOP16	1	Farnell: 1498726
Display		DOG-Serie 3,3V Hintergrund: weiss	1	Farnell: EA DOGM162W-A
LED Backlight		Farbe: blau	1	Farnell: EA LED55X31-B
Gehäuse		BOX ENCLOSURES - 210-12-BK - HAND, SCHWARZ	1	Farnell: 1014385
Batteriehalter		4xAA	1	Farnell: 1014515

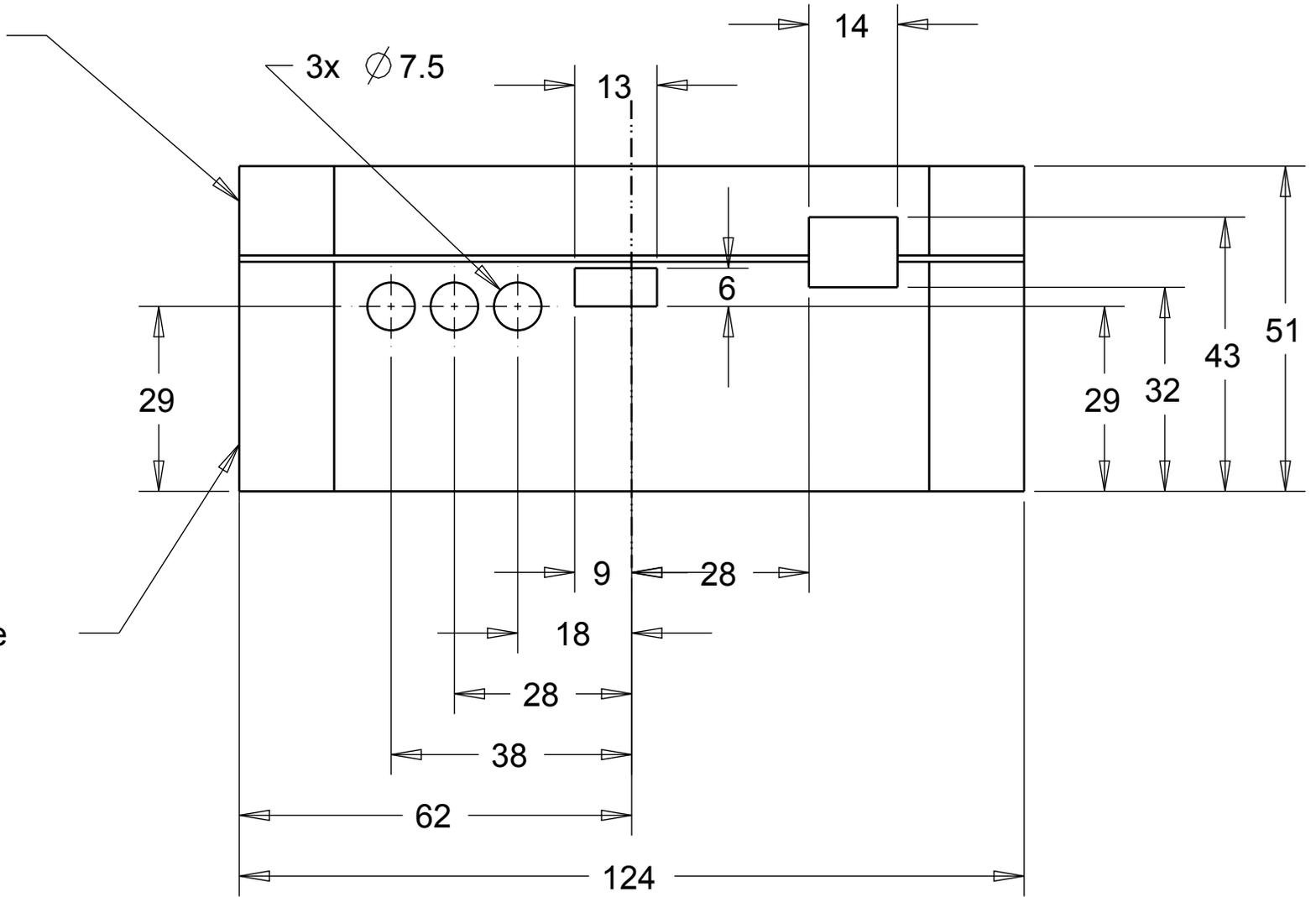
Stückliste Tasterplatine

Bauteil	Package	Wert, Beschreibung	Anz.	Bemerkung / Bestellnummer
Widerstand	SMD 0805	10k	5	
Stiftleiste		1x4	4	
Taster		Cursor-Taster für Aussenkreis, Printanschluss	6	reichelt: TASTER 3ATL6
Kappe		Kappe für Aussenkreis, rund, schwarz	4	reichelt: KAPPE 1ZB09
Kappe		Kappe für Mittelkreis, rund, blau	1	reichelt: KAPPE 1ZC09

Stückliste Temperatursensor-Platine

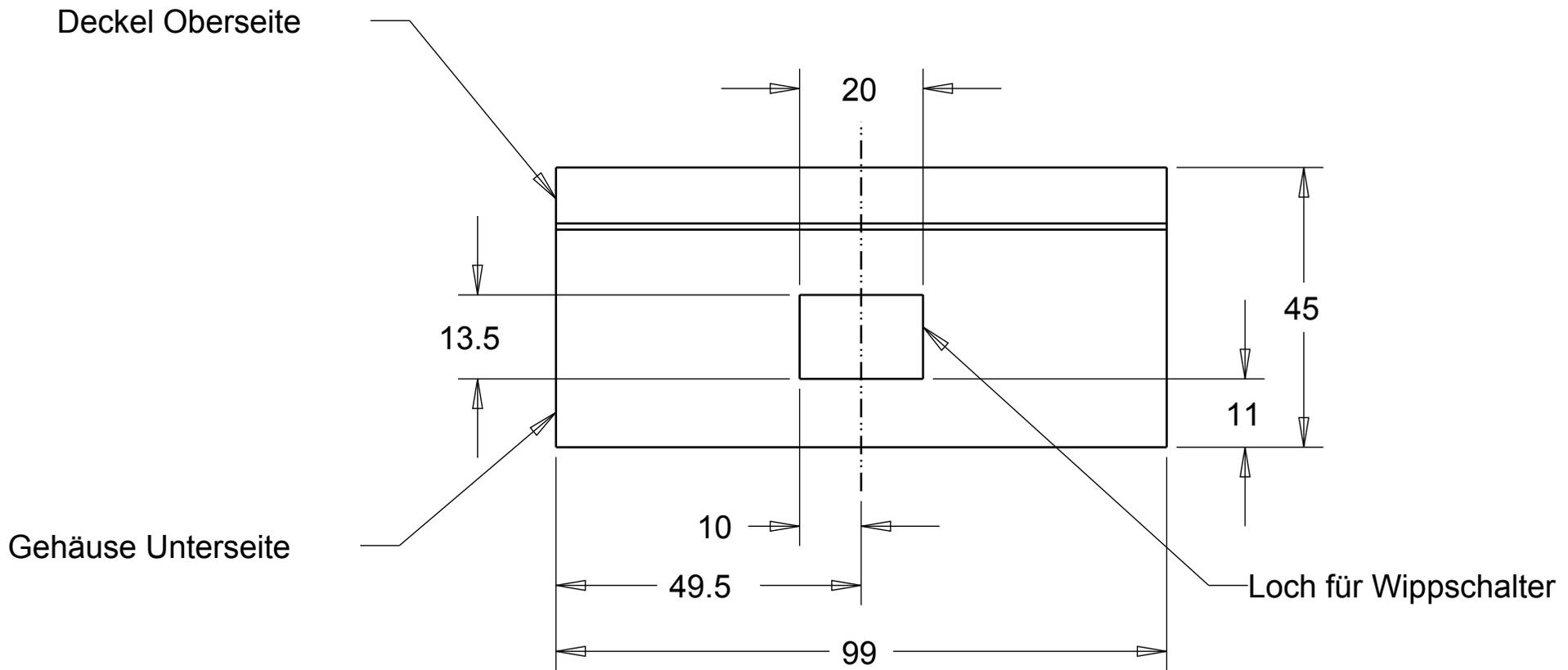
Bauteil	Package	Wert, Beschreibung	Anz.	Bemerkung / Bestellnummer
Widerstand	SMD 1206	10k	3	
Kondensator	SMD 0805	1x4	4	
Temperatursensor	SOIC	STLM75M2E	1	Farnell: 1737224

Deckel Oberseite

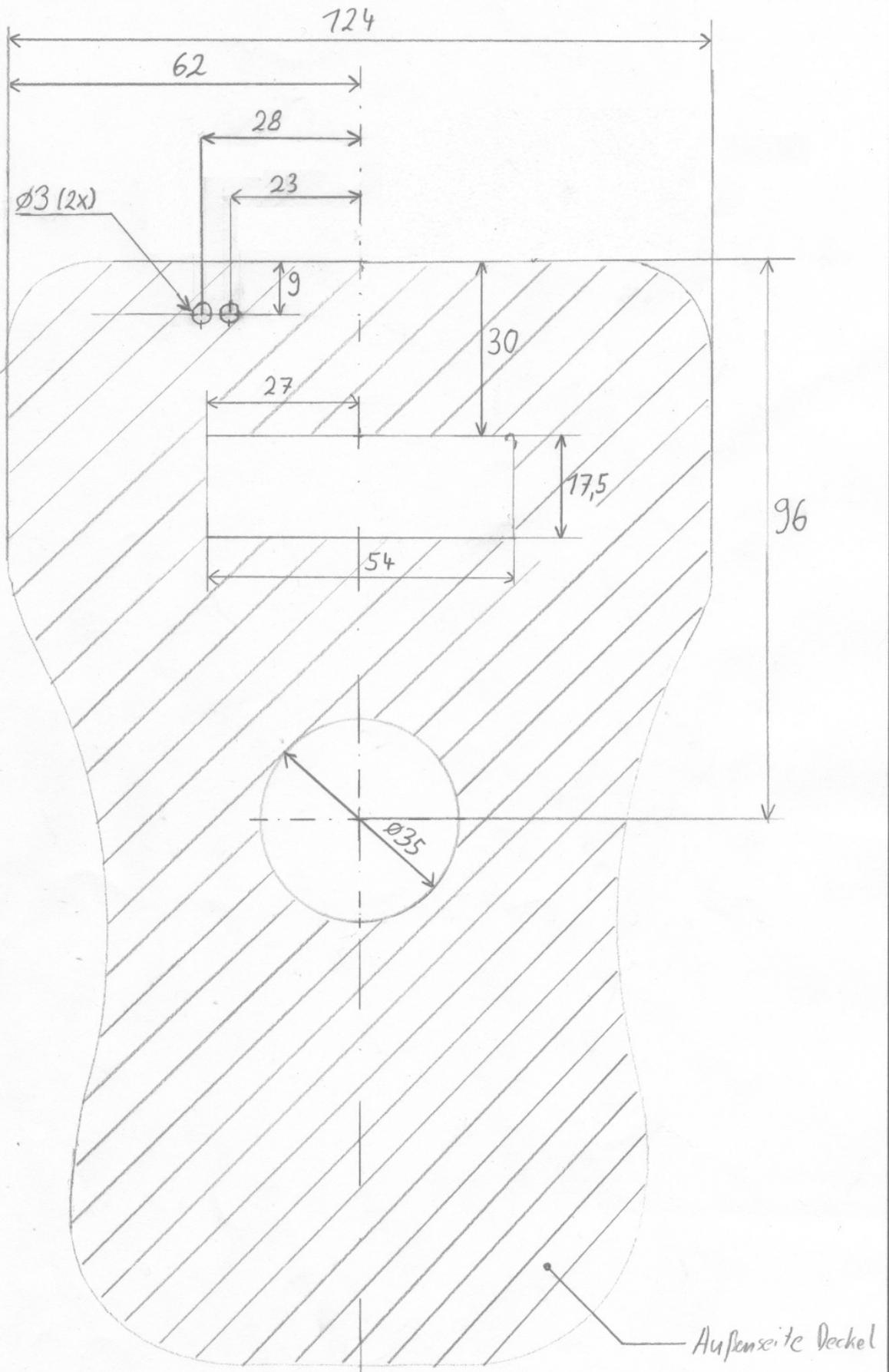


Gehäuse Unterseite

Name	Matrikel	Benennung	Maßstab	Werkstoff
Sebastian Weidlich		Gehäuse Seite oben	1:1	



Name	Matrikel	Benennung	Maßstab	Werkstoff
Sebastian Weidlich		Gehäuse Seite unten	1:1	



Name	Matrikel	Benennung	Maßstab	Werkstoff
Sebastian Weidlich		Gehäusedeckel Oberseite	1:1	

Selbstständigkeitserklärung

Ich erkläre, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig und nur unter Verwendung der angegebenen Quellen und Hilfsmittel angefertigt habe. Alle Stellen, die wörtlich oder sinngemäß aus Quellen entnommen wurden, sind als solche gekennzeichnet.

Chemnitz, den 12. Dezember 2011

Sebastian Weidlich