

Digitales Voltmeter

FRÜHLING 2022

BERUFSFACHSCHULE USTER BERUFSMATURITÄT

Autoren

Simon Widmer
Yoris Kucera
Angelo Pescarini

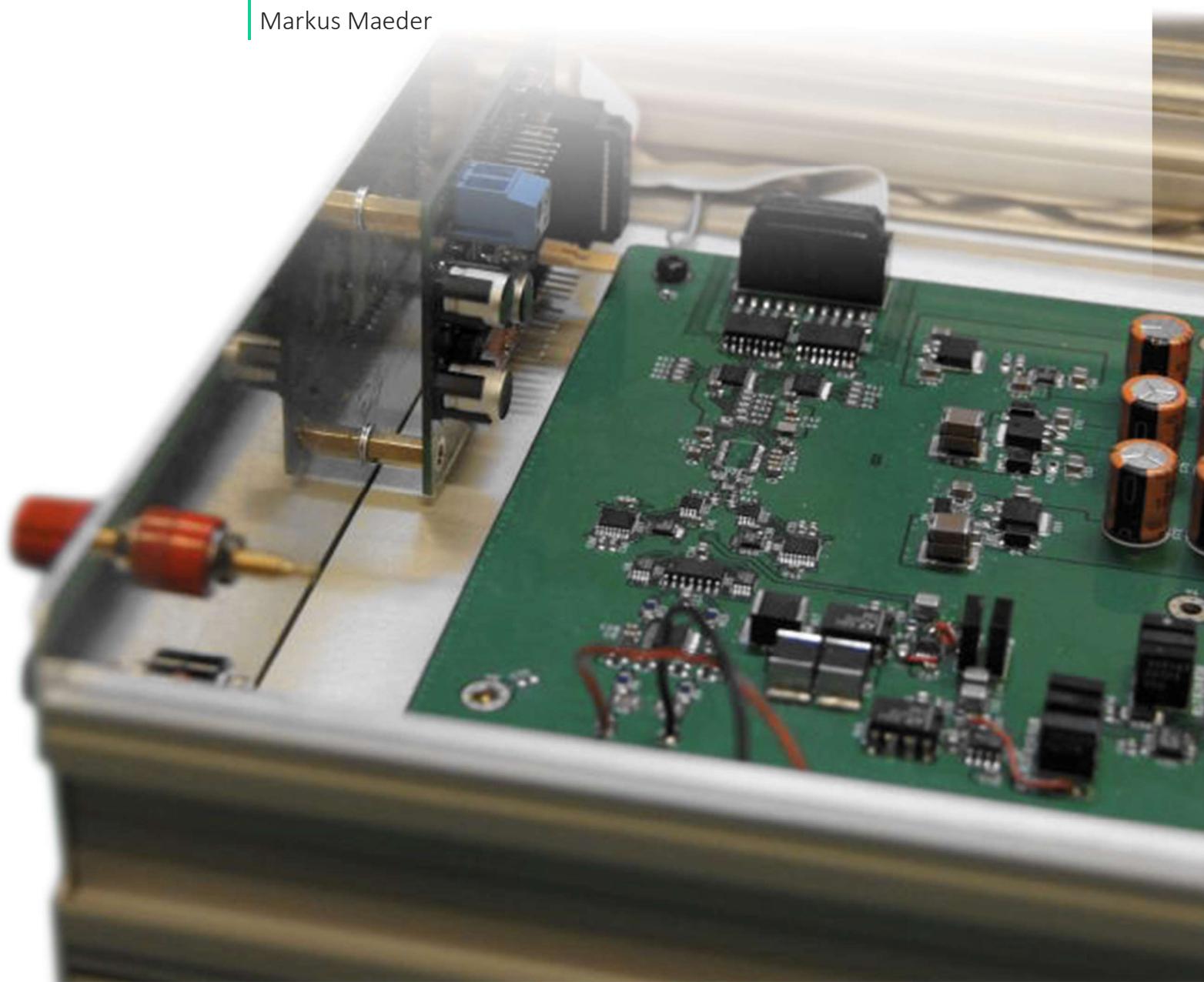
IDPA

13.04.2022

TE19BMA

Betreuer

Tobias Gerosa
Markus Maeder



Abstract

This paper outlines the attempt of developing a digital voltmeter from scratch. Our goal was for our voltmeter to have a non-linearity, a signal-to-noise ratio and both a temperature- as well as a long-term drift, comparable to leading industry standard devices. Furthermore, we defined goals regarding user-friendliness, development, and manufacturing. To achieve these goals, all the tasks were divided into three separate areas: software development, development and manufacturing of the digital circuit, and development and manufacturing of the analogue circuit. Over the course of development, we came across many issues for which we had to come up with appropriate solutions and elaborate on them. Additionally, we described the aspects of development for which special care should be taken, and where the physical boundaries regarding specifications of the voltmeter are. The voltmeter could not be made functional before the due date, thus we failed to achieve most of our goals. This paper, however, serves as a proof of concept, as, in a theoretical setting, our circuit can digitize voltages with an accuracy close to the physical measurement limit.

Zusammenfassung

In dieser Arbeit wird der Versuch beschrieben, ein digitales Voltmeter zu entwickeln. Unser Ziel war dabei, dass unser Voltmeter eine Nicht-Linearität, ein Signal-Rausch-Verhältnis und einen Temperatur- sowie Langzeitdrift aufweist, welche vergleichbar mit denen der marktführenden digitalen Voltmeter sind. Des Weiteren wurden Ziele bezüglich der Benutzerfreundlichkeit und der Entwicklung sowie Herstellung gesetzt. Um all diese Ziele zu erreichen, wurden die Aufgaben in drei Bereiche unterteilt, die Programmierung der Software, die Entwicklung und Herstellung der digitalen sowie der analogen Schaltung. Für die etlichen Probleme, die uns bei der Umsetzung unseres Vorhabens über den Weg gelaufen sind, haben wir Lösungen erarbeitet und diese ausführlich erläutert. Darüber hinaus haben wir beschrieben, auf was bei der Entwicklung eines Voltmeters zu achten ist und wo die physikalischen Grenzen bezüglich der Spezifikationen eines Voltmeters liegen. Zum Zeitpunkt der Abgabe konnte jedoch kein funktionsfähiges digitales Voltmeter hergestellt werden, wodurch wir den meisten von uns gesetzten Zielen nicht gerecht wurden. Die Arbeit dient dennoch als Proof-of-Concept, wobei mit dem von uns entwickelten Schaltungsprinzip in der Theorie Spannungen mit einer Genauigkeit digitalisiert werden können, welche nahe der physikalischen Messgrenze liegt.

1 Inhalt

1	Inhalt.....	1
2	Einleitung	2
3	Zielstellung.....	3
3.1	Ziele bezüglich der Entwicklung sowie der Herstellung.....	3
3.2	Technische Ziele.....	3
3.3	Ziele im Bezug zur Benutzerfreundlichkeit	6
4	Methodik	7
4.1	Aufgabenteilung.....	7
4.2	Ablauf.....	7
4.3	Zeitplan	8
4.4	Tools.....	8
4.5	Material.....	9
5	Voltmeter Entwicklung	10
5.1	Analog-Board Entwicklung	10
5.1.1	Funktionsprinzip Analog-Board.....	10
5.1.2	Schema Analog-Board.....	13
5.1.3	Layout Analog-Board.....	43
5.2	Digital Board.....	51
5.2.1	PCB Layout	51
5.2.2	Komponentenwahl.....	58
5.3	Die Softwareentwicklung	61
5.3.1	Aufteilung zwischen Firmware und Benutzersoftware (Applikation).....	61
5.3.2	Anforderungen.....	62
5.3.3	Umsetzung	64
6	Mechanik	73
6.1	Mechanische Bearbeitung von Gehäuse	73
6.2	PCB Bestückung.....	73
6.3	Montage	73
7	Inbetriebnahme	75
8	Fazit / Schlusswort.....	78
9	Quellenaufführung der Tabellen	79
10	Quellenverzeichnis.....	83

2 Einleitung

Die Metrologie ist die Wissenschaft des Messens und stellt eine der wichtigsten Disziplinen in unserem Fachbereich der Elektronik dar. Wir müssen auf verschiedenste physikalische Größen zurückgreifen. Die wichtigsten sind Spannung, Strom und Widerstand, wobei je nach Bereich auch weitere Einheiten von grosser Wichtigkeit sind.

Zur Messung dieser Größen werden entsprechende Geräte benötigt, welche meist hochkomplex sind. Hierdurch weckten sie unsere Neugierde und wir beschlossen, selbst ein solches Messgerät zu entwickeln. Dabei entschieden wir uns für das Voltmeter, genauer für den Bau eines digitalen Voltmeters. Dieses wird zur digitalen Messung von elektrischer Spannung eingesetzt. Der Grund dafür ist, dass die meisten physikalischen Größen nicht direkt gemessen werden können. Stattdessen werden eine oder mehrere andere Größen gemessen, mit Hilfe welchen man dann Rückschlüsse auf die tatsächliche Messgröße ziehen kann. Bei der digitalen Messung, fungiert meist die Spannung als die messbare Größe. Somit können mit einem Voltmeter nicht nur Spannungen gemessen werden, sondern es ist auch möglich, mit Hilfe eines entsprechenden Wandlers, Kräfte, Ströme, Widerstände, Temperaturen sowie diverse weitere physikalische Größen zu messen.

Da die Elektronik Präzision, Stabilität und Zuverlässigkeit fordert, sollte dementsprechend unser Voltmeter diese Anforderungen auch erfüllen. Wir haben den Anspruch, im Rahmen dieser Arbeit ein Voltmeter zu entwickeln, das Eigenschaften vergleichbar mit einem industriell verwendeten Gerät aufweist.

3 Zielstellung

Die Ziele unserer Arbeit für das digitale Voltmeter können in drei Kategorien eingeteilt werden: technischen Ziele, Ziele bezüglich der Benutzerfreundlichkeit und Ziele der Entwicklung und Herstellung. Für uns stehen bei dieser Arbeit die technischen Ziele im Vordergrund, da wir in ihnen die Herausforderung sehen.

3.1 Ziele bezüglich der Entwicklung sowie der Herstellung

Es gibt ein breites Spektrum an Umfängen, welches ein Projekt wie das unsrige annehmen kann. Auf der einen Seite des Spektrums liegt das Entwickeln und Herstellen eines Produkts mithilfe fertiger Module. Auf der anderen Seite kann ein Projekt ein derartiges Ausmass annehmen, dass fast alles bis hin zu den integrierten Schaltungen selbst entwickelt und hergestellt wird.

Unser Ziel ist es grundsätzlich so viel wie möglich selbst zu entwickeln und herzustellen. Da wir jedoch nicht die Zeit und das Wissen besitzen, um alles selbst machen zu können, müssen wir gewisse Teile priorisieren beziehungsweise auf die Entwicklung und Herstellung gewisser Dinge verzichten.

Wir entwickeln nur das meiste selbst, da wir nicht das Rad neu erfinden wollen. Genauer soll die Hardware nur auf allgemein verfügbare Komponenten basieren und sich auf bewährte Techniken stützen. Auf die Verwendung von fertigen Modulen ausgenommen sind Netzteile, Netzfilter und DC-DC-Wandler, ist dabei zu verzichten. Die Software soll selbst geschrieben werden und somit ist auf zusammen kopieren, des Codes zu verzichten.

Andererseits soll die Herstellung nur teils von uns selber gemacht werden. Die Platinen werden durch einen passenden Dienstleister hergestellt. Des Weiteren soll das Gehäuse des Voltmeters eingekauft werden. Die Montage, das Bearbeiten des Gehäuses sowie die Bestückung der Platinen wird hingegen selbst durchgeführt.

3.2 Technische Ziele

Die technischen Ziele können in unserem Fall in vier Kategorien unterteilt werden. Diese wären die Präzision, die Stabilität, den Messbereich und die Zuverlässigkeit. Jeder dieser vier Kategorien kann wiederum in weitere Ziele beziehungsweise Spezifikationen aufgeteilt werden. Nun gilt es jeder Spezifikation einen Wert zu geben, welchen wir erreichen wollen.

PRÄZISION

Die Präzision eines digitalen Voltmeters kann mithilfe diverser Einheiten angegeben werden. Dabei ist die Kernaussage immer die Gleiche. Nämlich, wie weit kann der gemessene Wert vom realen Wert abweichen. Für uns sind zwei Einheiten wichtig, dies wäre die Nicht-Linearität und das Signal-Rausch-Verhältnis.

Das Signal-Rausch-Verhältnis, kurz SNR, beschreibt das Verhältnis des Rauschens in der Messung zum zu messenden Signal. Dabei wird angenommen, dass das Signal die höchst zulässige Magnitude aufweist. Bei kommerziellen Voltmetern liegt das SNR bei einer Integrationszeit von einer Sekunde zwischen 60 dB (gleich 10^3) bis hin zu den weltbesten Voltmetern mit einem SNR von etwa 130 dB (gleich $10^{6.5}$). Da wir uns herausfordern wollen und uns fähig fühlen, ein sehr genaues Voltmeter zu entwickeln, setzen wir uns zum Ziel, ein SNR von 120 dB (10^6) bei einer Integrationszeit von einer Sekunde zu erreichen.

Die Nicht-Linearität ist eine andere Spezifikation, welche zu Ungenauigkeiten in der Messung führen kann. Sie ist definiert, wie der Name schon erahnen lässt, als die Nicht-Linearität der Transferfunktion des Voltmeters. Die Linearität ist dabei eine sehr schwierig zu messende Spezifikation, was zur Folge hat, dass es auch schwierig ist, ein Voltmeter mit hoher Linearität zu entwickeln

Grund dafür ist, dass die Effektivität gewisser Entscheidungen bezüglich der Verbesserung der Nicht-Linearität, die wir bei der Entwicklung treffen, nicht validiert werden können. Somit setzen wir unser Ziel für die Linearität mit ± 5 ppm Nichtlinearität mehr oder weniger moderat.

STABILITÄT

Bei der Stabilität gibt es wieder diverse Einheiten, um quantitative Aussagen über die Stabilität treffen zu können. Wobei hier wiederum zwei Einheiten für uns am wichtigsten sind. Dies sind der Temperaturkoeffizient und die Langzeitstabilität.

Der Temperaturkoeffizient ist das Verhältnis der Änderung im Messwert zur Umgebungstemperatur. Dies mag vielleicht als insignifikant erscheinen, was es aber auf keinen Fall ist. Grund dafür ist, dass, wenn bei der Messung ein SNR von 120 dB, also 10^{-6} erreicht werden kann, eine Änderung von einem Millionstel schon sichtbar wird. Ein niedriger Temperaturkoeffizient kann grundsätzlich nur durch zwei Arten erreicht werden. Die erste Art ist, Bauteile zu wählen, welche entsprechend niedrige Temperaturkoeffizienten aufweisen. Die zweite Möglichkeit ist es, die Temperatur, welche im Innern des Voltmeters herrscht, zu steuern. Beide Methoden sind sehr kostspielig, was uns als Lehrlinge somit keinen Gefallen tut. Demnach setzen wir das Ziel für den Temperaturkoeffizienten mit ± 5 ppm/ $^{\circ}\text{C}$, eher tief an, jedoch wird dies dennoch kein Kinderspiel.

Die Langzeitstabilität beschreibt das Verhältnis der Änderung des Messwertes über einen gewissen Zeitraum. Die Änderung des Messwertes pro Zeiteinheit nimmt dabei exponentiell mit der Zeit ab. Dies ist auch der Grund, wieso die Langzeitstabilität in ppm/VkHr angegeben wird. Da auf die Langzeitstabilität bei der Entwicklung keinen grossen Einfluss genommen werden kann und fast nur von den gewählten Bauteilen abhängt, müssen wir bei diesem Punkt unser Ziel mit ± 25 ppm/VkHr eher niedrig setzen.

MESSBEREICH

Um die Anwendungsbereiche für unser Voltmeter zu maximieren, sollte es mehrere Messbereiche haben. Dabei ist es jedoch schwierig, ein Voltmeter zu entwickeln, welches sowohl hohe Spannungen wie auch kleine Spannungen messen kann, ohne dass andere Ziele wie das SNR und die Linearität darunter leiden. Da bei einem Grossteil von Messungen so oder so nur Spannungen zwischen einigen Hundert Millivolt bis einigen Dutzend Volt gemessen werden, ist dementsprechend auch unser Ziel für die Messbereiche definiert. Dies währen ein ± 20 V, ein ± 2 V und ein ± 200 mV Messbereich.

Eine weitere Spezifikation, die zum Messbereich gehört, ist die Abtastrate beziehungsweise der Frequenzbereich, welcher gemessen werden kann. Grundsätzlich misst dabei ein Voltmeter nieder frequente Spannungen, demnach darf die Abtastrate sehr niedrig sein. Weiter ist zu beachten, dass Interferenzen durch die 50 Hz Netzspannung ein Problem darstellen bei Messungen mit einer solch hohen Präzision, wie wir sie uns zum Ziel gesetzt haben. Demnach ist es kein Problem, wenn Frequenzen von grösser 50 Hz nicht gemessen werden können. Somit ist unser Ziel, über mindestens 50^{-1}Hz^{-1} beziehungsweise ein ganzzahliges Vielfaches dieser Zeit das zu messende Signal zu integrieren. Diese Spezifikation wird dabei meist in Number-of-Powerline-Cycles angegeben, kurz NPLC. Dabei erscheint ein Bereich von 1 bis 100 NPLC für uns sinnvoll, was demnach auch unser Ziel ist.

ZUVERLÄSSIGKEIT

Bei der Zuverlässigkeit ist es uns wichtig, dass unser Voltmeter Fehlhandhabungen im Sinne von Überspannungen überleben kann. Dabei können in unserem Fall Überspannungen in zwei Arten unterteilt werden, in Differenzial- und Gleichtaktspannungen.

Eine Differenzialüberspannung besteht dann, wenn die Differenz des Spannungspotenzials zwischen dem positiven und negativen Eingang des Voltmeters einen gewissen Wert überschreitet. Ein sinnvoller Wert für die maximale Differenzialüberspannung ist unserer Meinung nach das Doppelte der höchsten messbaren Spannung. Somit setzen wir uns zum Ziel, dass unser Voltmeter Differenzialüberspannungen von ± 40 V ertragen kann.

Eine Gleichtaktüberspannung besteht dann, wenn der positive oder der negative Eingang des Voltmeters ein gewisses Potenzial im Verhältnis zur Erde überschreitet. Für die maximale Gleichtaktüberspannung, welche das Voltmeter mindestens überleben soll, erscheint uns die Amplitude der Netzspannung mit 325 V als sinnvoller Wert.

In Tabelle 1 sind nochmals alle Technischen Ziele aufgelistet:

Funktion	Kriterium	Wert	Einheit
Signal-Rausch-Verhältnis	Abtastfrequenz = 1Hz	>120dB	Digits
Linearität		± 5	ppm
Temperaturkoeffizient	Bereich von $23^\circ\text{C} \pm 10^\circ\text{C}$	<10	ppm/ $^\circ\text{C}$
Langzeitstabilität		<50	ppm/VkHr
Messbereiche		± 20 ± 2 ± 200	V V mV
Umwandlungsgeschwindigkeit	50Hz Netzfrequenz	1 bis 100	NPLC
Differenzialüberspannungsschutz		>40	V
Gleichtaktspannungsschutz	Gleichtakt referenziert zu Erde	>325	V

Tabelle 1 Technische Ziele

3.3 Ziele im Bezug zur Benutzerfreundlichkeit

Die Ziele im Bezug zur Benutzerfreundlichkeit stehen, wie bereits erwähnt, nicht im Vordergrund. Dennoch muss definiert werden, wie das Gerät bedient werden soll, wie es mit Strom versorgt werden soll und was für ein Format es haben soll.

Allgemein gibt es zwei Arten von Voltmetern, die tragbaren Voltmeter und die Tischvoltmeter. Aufgrund der sehr hochgesteckten technischen Ziele ist es nicht möglich, die benötigte Schaltung in ein handliches Format zu bringen. Somit soll unser Voltmeter ein Tischvoltmeter werden.

Für uns ist es grundsätzlich nur wichtig, dass die Messresultate des Geräts gelesen werden kann und die Messbereiche eingestellt werden können. Um dies zu erreichen könnte ein Display zusammen mit Knöpfen verwendet werden, was jedoch ein nicht vernachlässigbarer Aufwand wäre. Die andere Möglichkeit ist, das Voltmeter über einen Computer zu steuern, was um einiges einfacher umzusetzen ist. Demnach soll mit unserem Voltmeter per Computer interagiert werden.

Bei der Stromversorgung gibt es insgesamt nur zwei Möglichkeiten. Das Voltmeter kann mithilfe von Batterien gespiesen werden oder es kann über das Netz gespiesen werden. Da wir keine Freunde von ständigem Aufladen von Batterien sind, soll unser Voltmeter durch das Netz gespiesen werden.

4 Methodik

4.1 Aufgabenteilung

In der Industrie wird ein Projekt wie unser Voltmeter generell in drei individuelle Module aufgeteilt. Dazu gehört die Schaltung, die Mechanik und die Software. Die drei Teile sind allesamt voneinander abhängig und werden von separaten Teams entwickelt. Dementsprechend haben auch wir unser Voltmeter in diese drei Kategorien aufgeteilt. In unserem Fall konnte jedoch die Schaltung weiter unterteilt werden in einen analogen und einen digitalen Teil. Nach vorsichtiger Bewertung unserer jeweiligen Stärken, Schwächen und Interessen, haben wir uns für die Unterteilung sichtbar in Tabelle 2 entschieden.

Simon Widmer	Angelo Pescarini	Yoris Kucera
Entwicklung der analogen Schaltung, Bestückung entsprechender Leiterplatte	Entwicklung der digitalen Schaltung, Bestückung entsprechender Leiterplatte	Entwicklung der Software, Programmierung der digitalen Schaltung
Mechanisches Design, Herstellung entsprechender mechanischer Komponenten		Softwarequalitätskontrolle
		Endmontage und Verifizierung des digitalen Voltmeters

Tabelle 2 Unterteilung der Aufgaben

Die Entscheidung wer die Mechanik übernimmt, haben wir auf der Basis von Zeitaspekten gefällt. Sowohl die Mechanik als auch die Software konnten erst vervollständigt werden, sobald beide Teile der Schaltung komplett waren.

4.2 Ablauf

Der zeitliche Ablauf der Arbeit ist ebenfalls aus der oben dargestellten Tabelle ableitbar:

Das Projekt begann mit der analogen Schaltung, da alles andere darauf basiert. Dieser Aufgabe hat sich Simon Widmer gewidmet, und hat schon sehr früh im Schuljahr mit ersten Vorbereitungen begonnen. Nach der Vervollständigung der analogen Schaltung konnte Angelo Pescarini mit der Entwicklung der digitalen Schaltung beginnen. Sobald die definitiven Schaltpläne entwickelt waren, konnte Yoris Kucera mit der Entwicklung der Software starten. Dazu gehörten sowohl Firmware, als auch Benutzersoftware.

Gleichzeitig kümmerten sich Simon Widmer und Angelo Pescarini um eine möglichst schnelle externe Herstellung via einen PCB Hersteller und anschliessende Bestückung ihrer entwickelten PCBs.

Sowohl Software als auch Hardware sollten nach Fertigstellung ausführlich zuerst einzeln und anschliessend zusammen getestet werden. Diesen Schritt haben wir gemeinsam eingeplant. Sobald die einzelnen Module (PCBs und Firmware) hinreichend getestet wurden, konnte die Endmontage und eine finale Schlusskontrolle erfolgen.

4.3 Zeitplan

Schliesslich haben wir aufgrund des abgeschätzten Aufwands einen detaillierten Zeitplan erstellt, welcher uns half, termingerecht unser Projekt abzuschliessen. Die einzelnen Arbeitsschritte, der abgeschätzte Zeitaufwand, das Zielsdatum, bis wann der Schritt erledigt werden musste und der zuständige Bearbeiter sind unten aus der Tabelle 3 ersichtlich.

Beschreibung	Sollzeit	Solldatum	Person(en)
Analogboard Planung	10 Std.	05.12.2021	Simon Widmer
Digitalboard Planung	24 Std.	13.12.2021	Angelo Pescarini
Formfaktor Planung	3 Std.	03.12.2021	Simon Widmer, Angelo Pescarini
Analogboard Entwurf	25 Std.	19.12.2021	Simon Widmer
Digitalboard Entwurf	30 Std.	03.01.2022	Angelo Pescarini
Firmware Planung	2 Std.	03.01.2022	Yoris Kucera
Firmware Entwicklung	12 Std.	09.01.2022	Yoris Kucera
Gehäuse Erstellen (Digital)	5 Std.	07.01.2022	Simon Widmer, Angelo Pescarini
Firmware Qualitätskontrolle	4 Std.	07.01.2022	Yoris Kucera
PCB Bestellen		04.02.2022	
Board Bestückung	4 Std.	06.02.2022	Simon Widmer, Angelo Pescarini
Botching	3 Std.	07.02.2022	Simon Widmer, Angelo Pescarini
Firmware Upload	2 Std.	08.02.2022	Yoris Kucera
Gehäuse modifizieren	3 Std.	08.02.2022	Simon Widmer, Angelo Pescarini, Yoris Kucera
Burn-In	112 Std.	12.03.2022	Simon Widmer
Überprüfung der Spezifikationen	3 Std.	19.03.2022	Simon Widmer, Angelo Pescarini, Yoris Kucera
Schluss	8 Std.	19.03.2022	Simon Widmer, Angelo Pescarini, Yoris Kucera
Fertigstellen der Arbeit*	30 Std.	12.04.2022	Simon Widmer, Angelo Pescarini, Yoris Kucera

* Das Verfassen der Arbeit soll neben dem Erledigen der obenaufgeführten Aufgaben gemacht werden.

Tabelle 3 Zeitplan

4.4 Tools

Bei der Entwicklung beschränkten wir uns ausschliesslich auf uns bereits bekannte Software-Tools, welche für uns frei zugänglich sind, zumal unsere finanziellen Möglichkeiten einen Kauf einer kommerziellen Software nicht erlaubten und die beschränkte Projektzeit eine Einarbeitung in eine neue Softwareumgebung verunmöglicht.

Für die Entwicklung und Herstellung des Voltmeters sowie der Überprüfung der Spezifikation werden wir zusätzliche Instrumente / Messgeräte benötigen. Glücklicherweise können wir für diese Aufgaben auf die Hilfe des EMV-Labors der Mettler-Toledo zählen. Dort können wir, soweit nötig, entsprechende Messungen mit hochpräzisen Geräten durchführen.

4.5 Material

Für die Herstellung des digitalen Voltmeters benötigten wir eine grosse Anzahl von Komponenten. Die Wahl dieser Komponenten ist ein zentraler Teil unserer Maturaarbeit.

Erste Abschätzungen ergaben, dass die Materialkosten für ein Voltmeter mit den von uns gewünschten Zielspezifikationen ziemlich hoch ausfallen würden- das heisst Grössenordnung 1000 – 2000 Franken. Deshalb entschieden wir uns, die wichtigsten Zulieferer (resp. Hersteller) anzufragen, ob sie uns entsprechende Muster zur Verfügung stellen würden. Überraschenderweise bekamen wir diverse positive Zusagen von namhaften Herstellern. In der nachfolgenden Tabelle 4 sind entsprechende Hersteller und die Komponentenkategorie, für welche wir sie angefragt haben, aufgeführt.

Hersteller	Komponentenkategorie
Abracon LLC.	Quarze, Oszillatoren und Resonatoren
Analog Devices Inc.	Analoge und digitale Komponenten
AVX Corporation	Passive Komponenten
Coilcraft Inc.	Induktivitäten, Drosseln und Transformatoren
Hammond Manufacturing Co. Ltd.	Transformatoren und Elektronikgehäuse
Maxim Integrated Corporation	Analoge und digitale Komponenten
Murata Manufacturing Co. Ltd.	Passive Komponenten, Leistungselektronik
TE Connectivity Ltd.	Elektromechanische und Mechanische Komponenten.
Texas Instruments Inc.	Analoge und digitale Komponenten
WIMA GmbH	Folien Kondensatoren
Würth Elektronik GmbH	Passive und Mechanische Komponenten

Tabelle 4 Hersteller

Dies bietet uns die Möglichkeit, praktisch frei die gewünschten Komponenten einzusetzen. Weitere Bauteile, die nicht gratis zur Verfügung gestellt werden, können einfach bei Grosshändlern oder direkt bei den Herstellern gekauft werden.

Die Leiterplatten sollen bei JLCPCB, einem chinesischen Platinenhersteller, in Auftrag gegeben werden.

5 Voltmeter Entwicklung

5.1 Analog-Board Entwicklung

Grundsätzlich wird für eine Messung jeglicher Art einer zu messenden Grösse einen Wert zugeordnet. Dabei gibt es in Tat und Wahrheit nur 7 sogenannte Basisgrößen die sogenannten SI-Einheiten, aus welchen jede andere physikalische Einheit abgeleitet ist. Seit dem 20. Mai 2019 gelten diese Einheiten nun auch für die «Ewigkeit» da per Beschluss der CGPM alle diese Einheiten nun auf eine physikalische Konstante zurückzuführen sind und somit unveränderbar sind.¹

In unserem Fall ist die zu messende Grösse die Spannung. Dabei beschreibt die Spannung V , wie viel Arbeit J pro Elektrischer Ladung C verrichtet werden kann. Siehe Formel 1.

$$V = \frac{J}{C} \quad (1)^2$$

Nun soll das Analog-Board das Verhältnis der Arbeit zur Ladung messen. Glücklicherweise ist es bei Spannungen möglich diese direkt zu messen, ohne dass ein Umweg über die zuvor genannten Einheiten genommen werden muss. Nun muss bei der Entwicklung des Analog-Boards zuerst ein Funktionsprinzip erstellt werden. Aus diesem muss dann ein entsprechendes Schema entwickelt werden. Zu guter Letzt, muss aus dem Schema ein Layout gezeichnet werden.

5.1.1 Funktionsprinzip Analog-Board³

Prinzipiell kann die analoge Schaltung des unsrigen unseres digitalen Voltmeters auf das in Abbildung 1 zu sehende Funktionsprinzip heruntergebrochen werden. Dabei ist dies kein allgemeines Rezept für Erfolg. Jedoch ist unser Funktionsprinzip ähnlich dem des HPM7177 Digitizer. Wobei genanntes Gerät in einer höheren Liga spielt und demnach einige Ansätze verfolgt, die für das Erreichen unserer Spezifikationen nicht von Nöten sind.

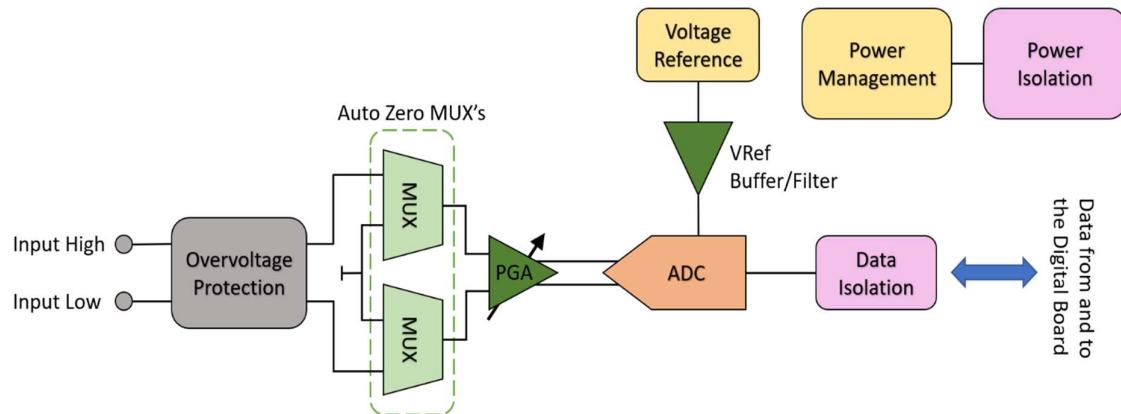


Abbildung 1 Blockdiagramm Analog-Board⁴

¹ Bureau International des Poids et Mesures: *The International System of Units*; Sèvres: Bureau International des Poids et Mesures. 2019. [ISBN 978-92-822-2272-0]

² Formeln sind mit dieser Notation nummeriert und werden entsprechend referenziert.

³ Zumbahlen, Hank: *Basic Linear Design. Chapter 7: Data Converter Support Circuits*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2007. [ISBN-0-916550-28-1]

⁴ Erstellt von Simon Widmer

5.1.1.1 ADC

Wie zuvor erwähnt, ist eine Messung definiert als der Prozess des Vergleichs eines unbekannten Wertes einer Grösse mit einem Standard selbiger Grösse. Demnach wird als Erstes einmal ein Weg benötigt, um das Verhältnis zweier Spannungen digital zu ermitteln. Hier kommen die sogenannten Analog-Digital-Wandler, meist auch ADCs genannt, ins Spiel. Sie ermöglichen, wie es der Name schon erahnen lässt, die Umwandlung des Verhältnisses eines bekannten Wertes zu einem unbekannten Wert einer Grösse in eine digitale Approximation des selbigen Verhältnisses. Meist bezieht man sich dabei auf die Umwandlung eines Spannungsverhältnisses.

5.1.1.2 Referenz

Da der ADC nur das Verhältnis zweier Werte einer Grösse digitalisiert, benötigt man demnach noch eine Referenz selbiger Grösse. Dies ist in unserem Fall eine Spannungsreferenz. Der Ausgangsspannung dieser Referenz wird nach dem Bau des Voltmeters einen genauen Wert zugeordnet. Aus diesem Wert und aus den vom ADC gemessenen Verhältnissen kann dann wieder eine Spannung kalkuliert werden.

5.1.1.3 Uref Buffer / Filter

Aus der zuvor genannten Definition einer Messung wird ersichtlich, dass jede Abweichung und jedes Rauschen der Referenzspannung zu Fehlern und Rauschen im Messresultat führt. Demnach ist es von Vorteil, wenn die Referenzspannung so geräuscharm wie möglich ist. Um dies zu erreichen, wird das Rauschen auf der Referenzspannung noch mithilfe eines Tiefpassfilters so gut wie möglich gedämpft.

5.1.1.4 PGA

Da wir uns zum Ziel gesetzt haben, dass unser Voltmeter drei verschiedene Messbereiche haben soll, benötigen wir eine Möglichkeit, die zu messende Spannung um einen definierten Wert zu dämpfen oder zu verstärken, damit der ADC auch Signale digitalisieren kann, die nicht in seinem Messbereich liegen. Die beschriebene Funktion entspricht jener eines sogenannten Programmable-Gain-Amplifier, kurz PGA.

5.1.1.5 Auto Zero MUX

Eine wichtige Funktion, die die meisten hochauflösenden Voltmeter mit sich bringen, ist das sogenannte Autozero. Hierbei wird der positive sowie der negative Eingang zuerst von der Messschaltung durch einen analogen Multiplexer getrennt. Danach werden, wiederum durch einen analogen Multiplexer, die beiden Messeingänge der Messschaltung selbst kurzgeschlossen. In diesem Zustand wird dann eine Messung durchgeführt, dessen Wert von späteren, normalen Messungen abgezogen wird. Dies hat zur Folge das alle Offsetfehler in der Schaltung kompensiert werden und somit ein weniger fehlerbehaftetes Messresultat zustande kommt.

5.1.1.6 Over Voltage Protection

Um das Voltmeter vor Schäden zu bewahren, muss ein Überspannungsschutz zwischen den Eingängen und der Messschaltung eingesetzt werden.

5.1.1.7 Power Isolation und Data Isolation

Damit das Analog-Board potenzialfrei ist und nicht auf Erde referenziert ist muss zum einen eine Isolation der Stromversorgung vorgenommen werden. Dies wird in unserem Fall, da das DVM mit Netzspannung versorgt wird, mithilfe eines Transformators gemacht. Zum anderen ist es auch von Vorteil das Analog-Board vom Digital-Board galvanisch zu trennen. Dies bedeutet einerseits, dass zwei Transformatoren oder einen mit zwei isolierten Sekundärwicklungen verwendet werden müssen, damit die Stromversorgung des Analog-Boards von der des Digital-Boards isoliert ist. Andererseits heißt dies, dass kapazitive, induktive oder optische Isolatoren verwendet werden müssen, um die Kommunikation zwischen dem Digital-Board und dem Analog-Board galvanisch getrennt durchführen zu können.

5.1.1.8 Power Management

Da die Ausgangsspannung eines Transformators AC ist, muss diese noch gleichgerichtet, geglättet und zum Schluss noch geregelt werden. Aufgrund der Komplexität des Analog-Boards müssen dabei verschiedene Linearregler verwendet werden, um die verschiedenen Versorgungsspannungen zu generieren. All dies wird im Block Power Management gemacht.

5.1.2 Schema Analog-Board

5.1.2.1 ADC

Der ADC stellt das Herzstück unserer Schaltung dar und ist somit auch die Komponente, welche als erstes definiert werden muss. Weiter führt dies dazu, dass die restliche Schaltung auf die Architektur des ADCs sowie den gewählten IC abgestimmt werden muss. Heutzutage gibt es diverse Techniken, um analog zu digital Umwandlungen durchzuführen. Dabei gibt es jedoch nur drei verschiedene Typen ADCs die das Potenzial besitzen, unseren Anforderungen nachzukommen und somit auch für uns in Frage kommen würden.

5.1.2.1.1 Dual-Slope ADC⁵

Die in den 1950er-Jahren entwickelte Dual-Slope Architektur ist und bleibt einer der Industriestandards für Messgeräte, bei welchen hohe Auflösung und exzellente Linearität von grosser Wichtigkeit sind. Dabei basieren die besten Referenzmultimeter wie das HP3458A⁶ und das Fluke 8588A⁷ auf dieser Architektur. Ein vereinfachtes Schaltschema eines Dual-Slope ADCs ist in Abbildung 2 zu sehen. Dabei besteht dieser aus einem Integrator, einem Komparator, einem Umschalter sowie ein wenig komplementärer Logik.

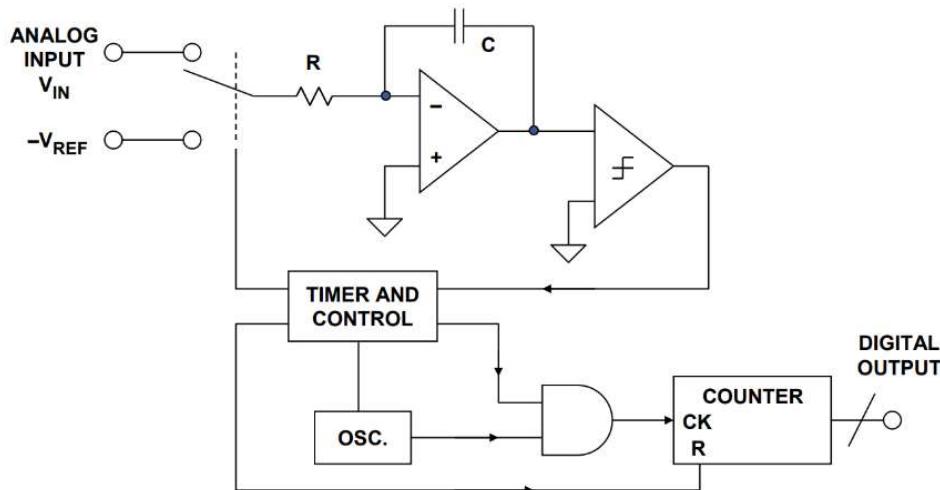


Abbildung 2 Dual-Slope Funktionsschema⁸

⁵ Kester, Walt / Bryant, James: *MT-027 TUTORIAL. ADC Architectures VIII: Integrating ADCs*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2009. [www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-027.pdf (10.04.2022)]

⁶ Hewlett-Packard: *Component-Level Information Packet for HP 3458A Digital Multimeter*; Palo Alto: HP Inc. 1989. [https://xdevs.com/doc/HP_Agilent_Keysight/3458A/doc/3458A%20CLIP.pdf (10.04.2022)]

⁷ Fluke: *Application note. Inside the newest 8.5 digit Reference Multimeter*; Everett: FLUKE CORPORATION. 2021. [<https://eu.flukecal.com/de/literature/articles-and-education/electrical-calibration/application-notes/inside-newest-85-digit-re> (10.04.2022)]

⁸ Kester, Walt / Bryant, James: *MT-027 TUTORIAL*.

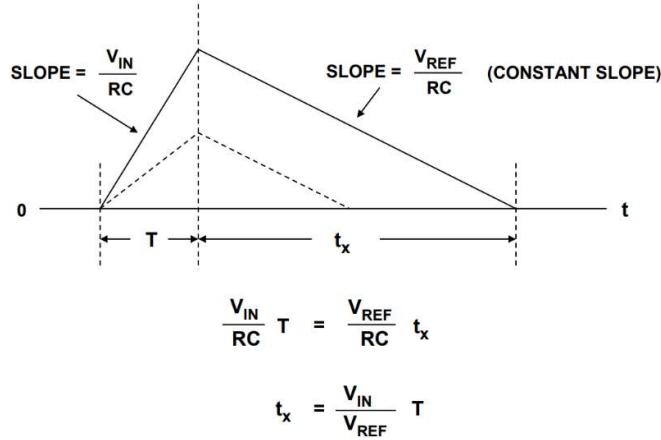


Abbildung 3 Dual-Slope ADC Zeitspannungsdiagramm⁹

Zu Beginn jeder Messung wird das zu messende Signal am Integrator angelegt. Während dies passiert, wird sogleich auch der Zähler gestartet, welcher die Taktzyklen zählt. Nach einer gegebenen Zeit T wird eine Referenzspannung mit inverser Polarität, der des Eingangssignales, am Integrator angelegt und der Zähler beginnt erneut von null an zu zählen. Dabei ist die in diesem Moment akkumulierte Ladung im Kondensator proportional zum Durchschnittswert der Eingangsspannung über den Zeitintervall T . Die nun stattfindende Integrierung der Referenzspannung generiert dabei eine inverse Rampe mit einer Steigung von Formel 2a am Ausgang des Integrators. Wenn der Ausgang des Integrators dann schlussendlich null erreicht, wird der Zähler gestoppt und die analoge Schaltung zurückgesetzt. Dabei ist die Ladung im Kondensator proportional zu Formel 2b. Dasselbe gilt auch für den Ramp-down Zyklus, wobei dort die Ladung proportional zu Formel 2c abnimmt. Demnach kann mithilfe der Zeit T und t_x sowie der Spannung V_{REF} nach V_{IN} aufgelöst werden. Das beschriebene Verhalten ist in Abbildung 3 in der zeitlichen Domäne zu sehen.

$$V_{REF} \cdot (R \cdot C)^{-1} \quad (2a)$$

$$V_{IN} \cdot T \quad (2b)$$

$$V_{REF} \cdot t_x \quad (2c)$$

Diese Architektur weist diverse Vorteile auf. Sie ist einerseits sehr billig in der Umsetzung, wobei dennoch eine exzellente Auflösung erreicht werden kann, da diese nur von der zeitlichen Auflösung abhängig ist. Darüber hinaus können Linearitäten von weniger als 1 ppm erreicht werden, so wie dies im Fluke 8588A¹⁰ der Fall ist.

Andererseits hat diese Architektur einen für uns entscheidenden Nachteil. Dieser ist, dass es keine integrierten Schaltungen auf dem Markt gibt, welche eine genügend hohe Auflösung für unsere Zwecke haben. Dem zufolge müsste man diesen Typ ADC diskret in die Schaltung integrieren, was enorm viel Testen und Evaluieren erfordern würde.

⁹ Kester, Walt / Bryant, James: MT-027 TUTORIAL

¹⁰ Fluke: Inside the newest 8.5 digit Reference Multimeter

5.1.2.1.2 SAR-ADCs¹¹

Die sogenannte Sukzessive-Approximationen-Architektur oder auch SAR-Architektur genannt, ist der Typ der Wahl für Datenerfassungssysteme. Dies hat den Grund, dass sie eine hohe Auflösung mit hohen Abtastraten vereint.

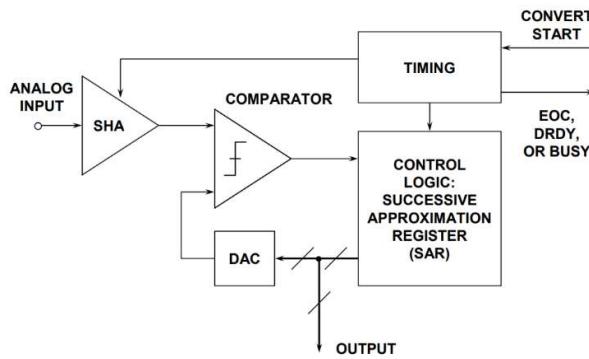


Abbildung 4 SAR-Architektur Schaltschema¹²

Ein vereinfachtes Schaltschema eines SAR-ADCs ist in Abbildung 4 zu sehen. Dabei besteht dieser aus einer Sample-and-Hold Schaltung, einem Komparator, einem DAC dessen Auflösung gleich der des ADCs sein muss, einer Zeitschaltung und einem Successsive-Approximation-Register.

Zu Beginn jeder Messung sampelt der SHA die Eingangsspannung und hält diese während des ganzen Umwandlungsvorganges. Danach wird der DAC auf die Hälfte der Referenzspannung gesetzt und der Komparator vergleicht nun die Spannung des SHA mit der des DACs. Das Resultat dieses Vergleiches wird dann im Successive-Approximation-Register als das MSB abgelegt. Im nächsten Schritt wird der DAC auf $\frac{1}{4}$ oder $\frac{3}{4}$ der Referenzspannung gesetzt. Die ist dabei abhängig vom Zustand des MSBs. Anschliessend macht der Komparator erneut denselben Vergleich wie zuvor, nun jedoch mit anderen Werten. Dieses Resultat wird danach wiederum im SAR abgespeichert, diesmal jedoch als das zweite Bit. Dieser Prozess wiederholt sich so lange, bis alle Bits bestimmt wurden. Der nun im SAR gespeicherte Wert kann dann ausgegeben werden und die Schaltung setzt sich danach zurück.

Aufgrund der Tatsache, dass ein DAC mit einer Auflösung, welche gleich der des ADCs von Nöten ist, ist diese Architektur nicht gut geeignet für Analog-Digital-Wandlungen mit mehr als 20 Bits. Auch ist die SAR-Architektur stark limitiert im Bereich der Linearität. Dies deshalb, weil diese direkt von der Linearität des DACs abhängig ist, welcher grundsätzlich keine hervorragende Linearität erreichen kann. Jedoch muss beachtet werden, dass dank der hohen Abtastrate Oversampling eine sinnvolle Möglichkeit darstellt, um die Auflösung zu erhöhen. Auf dieser Idee basiert auch der LTC2500-32¹³, welcher ein neu entwickelter 32 Bit Oversampling SAR-ADC von Analog Devices ist.

¹¹ Kester, Walt: *MT-021 TUTORIAL. ADC Architectures II: Successive Approximation ADCs*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2009. [<https://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-021.pdf> (10.04.2022)]

¹² Kester, Walt: *MT-021 TUTORIAL*

¹³ Linear Technology: *Datasheet LTC2500-32. 32-Bit Oversampling ADC with Configurable Digital Filter*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2018. [<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/250032fb.pdf> (10.04.2022)]

5.1.2.1.3 Delta-Sigma-ADCs¹⁴

Die Sigma-Delta-Architektur ist die Architektur der Wahl für Anwendungen im Niederfrequenzbereich, welche hohe Präzision, Stabilität und Linearität erfordern. Ihre stark digitale Natur ist perfekt für die Herstellung durch moderne CMOS Prozessen geeignet, was zu einem niedrigen Preis führt.

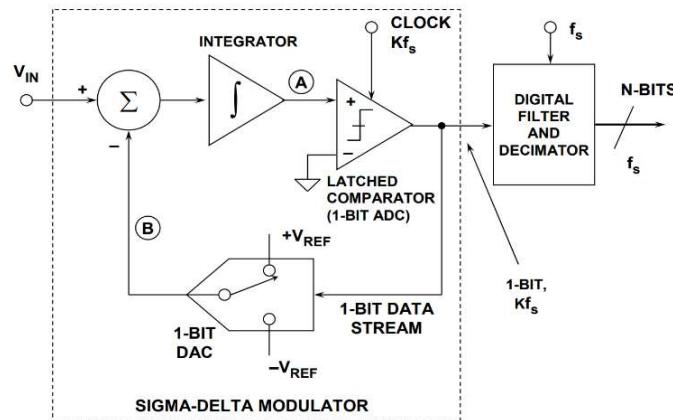


Abbildung 5 $\Sigma-\Delta$ Architektur¹⁵

Ein vereinfachtes Schaltschema eines Sigma-Delta-ADC ist in Abbildung 5 zu sehen. Dabei besteht dieser aus einem Sigma-Delta-Modulator, welcher in diesem Fall von erster Ordnung ist und einem digitalen Filter sowie einem Dezimator.

Vereinfacht funktioniert ein Sigma-Delta-ADC wie folgt: Angenommen eine Gleichspannung ist am Eingang des ADCs präsent, dann nimmt somit die Spannung am Ausgang des Integrators stetig zu oder ab, abhängig von der Polarität der Eingangsspannung. Diese Spannung wird dann bei jedem Taktzyklus mit Masse verglichen und das daraus resultierende Signal durch einen 1-Bit DAC in den Summierer zurückgeführt. Der negative Feedbackloop des Komparators, welcher durch den 1-Bit DAC zurück zum Summierer führt, hat zur Folge, dass die durchschnittliche Spannung am Node B gleich VIN ist und somit auch die durchschnittliche DAC Ausgangsspannung VIN entspricht. Demnach muss die Dichte an «Einsen» im seriellen Datenstrom des Komparatorausgangs proportional zur Eingangsspannung sein. Dabei verhält sich die Dichte an «Einsen» wie folgt: Wenn das Eingangssignal in Richtung +VREF zunimmt, nimmt die Anzahl der «Einsen» im seriellen Datenstrom zu und die Anzahl der «Nullen» nimmt ab. Wenn das Signal nun jedoch in Richtung -VREF negativ wird, nimmt die Anzahl der «Einsen» im seriellen Datenstrom wiederum ab und die Anzahl der «Nullen» zu. Zu guter Letzt verarbeitet der digitale Filter sowie Dezimator den Datenstrom in ein nutzbares Verhältnis zwischen der Referenzspannung zur Eingangsspannung.

¹⁴ Kester, Walt: *MT-022 TUTORIAL. ADC Architectures III: Sigma-Delta ADC Basics*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2009.
[<https://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-022.pdf> (10.04.2022)]

¹⁵ Kester, Walt: *MT-022 TUTORIAL*

Aufgrund der genannten Funktionsweise bringt die Sigma-Delta-Architektur einige Nachteile mit sich. Dazu gehört, dass diese Architektur ein sogenanntes Pipeline-Delay aufweist, da der digitale Filter eine integrierende Funktion hat. Da wir jedoch kein Echtzeitsystem entwickeln, stellt dies kein Problem für uns dar. Weiter ist die Bandbreite eines solchen ADCs stark begrenzt, da ein Sample alleine nahe zu keine Rückschlüsse auf die Eingangsspannung zulässt. Erst ein konstanter Datenstrom ermöglicht es, Rückschlüsse auf die Magnitude der Eingangsspannung zu ziehen.

Dabei gibt es jedoch auch diverse Vorteile. Der Wichtigste ist, dass dank dem Noise-Shaping, dessen Stärke von der Ordnung des Sigma-Delta-Modulators abhängt, die Effektivität des Oversamplings erhöht wird und somit unschlagbare SNR Werte bei niedrigen Frequenzen erreicht werden können.¹⁶ Weiter können sehr hohe Linearitäten erreicht werden, da der 1-Bit DAC an sich nicht nichtlinear sein kann.

5.1.2.1.4 ADC Wahl

In der Tabelle 5 sind einige der geräuschärmsten ADCs die aktuell erhältlich sind mit den wichtigsten dazugehörigen Spezifikationen aufgelistet.

ADC	TYP	Bits	Noise	INL	Offset Drift	Gain Drift	Preis
AD7177-2	$\Sigma-\Delta$	32	30	± 1	± 8	± 400	16.12\$
ADS1262	$\Sigma-\Delta$	32	110	3	± 0.1	± 500	8.62\$
ADS1281	$\Sigma-\Delta$	32	110	0.6	± 6	± 400	33.55\$
LTC2440	$\Sigma-\Delta$	24	70	± 2.5	± 2	± 200	6.39\$
LTC2500-32	SAR	32	30	± 0.5	± 7	± 50	39.61\$
LTC2508-32	SAR	32	50	± 0.5	± 14	± 50	9.91\$
LTC2380-24	SAR	24	30	± 0.5	± 7	± 50	35.21\$

Tabelle 5 ADCs im Vergleich¹⁷

Jedoch ist einer der wichtigsten Spezifikationen in unserem Fall in keinem Datenblatt zu finden. Dies wäre die Grenzfrequenz des sogenannten 1/f-Rauschen. Dies ist ein niederfrequentes Rauschen, bei welchem die Rauschleistung invers proportional zur Frequenz ist.¹⁸ Siehe Abbildung 6.

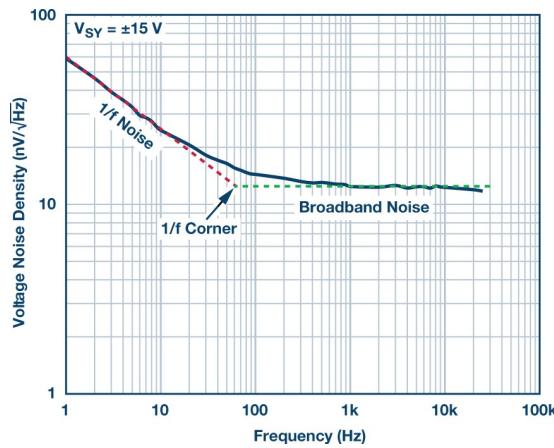


Abbildung 6 1/f-noise in einem noise density Spektrum¹⁹

¹⁶ Kester, Walt: MT-023 TUTORIAL.

¹⁷ Eine Aufstellung der in Tabelle 5 verwendeten Quellen ist unter Quellenaufführung der Tabelle zu finden.

¹⁸ Keshner, Marvin: 1/f noise. In: Proceedings of the IEEE (Ausgabe: 70, Nummer: 3). 1982. SS. 212-218. [DOI: 10.1109/PROC.1982.12282]

¹⁹ Kiely, Robert: Understanding and Eliminating 1/f Noise

Anders ist dies beim Breitbandrauschen, welches das restliche Rauschen ausmacht. Dieses bleibt über das ganze Frequenzspektrum konstant und ist merklich tiefer als das 1/f-Rauschen bei tiefen Frequenzen. Dies ist auch der Grund, weshalb das 1/f-Rauschen sowie die Frequenz, bei welcher das Breitbandrauschen in das 1/f-Rauschen über geht, eine der wichtigsten Spezifikationen für uns ist. Dies ist der Fall, da der limitierende Faktor für Messungen über einen längeren Zeitraum, so wie dies ein digitales Voltmeter tut, 1/f-Rauschen ist.²⁰

Der Entwickler des HPM7177²¹ Digitizers, Nikolai Beev, hat bei seinen Messungen des 1/f-Rauschens verschiedener ADCs festgestellt, dass der AD7177-2²² in diesem Punkt den anderen um einiges überlegen ist. Genauer beschrieb Nikolai Beev dies in seiner Arbeit Analog-to-digital conversion beyond 20 bits²³. Demnach wählten wir diesen ADC auch für unser DVM.

²⁰ Kiely, Robert: *Understanding and Eliminating 1/f Noise*. In: *Analog Dialogue* Vol. 51; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2017. [<https://www.analog.com/media/en/analog-dialogue/volume-51/number-2/articles/understanding-and-eliminating-1-f-noise.pdf> (10.04.2022)]

²¹ Beev, Nikolai: *Open Hardware Repository. OPT ADC 10k 32b 1cha (HPM7177)*; Meyrin: CERN. 2018. [<https://ohwr.org/project/opt-adc-10k-32b-1cha/wikis/home> (10.04.2022)]

²² Analog Devices: *Datasheet AD7177-2. 32-Bit, 10 kSPS, Sigma-Delta ADC with 100 µs Settling and True Rail-to-Rail Buffers*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2016. [<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD7177-2.pdf> (10.04.2022)]

²³ Beev, Nikolai: *Analog-to-digital conversion beyond 20 bits. Applications, architectures, state of the art, limitations, and future prospects*; Geneva: CERN. 2018. [DOI: 10.1109/2MTC.2018.8409543]

5.1.2.1.5 Schema ADC

Die Implementation des AD7177-2²⁴ setzen wir gemäss den im Datenblatt gegebenen Empfehlungen um. Dies ergab die in Abbildung 7 zu sehende Schaltung.

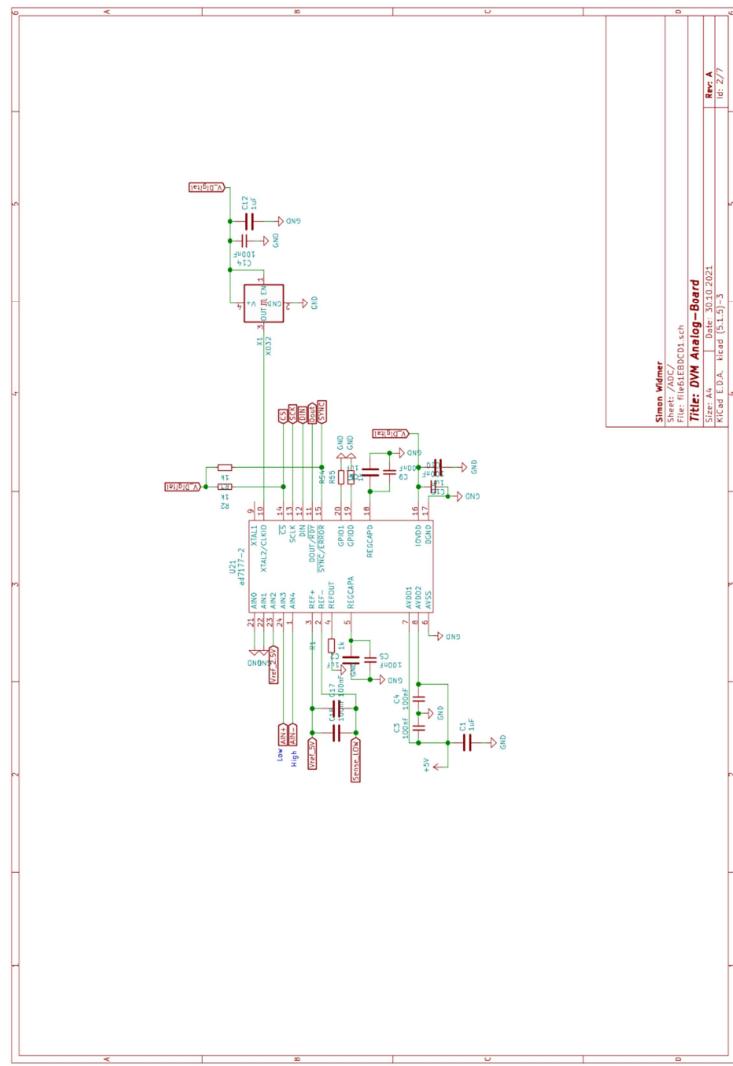


Abbildung 7 Analog-Board ADC Schema²⁵

²⁴ Analog Devices: *Datasheet AD7177-2*

²⁵ Erstellt von Simon Widmer

5.1.2.2 Signal-Conditioning-Stage

Die Signal-Conditioning-Stage ist eine sehr wichtiger Funktionsblock. Da dieser das Signal für die Verarbeitung durch den ADC vorbereitet. Darüber hinaus ist dieser Funktionsblock auch verantwortlich für weitere Funktionen wie das Autozero und den Überspannungsschutz. Dabei muss er auf den gewählten ADC den AD7177-2 abgestimmt sein und gleichzeitig auch unseren Anforderungen entsprechen. Dies ist dabei nicht einfach zu erreichen, da wir enorm auf die Linearität, die Langzeitstabilität, den Temperaturkoeffizienten und das Rauschen des PGA achten müssen. Dies alles muss in Betracht gezogen werden, während der PGA noch drei verschiedene Messbereiche abdecken können muss und die Autozero Funktion sowie der Überspannungsschutz die Messung nicht beeinflussen dürfen.

5.1.2.2.1 Anforderungen an den PGA

Wie bereits erwähnt haben wir uns zum Ziel gesetzt, dass unser DVM drei Messbereiche hat. Diese wären ein $\pm 20V$, ein $\pm 2V$ und ein $\pm 200mV$ Bereich. Da der gewählte ADC Spannungen zwischen GND und Uref verarbeiten kann, müssen folglich die Spannungen um folgenden Faktor verstärkt werden:

$$\frac{2*V_{Ref}}{V_{Range\ pk-pk}} \quad (3)$$

Das Problem hierbei besteht darin, dass diese Verstärkung sehr stabil sein muss, da wir kein Self-Call für unser DVM vorgesehen haben. Somit ist es uns nur möglich, den Verstärkungsfaktor von Hand zu kalibrieren. Jede Abweichung, welche sich danach manifestiert, stellt einen Fehler in der Messung dar. Diese Anforderung schliesst sämtliche auf dem Markt erhältlichen PGAs aus, da diese nicht die nötige Stabilität besitzen.

Weiter ist zu beachten, dass der AD7177-2²⁶ seine Höchstleistung nur erreichen kann, wenn das zu messende Signal differenziell ist. Normalerweise ist ein analoges Signal meist durch nur ein einzelnes Signal repräsentiert, das in Bezug auf ein festes Potenzial gemessen wird. Ein solches Signal wird als Single-Ended-Signal bezeichnet. Jedoch werden wie in unserem Fall, manchmal auch differenzielle Signale benötigt. Dies ist meist dann der Fall, wenn hochfrequente Signale gemessen werden sollen. Weiter ist es auch von Vorteil für Messungen, bei denen eine hohe Auflösung, hohe Linearität und geringes Rauschen erreicht werden soll.

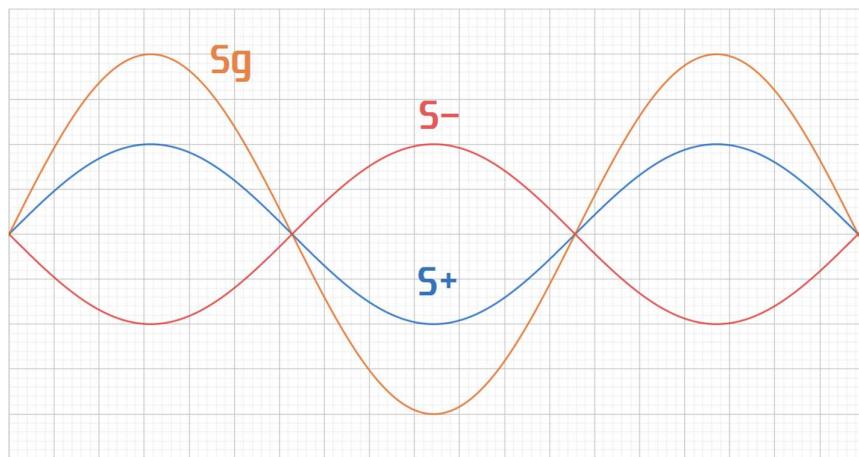


Abbildung 8 Differentielles Signal²⁷

²⁶ Analog Devices: *Datasheet AD7177-2*

²⁷ Erstellt von Simon Widmer

Vollständig differenziell bedeutet in diesem Fall, dass ein Signal aus jeweils zwei variierenden Potenzialen besteht. Dabei ist das Signal dann definiert als die Spannungsdifferenz zwischen den beiden Potenzialen. Dabei verhalten sich die beiden Potenziale wie folgt. Immer wenn eine Spannung höher wird, sinkt die andere Spannung um den gleichen Betrag. Dieser Spannungsverlauf ist in Abbildung 8 veranschaulicht, wobei S_g die Differenz zwischen S_+ und S_- ist. Das Potenzial um welches S_- und S_+ schwingen, ist die sogenannten Common-Mode-Voltage.

Ein Vorteil der vollständig differenziellen Signalverarbeitung besteht darin, dass sie die Empfindlichkeit gegenüber externen Störungen wie Netzteilrauschen, Ground Bounce²⁸ oder elektromagnetischen Störungen verringern kann. Dies weil die Störungen mehr oder weniger auf beiden Potenzialen des Signales gleichstark eingekoppelt werden. Somit bleibt die Differenz zwischen den Potenzialen die Gleiche, auch wenn sich die Potenziale selbst verschieben.

Ein weiterer Vorteil der vollständig differenziellen Signalverarbeitung besteht darin, dass mehr Signal in einen bestimmten Versorgungsspannungsbereich passt. Beispielsweise kann in einem System, das von einer einzigen 5V-Versorgung gespiesen wird, ein herkömmliches Single-Ended-Signal um höchstens 5 V variieren. Ein vollständig differenzielles Signal kann jedoch von -5 V bis 5 V für 10 VP-P variieren. Dies ergibt bei einem gegebenen Grundrauschen eine Verdoppelung des Signal-Rausch-Verhältnisses um 6 dB.

Demnach ist es für uns wichtig, das Signal vollständig differenziell zu verarbeiten. Um dies jedoch zu erreichen, muss ein vollsymmetrischer Verstärker, im englischen meist FDA genannt, implementiert werden. Leider gibt es keine FDAs auf dem Markt, welche den unseren Anforderungen entsprechen. Demnach musste dieser selbst entwickelt werden.

5.1.2.2.2 Umsetzung des PGA

Aufgrund der genannten Probleme kam das in Abbildung 9 zusehende Funktionsprinzip als Lösung zustande.

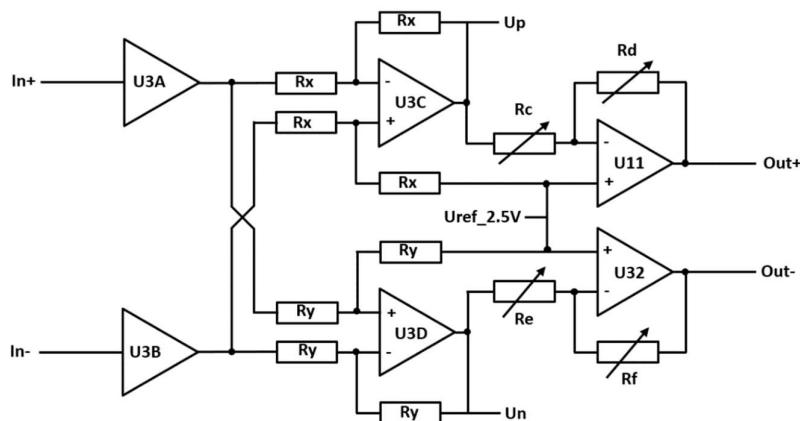


Abbildung 9 FDA PGA Funktionsprinzip²⁹

²⁸ Fairchild Semiconductor: *Application Note AN-640. Understanding and Minimizing Ground Bounce*; San José: Fairchild Semiconductor Corporation. 2003. [www.web.engr.oregonstate.edu/~traylor/ece391/pdfs/understanding_gb_fairchild.pdf (10.04.2022)]

²⁹ Erstellt von Simon Widmer

Dabei sind U3A und U3B einfache Buffer, um eine möglichst hohe Eingangsimpedanz zu erreichen. Da man so das Messobjekt so wenig wie möglich beeinflusst. Die Operationsverstärker U3C und U3D stellen zusammen mit den Widerständen Rx und Ry, welche alle denselben Wert haben, einen vollsymmetrischen Differenzverstärker dar. Dabei wird Uref_2.5V, welches die zuvor beschrieben Common-Mode-Voltage ist, auf halbe Uref_5V gesetzt. Dies ermöglicht dem ADC auch ein negatives ΔU_{In} zu messen, trotz der Tatsache, dass an keinem der ADC Eingänge negative Spannungen anliegen dürfen. Idealisiert kann die erläuterte Schaltung durch folgende Übertragungsfunktion beschrieben werden:

$$U_P(t) = U_{In-}(t) - U_{In+}(t) + U_{ocm} \quad (4a)$$

$$U_n(t) = U_{In+}(t) - U_{In-}(t) + U_{ocm} \quad (4b)$$

Die beiden Operationsverstärker U11 und U32 bilden zusammen mit den variablen Widerständen Rc, Rd, Re, Rf einen vollsymmetrischen Verstärker mit variablem Verstärkungsfaktor. Dieser verstärkt Up und Un um das Verhältnis von Rc zu Rd beziehungsweise von Re zu Rf invertierend. Da die positiven Eingänge der Operationsverstärker jedoch auf eine Common-Mode-Voltage von Uref_2.5V gesetzt sind, ergibt sich für genannte Schaltung folgende Übertragungsfunktion:

$$U_{out+}(t) = U_{ocm} \cdot \frac{R_d + R_c}{R_c} - U_P(t) \cdot \frac{R_d}{R_c} \quad (5a)$$

$$U_{out-}(t) = U_{ocm} \cdot \frac{R_f + R_e}{R_e} - U_n(t) \cdot \frac{R_f}{R_e} \quad (5b)$$

Als Gesamtes kann diese Schaltung, sobald man diese idealisiert und davon ausgeht, das Rx = Ry ist durch folgende Übertragungsfunktion beschrieben werden:

$$U_{out+}(t) = U_{ocm} + (U_{In+}(t) - U_{In-}(t)) \cdot \frac{R_d}{R_c} \quad (6a)$$

$$U_{out-}(t) = U_{ocm} + (U_{In-}(t) - U_{In+}(t)) \cdot \frac{R_f}{R_e} \quad (6b)$$

Die Variablenwiderstände an sich werden wie in Abbildung 10 implementiert. Dabei bestehen, wie zu sehen ist, jeweils zwei variable Widerstände aus vier Widerständen eines Widerstandsnetzwerkes. Diese weisen dabei ein Widerstandsverhältnis zueinander von 1:10 auf. Dabei sind die Widerstände mit den Bezeichnern 1 und 3 jeweils 10-mal grösser als die mit den Bezeichnern 2 und 4.

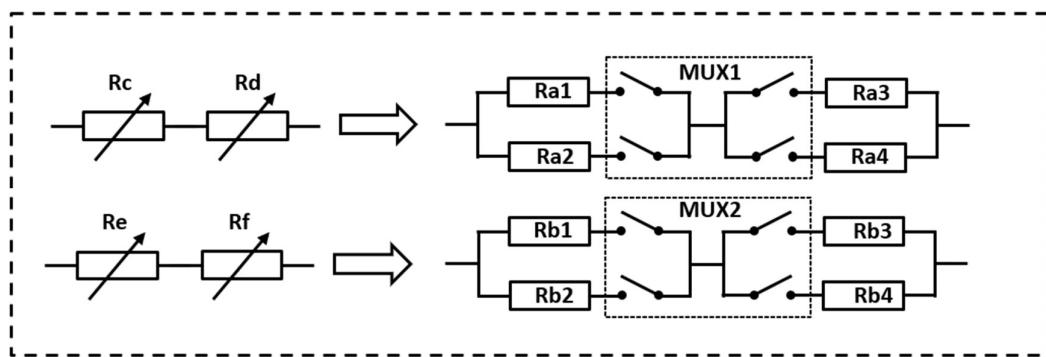


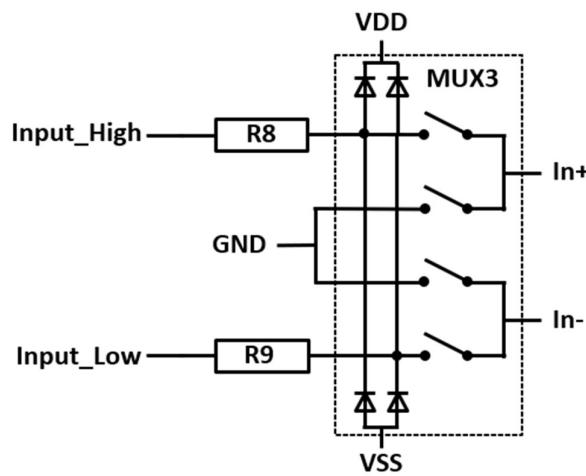
Abbildung 10 Variablenwiderstände Schaltschema³⁰

³⁰ Erstellt von Simon Widmer

Alle vier Widerstände der beiden Widerstandsnetzwerke Ra und Rb ist in Serie mit einem SPST-Schalter eines analogen Multiplexeren. Diese Schalter können durch das Digital-Board Ein und Aus geschaltet werden. Aus diesen Widerständen und mithilfe des Multiplexers ist es dann möglich, die drei benötigten Verstärkungsfaktoren zu synthetisiert. Wobei dies noch 25% Overrange ergibt.

5.1.2.2.3 Umsetzung der Overvoltage Protection und des Auto Zero

Die im Funktionsprinzip genannte Autozero Funktion sowie der Überspannungsschutz sind beide ein wichtiger Teil des DVMs. Grundsätzlich soll das Auto Zero jeden allfälligen Offset des PGAs ausmerzen, in dem man die beiden Eingänge In+ und In- kurzschliesst. Die Spannung, die der ADC dabei misst, wird von jeder späteren Messung abgezogen, ausgenommen der Autozero Messung selbst. Weiter muss sich auch der Überspannungsschutz noch vor dem Autozero Multiplexer sowie dem PGA befinden.



11 Auto Zero und Overvoltage Protection Schalschema³¹

Demnach kamen wir auf das in Abbildung 11 zu sehende Schaltungsprinzip für den Überspannungsschutz sowie die Autozero Funktion.

Wie zu sehen ist, ist diese Funktion sehr simpel und zugleich auch effektiv. Die Widerstände R8 sowie R9 sind zur Stromlimitierung da. Die zu sehenden SPST-Schalter sind die eines analogen Multiplexers, welcher interne Schutzdioden besitzt.

Im Falle einer zu hohen sowie zu niedrigen Spannung am Input_High oder am Input_Low, beginnt die entsprechende Schutzdiode auf VDD oder VSS zu leiten. Der dabei fliessende Strom erzwingt einen Spannungsabfall über R5 oder R6, was dazu führt, dass die Spannung am Multiplexer sowie auch an dessen Ausgängen In+ und In- nie höher als VDD oder VSS ist.

Das Autozero ist schaltungstechnisch gleich simpel. Soll ein Autozero durchgeführt werden, schaltet man den Schalter zwischen R8 und In+ sowie den zwischen R9 und In- aus. Dies weil sonst das Messobjekt beim nächsten Schritt zerstört werden könnte. Nach dem entkoppeln des Messobjekts durch genannten Vorgang können die beiden Schalter, welche mit GND verbunden sind, eingeschaltet werden. Danach kann eine Autozero Messung durchgeführt werden. Nach Abschluss des Nullens wird dieser Ablauf einfach umgekehrt und somit kann dann die zu messende Spannung wieder digitalisiert werden.

³¹ Erstellt von Simon Widmer

5.1.2.2.4 Komponentenwahl Signal Conditioning Stage

OpAmp	IBias typ	Voltage Noise 0.1Hz – 10Hz	Current Noise	Vos Tdrift, typ	Vos long-term	Vsupply max	Price
LTC2057HV	30pA	220nV _{pk-pk}	130fA/VHz	15nV/°C	near zero	±30V	3.03\$
LTC2057	30pA	220nV _{pk-pk}	130fA/VHz	15nV/°C	near zero	±18V	3.03\$
ADA4522	50pA	117nV _{pk-pk}	800fA/VHz	6nV/°C	N/A	±27.5V	1.75\$
ADA4528	50pA	97nV _{pk-pk}	500fA/VHz	2nV/°C	near zero	±2.75V	1.68\$
OPA189	70pA	100nV _{pk-pk}	165fA/VHz	5nV/°C	near zero	±18V	1.11\$
ADA4523	125pA	88nV _{pk-pk}	1000fA/VHz	3nV/°C	near zero	±18V	1.02\$

Tabelle 6 Operationsverstärker im Vergleich ³²

Alle in Tabelle 6 aufgezählten Operationsverstärker sind Chopper-Amplifiers, da kein konventioneller Operationsverstärker unseren Anforderungen entsprechen kann.

Bei der Wahl der Operationsverstärker U3A bis U3D ist darauf zu achten, dass diese alle mindestens mit mehr als ±22.5V gespiesen werden können, da wir sonst unser Ziel der ±20V Range nicht erreichen würden. Demnach fallen für genannte Operationsverstärker alle ausser der LTC2057HV³³ und der ADA4522³⁴ aus. Genannte Verstärker sind in allen Kategorien sehr ähnlich ausser bei der Current Noise Density. Dies spielt dabei eine nicht zu vernachlässigende Rolle, da diese bei hoher Impedanz ein sehr signifikantes Spannungsrauschen zur Folge hat. Demnach wäre der LTC2057HV³⁵ die beste Wahl gewesen, leider ist aktuell nur die «nicht HV Version» erhältlich welche nur ±18V für die Versorgungsspannung verträgt. Somit wurde für U3A bis U3D der ADA4522³⁶ gewählt.

U11 sowie U32 müssen anders als die zuvor genannten Operationsverstärker nur einen Spannungshub von 5V erreichen können. Demnach wäre gemäss den hier aufgelisteten Spezifikationen der OPA189³⁷ der passendste, da wiederum die Current Noise Density in diesem Fall eine wichtige Rolle spielt. Jedoch wurde der ADA4528³⁸ gewählt, da Analog Devices uns netterweise Komponenten zur Verfügung stellte. Wie bereits in der Methodik erläutert.

³² Eine Aufstellung der in Tabelle 6 verwendeten Quellen ist unter Quellenaufführung der Tabelle zu finden.

³³ Linear Technology: *Datasheet LTC2057. High Voltage, Low Noise Zero-Drift Operational Amplifier*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2013. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/2057f.pdf (10.04.2022)]

³⁴ Analog Devices: *Datasheet ADA4522. 55 V, EMI Enhanced, Zero Drift, Ultralow Noise, Rail-to-Rail Output Operational*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2021. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ada4522-1_4522-2_4522-4.pdf (10.04.2022)]

³⁵ Linear Technology: *Datasheet LTC2057*

³⁶ Analog Devices: *Datasheet ADA4522*

³⁷ Texas Instruments: *Datasheet OPA189. OPAX189 Precision, Lowest-Noise, 36-V, Zero-Drift, 14-MHz, MUX-Friendly, Rail-to-Rail Output Operational Amplifiers*; Dallas: TEXAS INSTRUMENTS INC. 2017. [www.ti.com/lit/ds/symlink/opa189.pdf (10.04.2022)]

³⁸ Analog Devices: *Datasheet ADA4523. 36 V, Low Noise, Zero Drift Op Amp*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2020. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ada4523-1.pdf (10.04.2022)]

Resistor network	Resistance Drift Match	Long-Term Stability (2000h)		Excess Current Noise	Voltage Coefficient	Matching	Resistors	
		2ppm	5ppm				Count	Price
LT5400A	0.2ppm/°C	2ppm	<-55dB	<0.1ppm/V	0.01%	4	12.56\$	
SMNZ	0.2ppm/°C	5ppm	<-40dB	<0.1ppm/V	0.01%	4	23.37\$	

Tabelle 7 Widerstandsnetzwerke im Vergleich³⁹

In Tabelle 7 sind zwei Familien von Widerstandsnetzwerken aufgelistet, welche unseren Anforderungen entsprechen würden. Dabei sind für Rx sowie Ry zwei Widerstandsnetzwerke mit einem 1:1:1:1 Verhältnis zu wählen. Für die Widerstände Ra und Rb, sind zwei Widerstandsnetzwerke mit einem 1:1:10:10 Verhältnis zu wählen. Die Wahl der Familie ist sehr einfach, da erstens die LT5400A⁴⁰ den SMNZ⁴¹ in allen Spezifikationen gleichgestellt sind oder die LT5400A⁴² die Spezifikationen des SMNZ⁴³ sogar übertrifft. Weiter werden die LT5400A⁴⁴ von Analog Devices hergestellt und somit können wir diese kostenlos beziehen.

Multiplexer	Ron	Ron Flatness	Ron TCR	Off/On Leakagecurrent	Vsupply max	Switch Count	Price
MAX14756	5Ω	4mΩ	30mΩ/°C	10fA	±35V	4	2.97\$
TMUX7212	2Ω	650mΩ	7mΩ/°C	50fA	±22V	4	2.15\$

Tabelle 8 Multiplexer im Vergleich⁴⁵

Die in der Tabelle 8 aufgelisteten ICs sind zwei analoge Multiplexer, welche für den MUX1, MUX2 und MUX3 eingesetzt werden können. Die Wahl wäre nicht einfach gewesen, da jedoch der TMUX7212⁴⁶ nur Spannungen von maximal ±22V erträgt und darüber hinaus auch nicht verfügbar ist, muss hier der MAX14756⁴⁷ gewählt werden.

³⁹ Eine Aufstellung der in Tabelle 7 verwendeten Quellen ist unter Quellenaufführung der Tabelle zu finden.

⁴⁰ Linear Technology: *Datasheet LT5400. Quad Matched Resistor Network*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2011. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/5400fc.pdf (10.04.2022)]

⁴¹ Vishay Foil Resistors: *Datasheet SMNZ. Ultra High Precision Z-Foil Surface Mount 4 Resistor Network Dual-In-Line Package Ultra High Precision Z-Foil Surface Mount 4 Resistor Network Dual-In-Line Package*; Malvern: VISHAY INTERTECHNOLOGY INC. 2015. [www.vishaypg.com/docs/63117/smnz.pdf (10.04.2022)]

⁴² Linear Technology: *Datasheet LT5400*

⁴³ Vishay Foil Resistors: *Datasheet SMNZ*

⁴⁴ Linear Technology: *Datasheet LT5400*

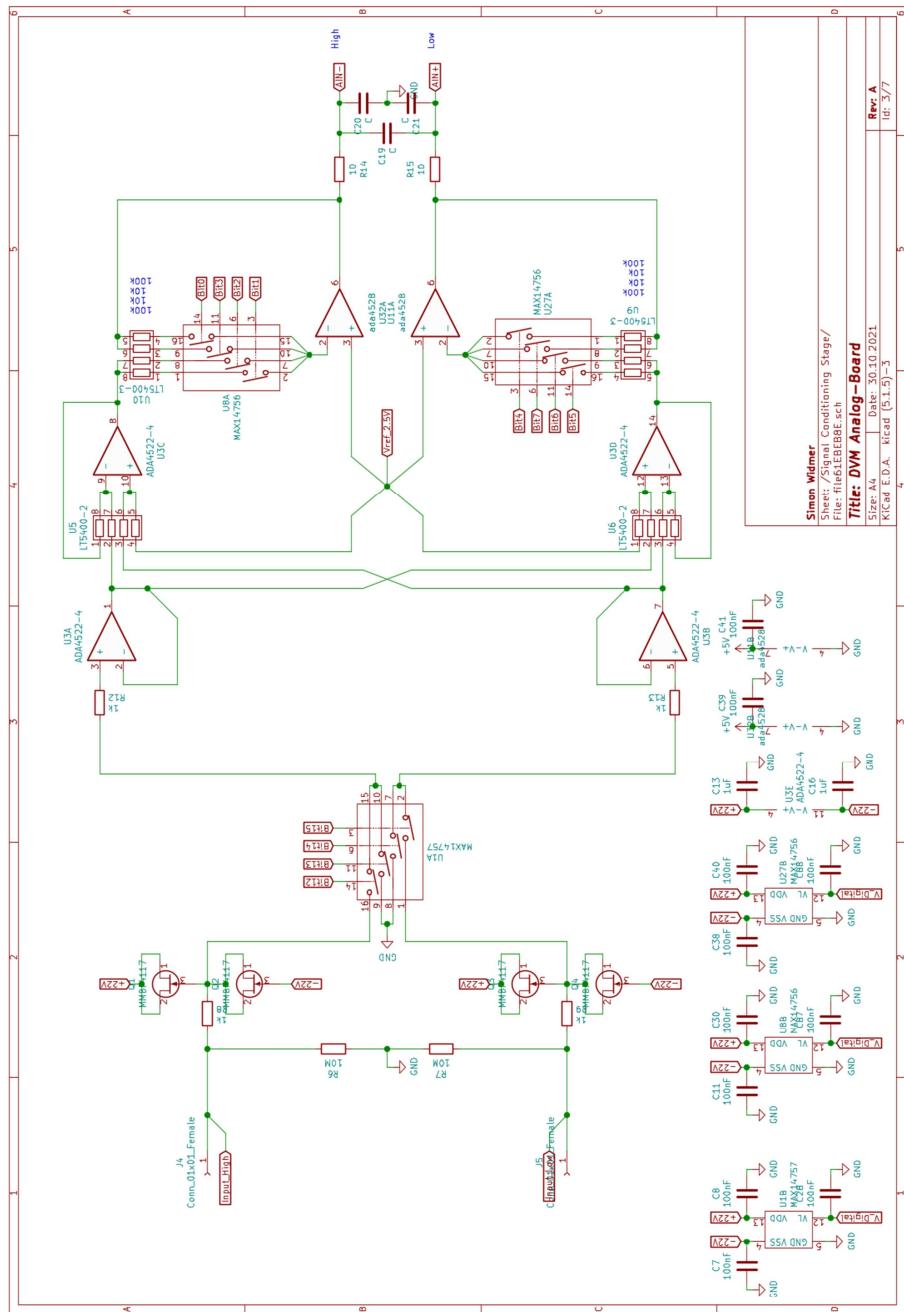
⁴⁵ Eine Aufstellung der in Tabelle 8 verwendeten Quellen ist unter Quellenaufführung der Tabelle zu finden.

⁴⁶ Texas Instruments: *Datasheet TMUX7212. 44 V, Low-RON, 1:1 (SPST), 4-Channel Precision Switches with Latch-Up Immunity and 1.8-V Logic*; Dallas: TEXAS INSTRUMENTS INC. 2020. [www.ti.com/lit/ds/symlink/tmux7212.pdf (10.04.2022)]

⁴⁷ Maxim Integrated: *Datasheet MAX14756. Quad SPST +70V Analog Switches*, San José: MAXIM INTEGRATED PRODUCTS INC. 2010. [www.datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX14756-MAX14758.pdf (10.04.2022)]

5.1.2.2.5 Schema der Signal-Conditioning-Stage

In Abbildung 12 ist das schlussendliche Schema der Signal-Conditioning-Stage zu sehen. Dabei wurde es gemäss den gezeigten Funktionsprinzipien umgesetzt. Jegliche weiteren komplementären Komponenten wurden gemäss den in den entsprechenden Datenblättern sowie allgemein bekannten Regeln umgesetzt.



12 Analog-Board Schema Signal-Conditioning-Stage⁴⁸

⁴⁸ Erstellt von Simon Widmer

5.1.2.3 Spannungsreferenz

Grundsätzlich gibt es zwei Topologien in Bezug auf Spannungsreferenzen, welche für uns in Frage kommen, die sogenannten Bandgap- und Buried-Zener-Referenzen.

5.1.2.3.1 Bandgap Referenz⁴⁹

Bei diesem Typ Referenz bedient man sich der Berechenbarkeit des Basis-Emitter PN Überganges in BJTs. Berechenbar sind diese dank der sogenannten Shokley Gleichung für einzelne PN Übergänge, beziehungsweise des daraus entwickelten Ebers-Moll Modells, welches Bipolar-Junction-Transistors als gesamtes beschreibt.

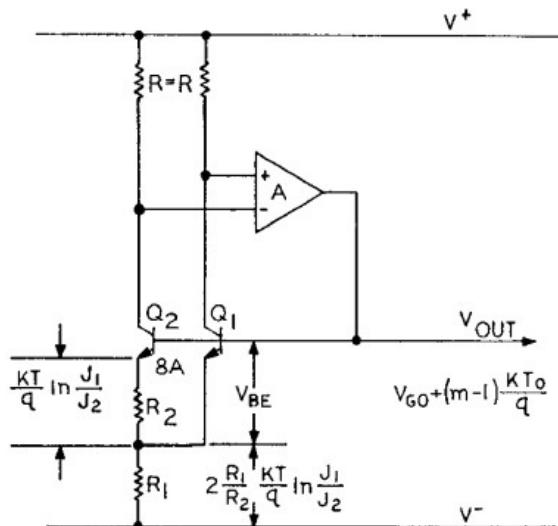


Abbildung 13 Bandgap Schaltung⁵⁰

Die heutzutage am weitesten verbreitete Bandgap Schaltung basiert auf dem in Abbildung 13 dargestellten, von A. Paul Brokaw entwickelten Konzepts. Sie funktioniert wie folgt: Die Transistoren Q1 und Q2 stellen ein Paar mit gleichem Stromtransfer Verhältnis dar. Dabei wird Q2 so hergestellt, dass dessen Emitterfläche um einen Faktor n größer als die von Q1 ist. Dies hat zur Folge, dass der Differenzverstärker die Ausgangsspannung auf den Punkt zu steuert, an welchem die beiden Kollektorströme IC1 und IC2 einander entsprechen. Demnach ist die Emitter Stromdichte in Q2, 1/n so gross wie die in Q1. Da nun die Stromdichte in den beiden Transistoren unterschiedlich ist, besteht auch eine Differenz zwischen den Basis-Emitter Spannungen der beiden Transistoren. Diese Differenz ist gegeben durch Formel 7:

$$\Delta U_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{J_1}{J_2} \quad (7)$$

Da der Strom durch Q1 gleich dem durch Q2 ist, ist der Strom durch R1 zweimal so gross wie der durch R2. Dadurch ergibt sich folgende Formel für die Spannung über R1:

$$U_{R1} = 2 \frac{R_1 kT}{R_2 q} \ln \frac{J_1}{J_2} \quad (8)$$

⁴⁹ Brokaw, Paul: *A Simple Three-Terminal IC Bandgap Reference*. In: IEEE Journal of Solid-State Circuits (Ausgabe: 9, Nummer: 6). 1974. SS. 388-393. [DOI: 10.1109/JSSC.1974.1050532]

⁵⁰ Brokaw, Paul: *A Simple Three-Terminal IC Bandgap Reference*.

Wenn man nun davon ausgeht, dass R1 und R2 sowie die Stromdichte unveränderbar sind, ist die Spannung über R1 direkt proportional zur absoluten Temperatur T. Gemäss der zuvor genannten Shockley Gleichung verhält sich die Spannung UBE andererseits komplementär zur Temperatur. Demnach ist es möglich, die Widerstandswerte so zu wählen, dass die Ausgangsspannung Uout keine Temperaturabhängigkeit aufweist. Dabei ist das Uout gezwungenemassen gleich der Bandlückenspannung von Silizium. Daher auch der Name Band Gap Referenz.

Dabei ist jedoch zu beachten, dass ein Temperaturkoeffizient von Null nur in der Theorie möglich ist. In der Praxis liegt dieser meist bei einigen ppm/°C, was dennoch sehr gut ist und auch einer der grössten Vorteile von Band Gap Referenzen darstellt.

5.1.2.3.2 Buried Zener Referenz

Bei Spannungsreferenzen, die auf Zenerdiode basieren, bedient man sich dem sogenannten Zener-Effekt und dem Avalanche Breakdown. Der Zener-Effekt beschreibt das Auftreten eines Stromes in Sperrrichtung durch einen hoch dotierten PN-Übergang. Dies geschieht ohne dass die theoretisch dafür notwendige Feldstärke erreicht wird. Der Grund für dieses Phänomen ist quantenmechanischer Natur und ist auf den sogenannten Tunnelleffekt zurückzuführen. Dieser besagt, dass ein Teilchen eine Potentialbarriere mit einer gewissen Wahrscheinlichkeit auch dann überwinden kann, wenn es die nötige Energie dafür nicht besitzt. Dies kommt nur dann zustande, wenn die Barriere nicht dicker als einige nm ist, was in Zenerdioden aufgrund der starken Dotierung der Fall ist.

Der Avalanche Breakdown beschreibt prinzipiell denselben Vorgang, wobei in diesem Fall die Energie für das Überwinden der Potenzialbarriere vorhanden ist. Dieser Vorgang gleicht dabei einer Lawine, da die Ladungsträger auf Grund der Stärke des elektrischen Feldes genügend Energie besitzen, um bei Kollisionen weitere Ladungsträger frei zu schlagen. Der Avalanche Breakdown tritt nur in nicht stark dotierten PN-Übergängen auf. Wichtig ist zu beachten, dass der Avalanche Breakdown einen positiven Temperaturkoeffizienten aufweist, während der Zener Breakdown einen Negativen aufweist.

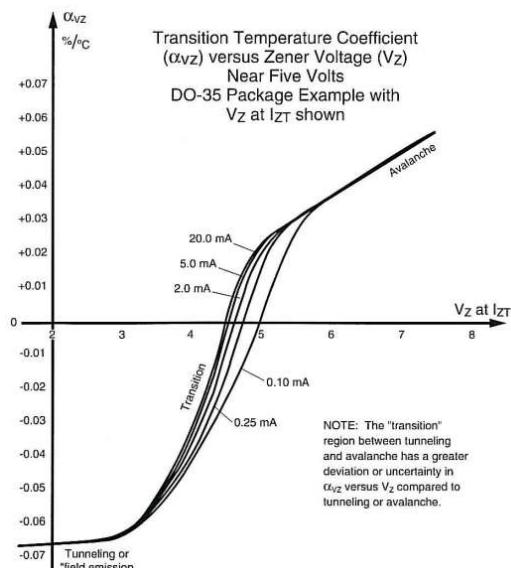


Abbildung 14 Zenerspannung vs Temperaturkoeffizient⁵¹

⁵¹ Walters, Kent / Clark, Mel: Zener Voltage Regulation With Temperature

Nun ist es möglich beide Effekte zu kombinieren, um eine Zenerdiode herzustellen, die theoretisch keine Temperaturabhängigkeit besitzt. In der Praxis ist dies jedoch keine gute Lösung, da bei diesem Punkt der dynamische Widerstand der Zenerdiode sehr hoch ist, wie in Abbildung 14 zu sehen ist. Darum wird meist eine Zenerdiode implementiert, welche einen ungefähren Temperaturkoeffizienten von $+2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ aufweist. Diese wird dann in Serie mit einer Basis Emitter Spannung eines NPN Transistors geschaltet, welcher einen Koeffizienten von ca. $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ aufweist. Durch einen Servoloop kann das Verhältnis von Zener- zum Basis-Emitter-Strom so eingestellt werden, dass der Temperatur-Koeffizient nahezu Null ist. Um den Temperaturkoeffizienten noch weiter zu verbessern, werden in einigen Zener-Referenzen Heizer in das Substrat integriert. Dies führt dazu, dass die Temperatur der Zenerdiode beinahe unabhängig ist von der Umgebungstemperatur.

Um die Stabilität von Zenerdiode weiter zu verbessern und dessen Rauschen zu minimieren, kann der PN-Übergang der Zenerdiode unterhalb der Oberfläche platziert werden. Dies ermöglicht es, jegliche Kontamination von der Durchbruchsregion fernzuhalten und somit genannte Spezifikationen zu verbessern. Siehe Abbildung 15.

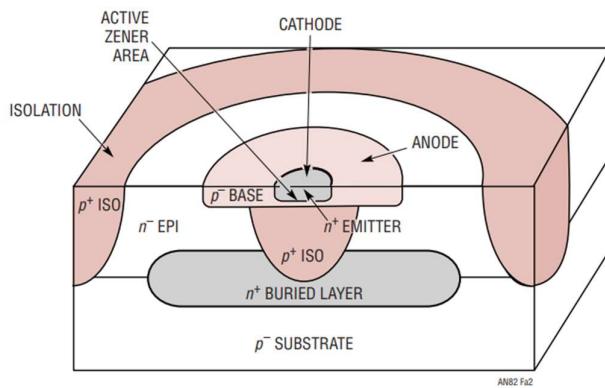


Abbildung 15 Buried Zener junction⁵²

⁵² Lee, Mitchell: Application Note 82

5.1.2.3.3 Wahl Spannungsreferenz

Referenz	Typ	Voltage	Voltage Noise	Temperature		
			0.1Hz – 10Hz	Drift	Ageing	Price
ADR1000	OBZD*	6.62V	95nV	0.2 ppm/°C	1 ppm/VkHr	51.56\$
LTZ1000 ACH	OBZD*	7.2V	140nV	0.05 ppm/°C	0.3 ppm/VkHr	56\$
ADR1399	OBZD*	7.05V	200nV	0.2 ppm/°C	7 ppm/VkHr	10.27\$
LM399AH	OBZD*	6.95V	530nV	0.5 ppm/°C	8 ppm/VkHr	8.20\$
LTC6655-5	BG*	5V	250nV	2 ppm/°C	20 ppm/VkHr	7.69\$

*OBZD = Oven-Compensated Buried Zener Diode; BG = Band Gap

Tabelle 9 Spannungsreferenzen im Vergleich⁵³

In der Tabelle 9 sind einige der besten Spannungsreferenz ICs aufgelistet mit dazugehörigen Spezifikationen. Dabei müssen die Spezifikationen mit ein wenig Vorbehalt verglichen werden, da diese nur im Optimalfall gelten. Weiter ist zu beachten, dass der ADR1000ACH⁵⁴ und der LTZ1000ACH⁵⁵ noch einen externen Servo Loop benötigen zur Regulierung der Ofentemperatur sowie einen zur Haltung des Stromverhältnisses zwischen Zener- und Basis-Emitter-Strom. Die Kosten dafür würden sich auf einige hundert Franken belaufen, was leider nicht in unserem Budget liegt. Die Band Gap Referenz der LTC6655-5LS⁵⁶ ist eine hervorragende Spannungsreferenz, jedoch nicht genügend stabil für unsere Zwecke. Folglich ist die beste Wahl der ADR1399⁵⁷, da dieser eine verbesserte Version des LM399AH⁵⁸ ist und entsprechend bessere Spezifikationen mit sich bringt.

⁵³ Eine Aufstellung der in Tabelle 9 verwendeten Quellen ist unter Quellenaufführung der Tabelle zu finden.

⁵⁴ Analog Devices: *Datasheet ADR1000. Oven-Controlled, Buried Zener, 6.62 V Voltage Reference*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2021. [ADI Confidential Document]

⁵⁵ Linear Technology: *Datasheet LTZ1000. Ultra Precision Reference*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 1987. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/LTZ1000.pdf (10.04.2022)]

⁵⁶ Analog Devices: *Datasheet LTC6655. 0.25ppm Noise, Low Drift Precision References*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2021. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ltc6655-6655ln.pdf (10.04.2022)]

⁵⁷ Analog Devices: *Datasheet ADR1399. Oven-Compensated, Buried Zener, 7.05 V Voltage Reference*, Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2021. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/199399fc.pdf (10.04.2022)]

⁵⁸ Linear Technology: *Datasheet LM399. Precision Reference*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 1987. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/199399fc.pdf (10.04.2022)]

5.1.2.3.4 Umsetzung Komplementär Schaltung

Bei der Spannungsreferenz ist es ähnlich wie bei ADC in dem Sinne, dass zuerst der IC gewählt und danach die komplementäre Schaltung dafür entwickelt werden muss.

Anders wie im Datenblatt empfohlen, werden wir den ADR1399 nicht normal beschalten, sondern eine abgeänderte Form, eine sogenannte Self-Bias-Schaltung⁵⁹ implementieren. Dies wäre aufgrund des niedrigen dynamischen Widerstandes des ADR1399⁶⁰ nicht nötig. Dennoch ist es besser, wie in Abbildung 16 zu sehen ist.

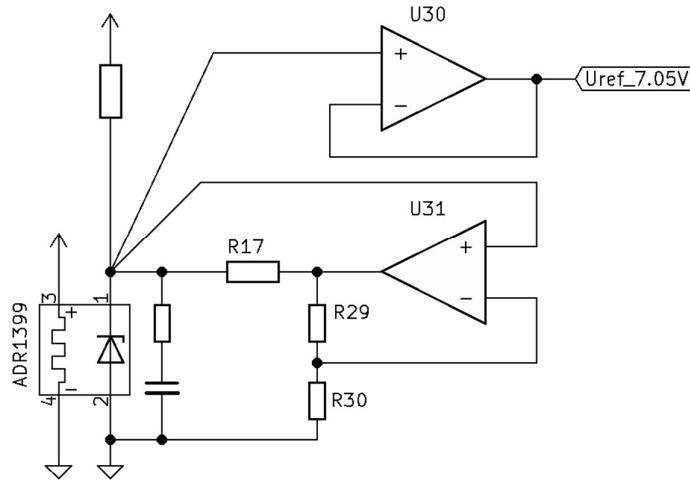


Abbildung 16 Self-Bias-Schaltung Implementation⁶¹

Da der AD7177-2⁶² eine Referenzspannung zwischen 1V und 5V benötigt, muss die Referenzspannung von 7.05V noch auf 5V geteilt werden. Der benötigte Teilerwert liegt dabei zwischen 100:135 und 100:146, da die Zenerspannung des ADR139⁶³ eine Toleranz von etwa 5% hat. Weiter muss für die Signal-Conditioning-Stage aus der Referenzspannung noch Uref_2.5V generiert werden, welche halbe Uref_5V entspricht. Demnach wird noch einmal ein Widerstandsteiler benötigt mit dem Verhältnis 1:1.

Weiter ist noch zu beachten, dass das Rauschen auf der Referenzspannung ein proportionales Rauschen im Messresultat generiert. Deshalb ist es von Vorteil, die Spannungen Uref_2.5V und Uref_5V zu filtern. Am wichtigsten ist dabei die Eliminierung von tiefen Frequenzen, da die zu messenden Signale sich im gleichen Spektrum befinden.

Die Kombination des entsprechenden Spannungsteilers und dem Filter wird zwei Mal benötigt. Einmal um Uref_5V zu generieren, siehe Abbildung 17 und einmal um Uref_2.5V zu generieren, siehe Abbildung 18. Die Kombination aus Teiler und Filter für die Erzeugung von Uref_2.5V ist der Schaltung zur Generierung von Uref_5v angehängt. Dabei basieren beide Filter auf einem Composite Amplifier.

⁵⁹ Huffman, Brian: *Application Note 42. Voltage Reference Circuit Collection*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 1996. Fig. 70. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ltc6655-6655ln.pdf] (10.04.2022)

⁶⁰ Analog Devices: *Datasheet ADR1399*

⁶¹ Erstellt von Simon Widmer

⁶² Analog Devices: *Datasheet AD7177-2*

⁶³ Analog Devices: *Datasheet ADR1399*

Dies hat den Grund, dass grosse Lasten sowie auch dynamische Lasten die Linearität und die Verstärkung von Operationsverstärkern beeinflussen, so wie dies in Texas Instruments AN-1485⁶⁴ erläutert wird. Um dies zu verhindern, wurden jeweils eine Unity-Gain-Buffer mit einem Operationsverstärker kaskadieret.

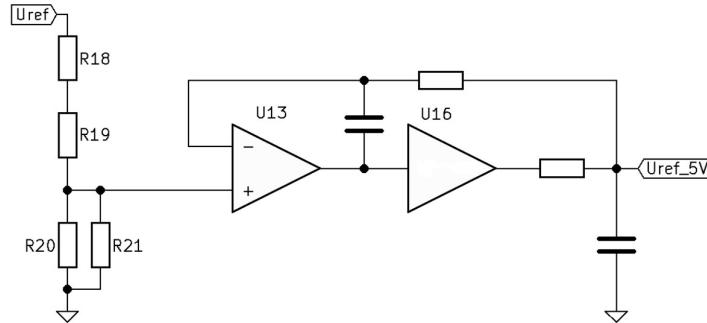


Abbildung 17 Teiler und Filter für Uref_5V⁶⁵

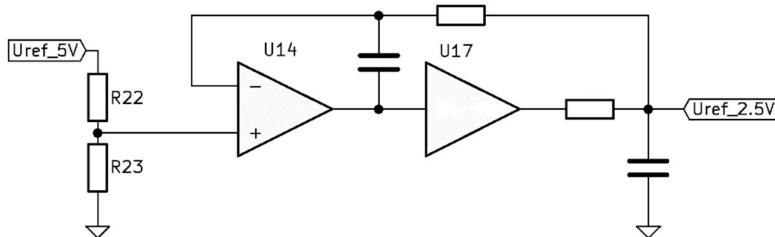


Abbildung 18 Teiler und Filter für Uref_2.5V⁶⁶

⁶⁴ Texas Instruments: Application Report AN-1485. The Effect of Heavy Loads on the Accuracy and Linearity of Operational Amplifier Circuits; Dallas: TEXAS INSTRUMENTS INC. 2008. [<https://www.ti.com/lit/an/snoa471b/snoa471b.pdf> (10.04.2022)]

⁶⁵ Erstellt von Simon Widmer

⁶⁶ Erstellt von Simon Widmer

5.1.2.3.5 Komponentenwahl Komplementärschaltung

Widerstände	Load Life Stability		Hermetic	Price
	2000h +70°C	Temperature Coefficient		
S102K	50ppm	1ppm/°C	No	10-30\$
S102C	50ppm	2ppm/°C	No	15-35\$
Z201	50ppm	0.2ppm/°C	No	25-40\$
VHP203	20ppm	0.05ppm/°C	Yes	N/A

Tabelle 10 Präzise Widerstände im Vergleich⁶⁷

Die Widerstände für den Referenzspannungsteiler müssen enorm stabil sein. Dies weil jede Änderung der Widerstände einen direkt proportionalen Fehler in der Messung zur Folge hat. Aus diesem Grund werden genannte Widerstände alle von Vishays S102K⁶⁸ Familie der Bulk-Metal-Foil⁶⁹ Widerstände sein. Da sie die besten bezahlbaren Widerstände sind. Des Weiteren sollen auch die Widerstände zur Halbierung der Referenzspannung stabil sein. Da Uref_2.5V nicht nur als Common-Mode-Voltage für die Signal Conditioning Stage dient, sondern auch für allfällige Kalibrationen des ADCs dient. Somit werden dafür auch S102K⁷⁰ Widerstand verwendet. Dabei wird der spezifische Widerstandswert nach dem Bestücken definiert, um möglichst genaue 5V und 2.5V zu erhalten.

⁶⁷ Eine Aufstellung der in Tabelle 10 verwendeten Quellen ist unter Quellenaufführung der Tabelle zu finden.

⁶⁸ Vishay Foil Resistors: *Datasheet S Series. High Precision Foil Resistor with TCR of ± 2.0 ppm/°C, Tolerance of ± 0.005 % and Load Life Stability of ± 0.005 %*; Malvern: VISHAY INTERTECHNOLOGY INC. 2015. [www.vishaypg.com/docs/63001/63001.pdf (10.04.2022)]

⁶⁹ Vishay Foil Resistors: *Bulk Metal® Foil Resistors; Military and Space Applications*; Malvern: VISHAY INTERTECHNOLOGY INC. 2011. [http://www.vishaypg.com/docs/63505/ptm_mi_a.pdf (10.04.2022)]

⁷⁰ Vishay Foil Resistors: *Datasheet S Series*.

OpAmp	IBias typ	Voltage Noise		Current Noise	Vos Tdrift, typ	Vos long-term	Vsupply max	Price
		0.1Hz – 10Hz						
LTC2057	30pA	220nV _{pk-pk}		130fA/vHz	15nV/°C	near zero	±18V	2.31\$
ADA4522	50pA	117nV _{pk-pk}		800fA/vHz	6nV/°C	N/A	±27.5V	1.75\$
ADA4528	50pA	97nV _{pk-pk}		500fA/vHz	2nV/°C	near zero	±2.75V	1.68\$
OPA189	70pA	100nV _{pk-pk}		165fA/vHz	5nV/°C	near zero	±18V	1.11\$
ADA4523	125pA	88nV _{pk-pk}		1000fA/vHz	3nV/°C	near zero	±18V	1.02\$

Tabelle 11 Operationsverstärker im Vergleich ⁷¹

In Tabelle 11 Sind mögliche Operationsverstärker für die Referenzschaltung sowie für die beiden Filter aufgelistet. Bei deren Wahl ist darauf zu achten, dass jegliche Operationsverstärker, welche eine Form der Referenzspannung puffern (U13, U14, U30), einen definierten Langzeitdrift aufweisen sollten. Demnach fällt der AD4522⁷² für genannte Operationsverstärker weg. Da er jedoch von Analog Devices ist und wir ADA4522⁷³ in der Schaltung haben, wird dieser für die Self-Bias-Schaltung für U31 verwendet.

Für die beiden Operationsverstärker U13 und U30 werden LTC2057⁷⁴ verwendet, da sie gemäss den im Datenblatt zu sehenden Grafen denn niedrigsten Langzeitdrift aufweisen, abgesehen vom ADA4528⁷⁵.

Für U14 wird ein ADA4528⁷⁶ verwendet, da dieser denn niedrigsten Langzeitdrift aufweist. Dies ist für Uref_2.5V möglich, da diese Spannung kleiner 5V ist und somit eine Speisung von 5V für den entsprechenden Operationsverstärker ausreicht.

⁷¹ Eine Aufstellung der in Tabelle 11 verwendeten Quellen ist unter Quellenaufführung der Tabelle zu finden.

⁷² Analog Devices: *Datasheet ADA4522*

⁷³ Analog Devices: *Datasheet ADA4522*

⁷⁴ Linear Technology: *Datasheet LTC2057*

⁷⁵ Analog Devices: *Datasheet ADA4528*

⁷⁶ Analog Devices: *Datasheet ADA4528*

Unity Gain Buffer	Output Current	Operation Voltage	Voltage Noise	Price
			0.1Hz – 10Hz	
LT1010	$\pm 150\text{mA}$	$\pm 2.5\text{V}$ to $\pm 22\text{V}$	550nV _{rms}	3.08\$

Tabelle 12 Power Buffer Spezifikationen⁷⁷

In Tabelle 12 ist der einzige IC aufgelistet, mit den wichtigsten dazu gehörigen Spezifikationen, welcher für U16 und U17 eingesetzt werden kann. Da es nur eine Möglichkeit gibt, muss der LT1010⁷⁸ gewählt werden.

Für alle Kapazitäten in den Filtern für die Referenzspannung werden Class I Keramikkondensatoren verwendet mit einem COG⁷⁹ Dielektrikum. Dies deshalb, weil diese Art von Dielektrikum nahezu keine piezoelektrischen Spannungen generiert. Dies bedeutet, dass sie, im Gegensatz zu den Class II Keramikkondensatoren bei Verformung keine Spannungen generieren. Die Magnitude dieser Spannungen ist unvorhersehbar und somit auch unerwünscht in unserer Schaltung. Da die Permittivität des COG⁸⁰ Dielektrikums jedoch sehr klein ist, werden im Schema noch Plätze für optionale 1uF Polyethylenterephthalat-Film Kondensatoren eingeplant. Diese würden die Rauschdämpfung stark verbessern, jedoch auch einen signifikanten Leckstrom von einigen nA mit sich bringen. Das Problem mit Leckströmen ist, dass sie stark temperaturabhängig sind und ein hohes Rauschen aufweisen können, so wie dies in Linear Technologys AN124f⁸¹ erläutert ist. All dies sind Dinge, die nichts in einer präzisen Schaltung verloren haben. Dies ist auch der Grund, wieso sie optional sind.

⁷⁷ Eine Aufstellung der in Tabelle 12 verwendeten Quellen ist unter Quellenaufführung der Tabelle zu finden.

⁷⁸ Linear Technology: *Datasheet LT1010. Fast $\pm 150\text{mA}$ Power Buffer*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 1991. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/LT1010.pdf (10.04.2022)]

⁷⁹ EIA: *Ceramic Dielectric Capacitors Classes 1,2 and 3; RS-198-B*; Washington: ELECTRONIC INDUSTRIES ALLIANCE. 1971.

⁸⁰ EIA: *Ceramic Dielectric Capacitors Classes 1,2 and 3*

⁸¹ Williams, Jim: *Application Note 124. 775 Nanovolt Noise Measurement for A Low Noise Voltage Reference*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2009. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/an124f.pdf (10.04.2022)]

5.1.2.3.6 Schema Spannungsreferenz

Das Schema der erläuterten Schaltung ist in Abbildung 19 zu sehen.

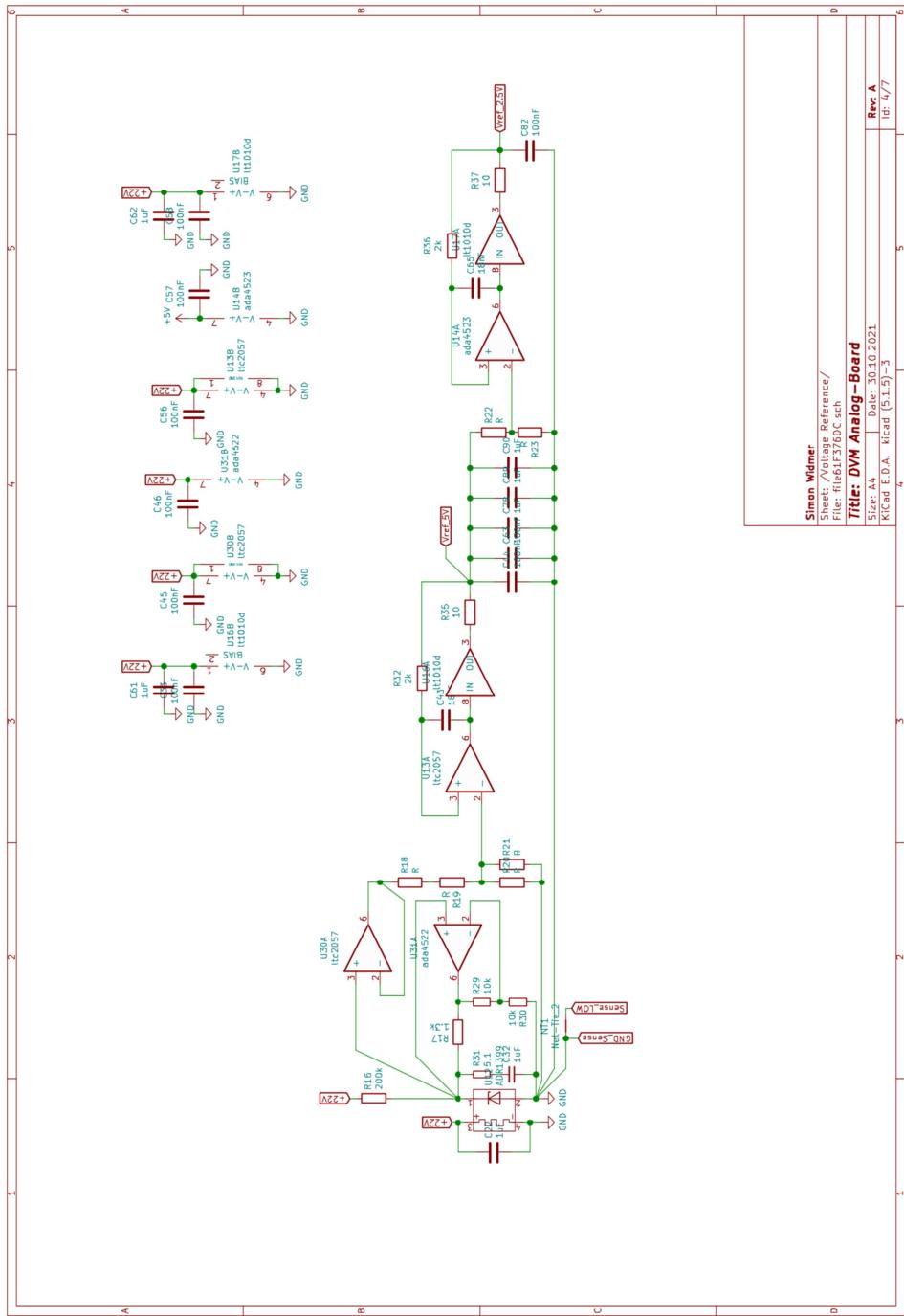


Abbildung 19 Analog-Board Spannungsrefrenz Schema⁸²

⁸² Erstellt von Simon Widmer

5.1.2.4 Datenisolation

Die Datenisolation zwischen dem Analog-Board und dem Digital-Board ist, obwohl vermeintlich unnötig, sehr wichtig für ein DVM von unserem Kaliber. Denn ohne eine galvanische Trennung zwischen dem Analog-Board und der Aussenwelt, können diverse Störfaktoren ihren Weg in die Messschaltung finden und somit auch in das Messsignal. Der Einfluss dieser Störfaktoren wird bereits durch die differenzielle Natur der Signal-Conditioning-Stage mitigiert. Jedoch ist diese nicht ideal und somit können Fehler noch weiter unterdrückt werden, indem das Analog-Board potenzialfrei gehalten wird. Genannte Störfaktoren sind:

- * Transiente Spannungen
- * Gleichtaktspannungen
- * Schwankende Massepotenziale

Nun gibt es verschiedene Technologien, wie digitale Signale isoliert werden können. Dies wäre zum Beispiel optisch, kapazitiv oder induktiv möglich. Grundsätzlich ist es egal, über welche der drei Arten das Signal übertragen wird, solange die Isolation gewährleistet ist und die Übertragungsgeschwindigkeit genügend hoch ist.

Isolator	Insulation Rating	Data Rate	Supply Voltage	Channels	Price
ADUM25XN	5000V _{rms}	150Mbps	1.7V – 5.5V	5	2.10\$
ADUM141X	3750V _{rms}	10Mbps	2.7V – 5.5V	4	2.21\$
ADUM440X	5000V _{rms}	90Mbps	3.135V – 5.5V	4	3.43\$

Tabelle 13 Digitale Isolatoren im Vergleich⁸³

In Tabelle 13 sind einige digitale Isolatoren mit entsprechenden Spezifikationen zu sehen. Da alle aufgelisteten ICs unsere Anforderungen erfüllen, ist die Wahl mehr oder weniger frei. Wichtig für uns ist jedoch, dass die ICs in verschiedenen Konfigurationen erhältlich sind, welche verschiedene Mengen an Kanälen von Seite A zu Seite B sowie umgekehrt haben. Da dies für alle der aufgelisteten ICs der Fall ist, wählten wir den am besten Erhältlichen, und zwar den ADUM141X⁸⁴.

Um weniger Datenleitungen vom Analog-Board auf das Digital-Board zu benötigen, implementierten wir noch ein einfache Seriell- zu Parallel-Umwandlungsschaltung. Dies wurde mithilfe von CD4094⁸⁵ Schieberegister gemacht, dessen parallele Datenausgänge die parallel gesteuerten analogen Multiplexer steuern. Das reduziert die Menge an benötigten isolierten Kanälen von 17 auf insgesamt 8.

⁸³ Eine Aufstellung der in Tabelle 13 verwendeten Quellen ist unter Quellenaufführung der Tabelle zu finden.

⁸⁴ Analog Devices: *Datasheet ADUM141x. Quad-Channel Digital Isolators*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2015.

[www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADUM1410_1411_1412.pdf (10.04.2022)]

⁸⁵ Texas Instruments: *Datasheet CD4094B. CMOS 8-Stage Shift-and-Store Bus Register*; Dallas: TEXAS INSTRUMENTS INC. 2003.

[www.ti.com/lit/ds/symlink/cd4094b.pdf (10.04.2022)]

5.1.2.4.1 Schema Dataisolation

Umgesetzt im Schema sieht dies wie in Abbildung 20 zu sehen ist aus.

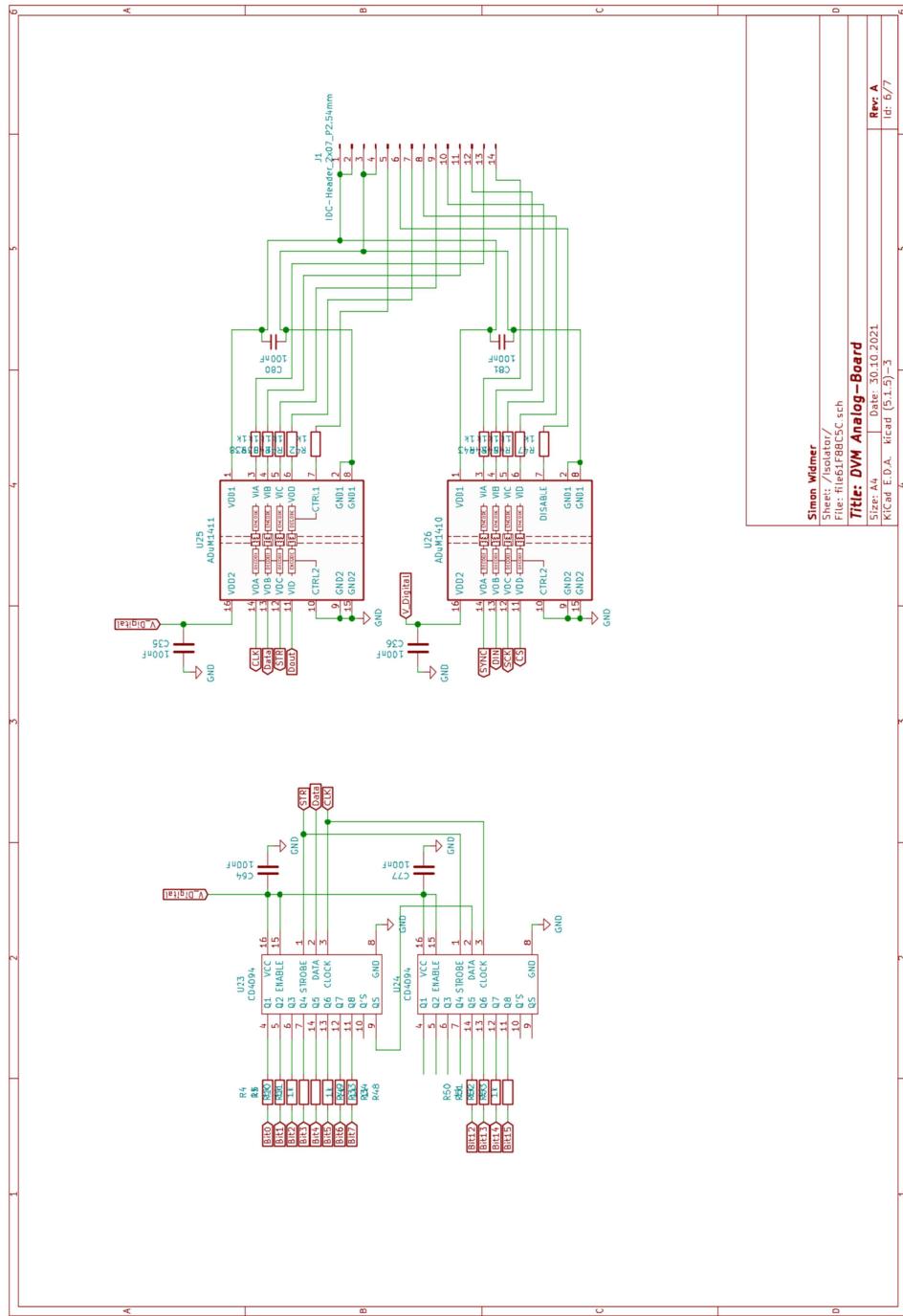


Abbildung 20 Analog-Board Datenisolation Schema⁸⁶

⁸⁶ Erstellt von Simon Widmer

5.1.2.5 Power Management

Wie bereits im Kapitel Funktionsprinzip unter Power Management erklärt, werden verschiedene Spannungen benötigt, um die diversen ICs mit Strom zu versorgen. Dabei müssen diese Versorgungsspannungen für die analogen Komponenten sehr geräuscharm und gut reguliert sein. Dies spielt für die digitalen Isolatoren, die Schieberegister sowie den digitalen Teil des ADCs keine grosse Rolle.

5.1.2.5.1 Anforderungen Power Management⁸⁷

Wie im Kapitel Funktionsprinzip erklärt, wird die Power Isolation auch linear stattfinden. Demnach muss die von den Transformatoren ausgegebene Spannung noch gleichgerichtet und geglättet werden.

Unsere Stromversorgung muss geräuscharm sein, wofür es einen ausschlaggebenden Grund gibt, welches das sogenannte Power-Supply-Rejection-Ratio, kurz PSRR, ist.

PSRR beschreibt die Tatsache, dass wenn sich die Versorgungsspannung eines Operationsverstärkers ändert, dies auch seine Ausgangsspannung tut. Bei einer Änderung von X Volt der Versorgungsspannung erzeugt er eine Ausgangsspannungsänderung von Y Volt. Das Verhältnis von X/Y ist das PSRR. Normalerweise wird PSRR in dB angegeben, wobei dieser Wert positiv oder negativ sein kann. Dies macht jedoch keinen Unterschied, da es von der Definition abhängt, ob PSRR im entsprechenden Fall als das Verhältnis der Versorgungsspannungsänderung zu Ausgangsspannungsänderung oder umgekehrt definiert ist. Oft haben Operationsverstärker ein hohes PSRR bei tiefen Frequenzen. Dabei nimmt das PSRR mit steigender Frequenz ab, wobei dessen Grenzfrequenz dabei meist sehr tief ist und danach mit etwa 6dB pro Oktave abnimmt.

Wichtig zu beachten ist, dass auch das PSRR der Regler eine Rolle spielt, damit nicht zu viel des Brummens auf der Eingangsspannung auf die Versorgungsspannung gekoppelt wird. Dabei ist es von Vorteil, bereits die unregulierte Stromversorgung so geräuscharm beziehungsweise brummfrei wie möglich zu halten. Um dies zu erreichen, werden Glättungskondensatoren mit hoher Kapazität benötigt.

Eine weitere wichtige Spezifikation, ist die Load Regulation. Diese beschreibt, wie stark sich die Ausgangsspannung des Reglers bei einer Änderung der Last ändert. Das Problem entsteht, wenn die ICs in der Signal Conditioning Stage kein gutes PSRR haben. Dann wird sich eine hohe Nicht-Linearität in der Messung ergeben. Dies deshalb, weil die Last, welche die Schaltung für die Regler darstellt, proportional zur zu messenden Spannung ist.

In Tabelle 14 sind dabei die Anforderungen an die entsprechenden Versorgungsspannungen aufgelistet.

	Analog-Powersupply			Digital-Powersupply
Voltage	+23V	-23V	+5V	+5V
Max Current	>300mA	>300mA	>100mA	>100mA
Max Noise	<40µV _{rms}	<40µV _{rms}	<40µV _{rms}	<500µV _{rms}
Load Regulation	<0.5%	<0.5%	<0.5%	<1%
PSRR	>70dB	>70dB	>70dB	>50dB

Tabelle 14 Analog-Board Anforderungen an die Stromversorgung

⁸⁷ Kester, Walt: MT-043 TUTORIAL. Op Amp Power Supply Rejection Ratio (PSRR) and Supply Voltages; Wilmington: ANALOG DEVICES Inc. 2008. [www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/mt-043.pdf (10.04.2022)]

5.1.2.5.2 Komponentenwahl

Aus genannter Erklärung wird folgendes Problem ersichtlich: Hohe Frequenzen werden sehr stark eingekoppelt. Aufgrund der Natur unseres ADC's, welche integrierend ist, wird unsymmetrisches Rauschen erheblich in der Messung sichtbar. Dies kann mithilfe von digitalen Filtern, wie im AD7177-2⁸⁸ enthalten, gedämpft werden. Dies jedoch nur bis zu einem gewissen Mass. Demzufolge fällt schon jegliche Art von Switch-Mode-Converter weg.

Voltage Regulator	Output Voltage	Ouput current	PSRR @ 120Hz	Load Regulation	Noise 10Hz – 100kHz	Price
LT3045	0V to 15V	500mA	117dB	80ppm	800nV _{rms}	3.15\$
LT3094	0V to -15V	500mA	108dB	80ppm	800nV _{rms}	3.15\$
LM317M	1.2V to 37V	500mA	80dB	1000ppm	30μV/V	0.38\$
LM337KVU	-1.2V to -37V	1.5A	77dB	3000ppm	30μV/V	0.291\$
TPS7A3001	-3V to -36V	200mA	72dB	400ppm	15.1μV _{rms}	4.539\$
TPS7A4901	3V to 36V	150mA	72dB	400ppm	15.4μV _{rms}	1.065\$
MC78M05	5V	500mA	80dB	4000ppm	45μV _{rms}	0.278\$

Tabelle 15 Spannungsregler im Vergleich⁸⁹

Wie in Tabelle 15 zu sehen ist, übertreffen der LT3045⁹⁰ sowie der LT3094⁹¹ alle anderen Linearregler mit Abstand. Leider können diese für die Generierung der ±23 V Versorgungsspannung nicht verwendet werden, da sie nur auf maximal ±15 V regeln können. Die TPS7A3001⁹² sowie TPS7A4901⁹³ haben auch ein sehr tiefes Rauschen, jedoch würde man mit diesen als Regler für die ±23 V das Risiko in Kauf nehmen in eine Überstromabschaltung zu laufen. Demnach müssen für die ±23 V Versorgung die LM317⁹⁴ sowie LM337⁹⁵ verwendet werden.

Für die 5V Versorgung der restlichen analogen Schaltung ist der LT3045⁹⁶ mit Abstand die beste Lösung, weshalb dieser auch gewählt wurde.

Die 5V Versorgung der digitalen Schaltung ist sehr unkritisch, demnach wird dort der MC78M05⁹⁷ verwendet.

⁸⁸ Analog Devices: *Datasheet AD7177-2*

⁸⁹ Eine Aufstellung der in Tabelle 15 verwendeten Quellen ist unter Quellenaufführung der Tabelle zu finden.

⁹⁰ Analog Devices: *Datasheet LT3045. 20V, 500mA, Ultralow Noise, Ultrahigh PSRR Linear Regulator*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2021. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/l3045.pdf (10.04.2022)]

⁹¹ Analog Devices: *Datasheet LT3094. -20V, 500mA, Ultralow Noise, Ultrahigh PSRR Linear Regulator*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2020. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/LT3094.pdf (10.04.2022)]

⁹² Texas Instruments: *Datasheet TPS7A3001-EP –36V, -200mA, ULTRALOW-NOISE, NEGATIVE LINEAR REGULATOR*; Dallas: TEXAS INSTRUMENTS INC. 2011. [www.ti.com/lit/ds/symlink/tps7a3001-ep.pdf (10.04.2022)]

⁹³ Texas Instruments: *Datasheet TPS7A49. 36-V, 150-mA, Ultralow-Noise, Positive Linear Regulator*; Dallas: TEXAS INSTRUMENTS INC. 2015. [www.ti.com/lit/ds/symlink/tps7a49.pdf (10.04.2022)]

⁹⁴ STMicroelectronics: *Datasheet LM317M. Medium current 1.2 to 37 V adjustable voltage regulator*; Plan-les-Ouates: STMICROELECTRONICS N.V. 2021. [www.st.com/en/power-management/lm317m.html (10.04.2022)]

⁹⁵ Texas Instruments: *Datasheet LM337. 3-Terminal Adjustable Negative Regulators*; Dallas: TEXAS INSTRUMENTS INC. 2016. [www.ti.com/lit/ds/snvs778e/snvs778e.pdf (10.04.2022)]

⁹⁶ Analog Devices: *Datasheet LT3045*

⁹⁷ ON Semiconductor: *Datasheet MC78M00. 500 mA Positive Voltage Regulators*; Phoenix: SEMICONDUCTOR COMPONENTS INDUSTRIES LLC. 2018. [www.onsemi.com/pdf/datasheet/mc78m00-d.pdf (10.04.2022)]

5.1.2.5.3 Schema Power Management

Diese Schaltung mit allen komplementären Bauteilen ist in Abbildung 21 zu sehen. Die Beschaltung aller Regler wurden gemäss der in den jeweiligen Degenblättern empfohlenen Beschaltungsweise umgesetzt. Die Gleichrichter- und Glättungsschaltung besteht aus zwei Brückengleichrichtern. Dabei ist D1 normal und D2 als Brückengleichrichter für einen Transformator mit Mittelabgriff konfiguriert, so dass ein Split-Supply generiert wird.

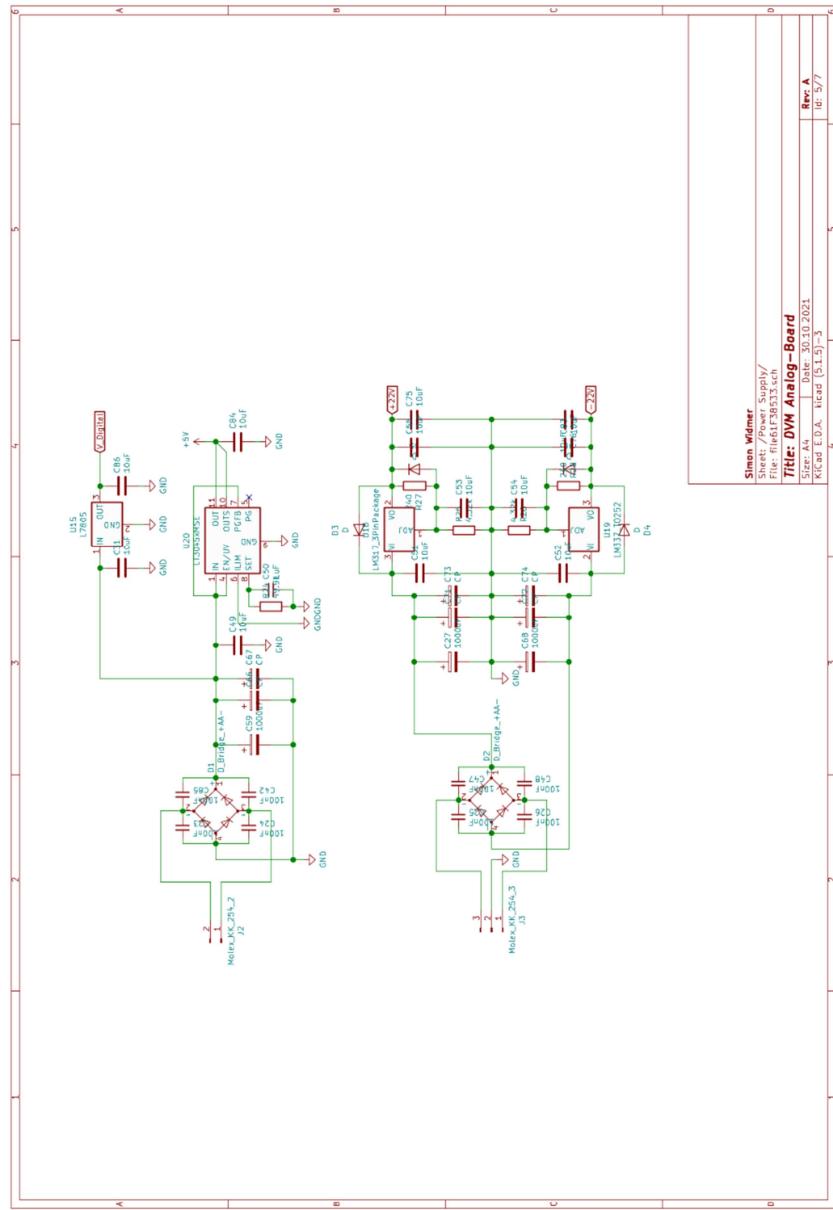


Abbildung 21 Analog-Board Power Management Schema⁹⁸

⁹⁸ Erstellt von Simon Widmer

5.1.2.6 Power Isolation

Die Isolation der Versorgungsspannung soll, wie bereits im Kapitel Funktionsprinzip angesprochen, durch mehrere Netztransformatoren erreicht werden. Dabei gibt es nicht viele in Frage kommende Transformatoren, welche unseren Anforderungen entsprechen und dabei in Gehäuse montiert werden können. Die gewählten beiden sind in Tabelle 16 zu sehen.

Transformer	Power	Series Secondary	Parallel Secondary	Series Primary	Series Secondary	Price
FP40-1200	48VA	40V _{rms}	20V _{rms}	230V _{rms}	110V _{rms}	19.09\$
FP10-4800	48VA	10V _{rms}	5V _{rms}	230V _{rms}	110V _{rms}	19.09\$

Tabelle 16 Netztransformatoren Spezifikationen⁹⁹

Die Sekundärwicklungen des FP40-1200¹⁰⁰ werden dabei in Serie geschalten. Wobei der dabei entstehende Mittelabgriff direkt auf Pin-2 von J3 auf dem Analog-Board verbunden wird und somit direkt auf Masse geht. Die beiden anderen Abgriffe werden auf Pin-1 beziehungsweise auf Pin-3 von J3 verbunden.

Die Sekundärwicklungen des FP10-4800¹⁰¹ werden dabei nicht in Serie und auch nicht parallel geschalten. Die erste Sekundärwicklung stellt die Versorgung für das Analog-Board dar und die zweite die 5 V Versorgung für das Digital-Board.

Dabei werden bei beiden Netztransformatoren die Primärwicklungen in Serie geschalten, was folgende in Tabelle 17 zusehende Verdrahtungsliste ergibt.

Transformer Pin	FP40-1200	FP10-4800
Pin 1	L	L
Pin 2	Pin 3	Pin 3
Pin 3	Pin 2	Pin 2
Pin 4	N	N
Pin 5	Pin-1 J3	Pin-1 J2
Pin 6	Pin 7, Pin-2 J3	Pin-2 J2
Pin 7	Pin 6, Pin-2 J3	Digital-Board*
Pin 8	Pin-3 J3	Digital-Board*

*Siehe Appendix C

Tabelle 17 Verdrahtungsliste Netztransformatoren

⁹⁹ Eine Aufstellung der in Tabelle 16 verwendeten Quellen ist unter Quellenaufführung der Tabelle zu finden.

¹⁰⁰ Triad Magnetics: *Datasheet FP40-1200. Power Transformer PC Mount: Flat Pack™*; Perris: TRIAD MAGNETICS. 2019. [www.catalog.triadmagnetics.com/Asset/FP40-1200.pdf](10.04.2022)]

¹⁰¹ Triad Magnetics: *Datasheet FP10-4800. Power Transformer PC Mount: Flat Pack™*; Perris: TRIAD MAGNETICS. 2019. [www.catalog.triadmagnetics.com/Asset/FP10-4800.pdf](10.04.2022)]

5.1.3 Layout Analog-Board

Die Umsetzung des Schemas des Analog-Boards in ein Layout ist eine nicht zu unterschätzende Arbeit. Dies hat den Grund, dass bei jeder Entscheidung, welche während dem Layouten getroffen werden muss, diverse Faktoren bezüglich der Signalintegrität in Betracht gezogen werden müssen. Dabei gibt es allgemeine Regeln, welche beachtet werden müssen, sowie komponentenspezifische.

5.1.3.1 Board Stack-Up¹⁰²

Zunächst muss entschieden werden, wie das Board Stack-Up sein soll. Der Name Board Stack-Up bezieht sich auf die Anordnung von Kupfer- und Isolierschichten, aus denen eine Leiterplatte besteht. Weiter wird im Board Stack-Up auch definiert, welche Kupferschicht welche Signale trägt.

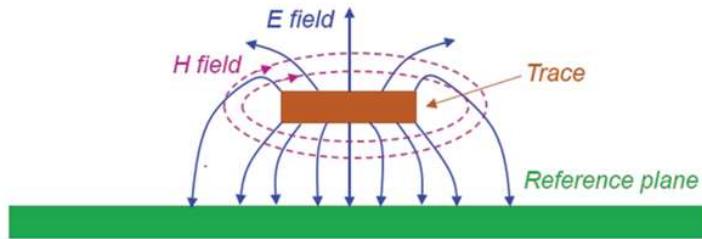


Abbildung 22 H- und E-Felder in Signalleitungen¹⁰³

Bei der Erarbeitung eines Board Stack-Ups wird hauptsächlich darauf geachtet, dass so wenig Störungen wie nur möglich erzeugt und eingekoppelt werden. Um das Prinzip der Einkopplung zu verstehen, muss einem bewusst sein, dass weder der Strom noch die Spannung die elektrische Energie tragen, sondern das magnetische sowie elektrische Feld, welches sich im Dielektrikum zwischen den Kupferflächen bewegt. Siehe Abbildung 22.

Störungen liegen der Einkopplung von elektrischen sowie magnetischen Feldern zugrunde liegt. Je weiter ein Trace von seiner Bezugsfläche entfernt ist, je mehr breiten sich auch das H- und E-Feld aus. Demnach muss jedes Signallayer ein Masselayer nahe ober oder unter sich haben.¹⁰⁴

¹⁰² Zumbahlen, Hank: *Basic Linear Design. Chapter 12: Printed Circuit Board Design Issues*, Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2007. 53-77 [ISBN-0-916550-28-1]

¹⁰³ Adamczyk, Bogdan: *PCB Return-Current Distribution in a Microstrip Line*

¹⁰⁴ Zumbahlen, Hank: *Staying Well Grounded*. In: Analog Dialogue Vol. 46 Nr. 6, Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2012. [www.analog.com/media/en/analog-dialogue/volume-46/number-2/articles/staying_well_grounded.pdf (10.04.2022)]

Aufgrund der Komplexität des Analog-Boards ist es uns nicht möglich, genannten Regeln zu folgen, ohne einen 6-Layer PCB. Leider würde dies jedoch unser Budget überschreiten, darum entschieden wir uns für den in Abbildung 23 zu sehenden Board Stack-Up. Um die Ausdehnung der Felder dennoch klein zu halten, wird jede ungenutzte Fläche auf dem Board mit Masse gefüllt.

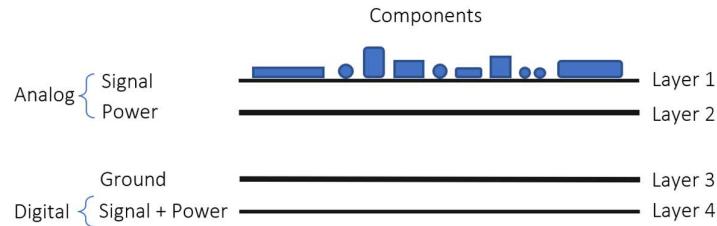


Abbildung 23 Board Stack-Up des Analog-Boards¹⁰⁵

5.1.3.2 Positionierung¹⁰⁶

Um Signalintegrität gewährleisten zu können, ist es vonnöten, dass digitale Signale mit steilen Flanken von sensiblen analogen Signalen getrennt werden. Da in unserer Schaltung IC sind, welche sowohl zur digitalen als auch zur analogen Schaltung gehören, ist es in unserem Fall ein wenig schwierig, dies voll und ganz umzusetzen. Das grösste Problem stellen die analogen Multiplexer dar, da diese im analogen Teil der Schaltung sein müssen, wobei sie durch digitale Signale gesteuert werden. Um die Flankensteilheit dieser digitalen Signale so klein wie möglich zu halten, wurden im Nachhinein im Schema noch Widerstände in Serie mit den Ausgängen der Schieberegister geschaltet. Dies hat zur Folge, dass der Widerstand zusammen mit der Eingangskapazität der Multiplexer ein RC-Tiefpassfilter bildet, welcher die Flankensteilheit der digitalen Signale stark reduziert.

Ein weiteres kritisches Bauteil ist der ADC, welcher wie die Multiplexer sowohl digital wie auch analog ist. Bei jenem wurde darauf geachtet, dass alle analogen Signale in eine Richtung gehen und alle digitalen in die andere Richtung.

Die Schaltungssegmente wurde wie in Abbildung 24 auf der Platine platziert.

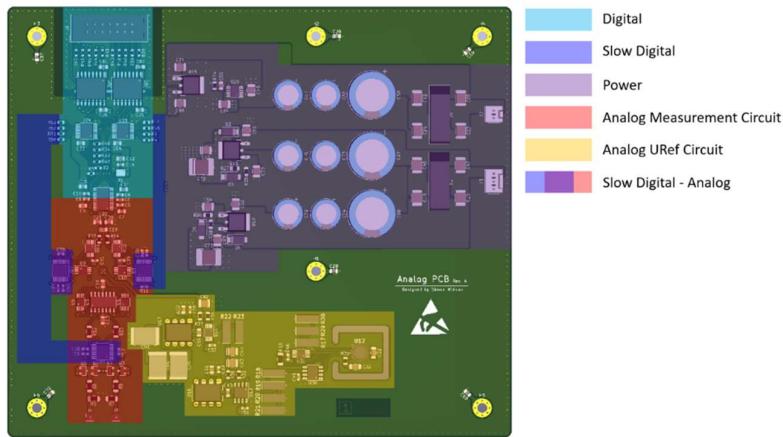


Abbildung 24 Komponenten Positionierung Analog-Board¹⁰⁷

¹⁰⁵ Erstellt von Simon Widmer

¹⁰⁶ Zumbahlen, Hank: *Basic Linear Design. Chapter 12: Printed Circuit Board Design Issues.* S.3-4.

¹⁰⁷ Erstellt von Simon Widmer

5.1.3.3 Leckströme¹⁰⁸

Leckströme sind parasitäre Ströme, welche aufgrund der nicht idealen Eigenschaften von Isolatoren zustande kommen. Meist stellen diese Ströme kein Problem dar. Fließen diese jedoch in einen Signalknoten mit hoher Impedanz, können sie Sub-Nanoampere-Signale leicht beeinträchtigen.

Um Leckstrom auf Platinen zu minimieren, werden meist anfällige hochohmige Knoten mit einem Guardring umschlossen, der auf einem Potenzial betrieben wird, das dem der Eingänge sehr nahekommt. So wie in Abbildung 25 gezeigt. Da dies jedoch enorm viel Aufwand wäre und zu einer einigen grösseren Schaltung führen würde, entschlossen wir uns dazu, dies nicht zu tun.

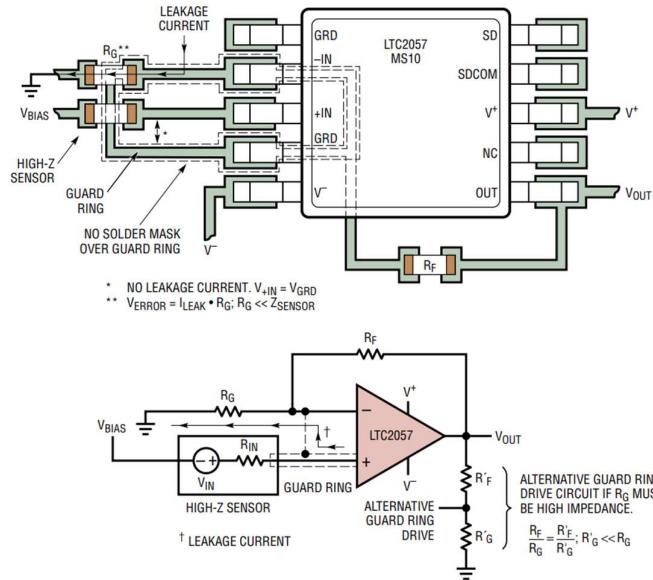


Abbildung 25 Guardring Implementation¹⁰⁹

Jedoch achteten wir beim Layout darauf, dass Pads, welche eben solche sensiblen Signale tragen die anfällig für Leckströme sind, genügendem Abstand zu anderen Signalen sowie Ground- und Power-Planes auf demselben Layer haben.

5.1.3.4 Thermospannungen

Im Bereich der Genauigkeit, in welchem wir uns bewegen mit unserem DVM, werden Probleme wie der Seebeck-Effekt zu einer relevanten Fehlerquelle. 1822 fand Thomas Seebeck heraus, dass, wenn man zwei unterschiedliche Metalldrähte an den jeweiligen Enden zusammen verbindet und eine Temperaturdifferenz zwischen den beiden Knoten induziert, ein magnetisches Feld generiert wird. Siehe Abbildung 26.¹¹⁰

¹⁰⁸ Lee, Mitchell: *Application Note 82. Understanding and Applying Voltage References*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 1999. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/an82f.pdf (10.04.2022)]

¹⁰⁹ Linear Technology: *Datasheet LTC2057*

¹¹⁰ Seebeck, Thomas Johann: *Ostwald's Klassiker der exakten Wissenschaften. Magnetische Polarisation der Metalle und Erze durch Temperatur-Differenz*; Leipzig: Wilhelm Engelmann. 1985.

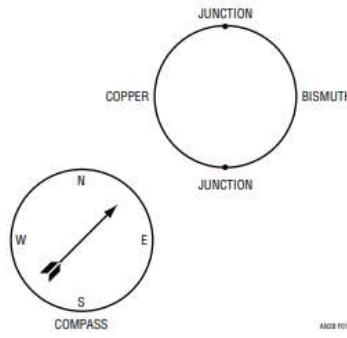


Abbildung 26 Seebeck-Effekt¹¹¹

Spätere Forschungen ergaben, dass dieser Effekt elektrischer Natur ist, da eine Spannung generiert wird, welche dann folglich einen Strom aufgrund der Temperaturdifferenz treibt. Diese Tatsache nutzt man mit Thermocouples zur Messung von Temperaturen. Siehe Abbildung 27.¹¹²

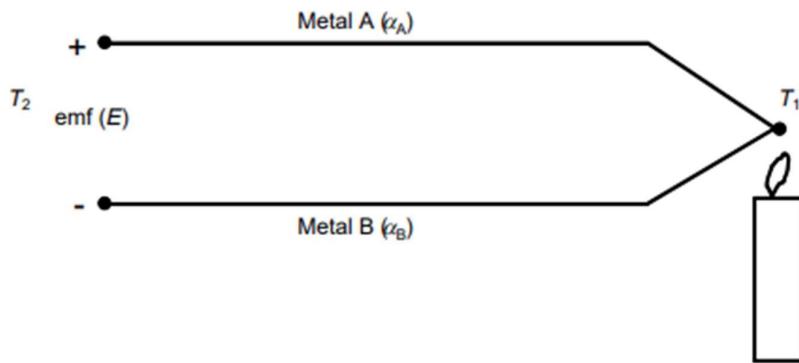


Abbildung 27 Messung von Temperaturen mittels einem Thermocouple¹¹³

Das Spannungspotenzial, welches ein Metall generiert im Verhältnis zur Temperatur Differenz, ist der sogenannte Seebeck-Koeffizient. Damit kann die Spannung aus Abbildung 27 berechnet werden, was mithilfe folgender Formel möglich ist:

$$\varepsilon = (\alpha_A - \alpha_B) \cdot (T_1 - T_2) \quad (7)$$

Nun ist das Problem, dass jeder Übergang zwischen zwei unterschiedlichen Metallen oder Legierungen ein Thermocouple darstellt. Dies kann sich als Spannungsrauschen sowie auch als Offset in der Messung manifestieren. Um die Magnitude genannter Spannungen zu minimieren, ist es grundsätzlich von Vorteil die Menge an Übergängen und somit die Menge an Thermocouples zu minimieren. Weiter sollte so gut wie möglich vermieden werden, dass ein Temperaturgradient auf der Platine entsteht.¹¹⁴

¹¹¹ Williams, Jim: *Application Note 28*

¹¹² Williams, Jim: *Application Note 28. Thermocouple Measurement*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 1988. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/an28f.pdf (10.04.2022)]

¹¹³ Williams, Jim: *Application Note 28*

¹¹⁴ Kester, Walter et al.: *Hardware Design Techniques. Resistor and Thermocouple Errors in High Accuracy Systems*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2003. [www.analog.com/media/en/training-seminars/design-handbooks/sensor-signal-cond-sect10.PDF (10.04.2022)]

Zu guter Letzt ist zu beachten, dass die Spannungen sich auch aufheben können, indem das Signal auf seinem Hin- sowie Rückweg die gleichen Übergänge erfährt. Um dies zu erreichen, ist es von Nöten, dass anfällige Teile der Schaltung so symmetrisch wie möglich gelayoutet werden. Darüber hinaus sollte die symmetrische Struktur unserer Signal-Conditioning-Stage genannte Probleme noch weiter minimieren. Somit wird jede thermische Spannung sowohl auf dem positiven wie auch auf dem negativen Eingang präsent sein. Demnach bleibt die Differenz zwischen den Eingängen unverändert. Siehe Abbildung 28.

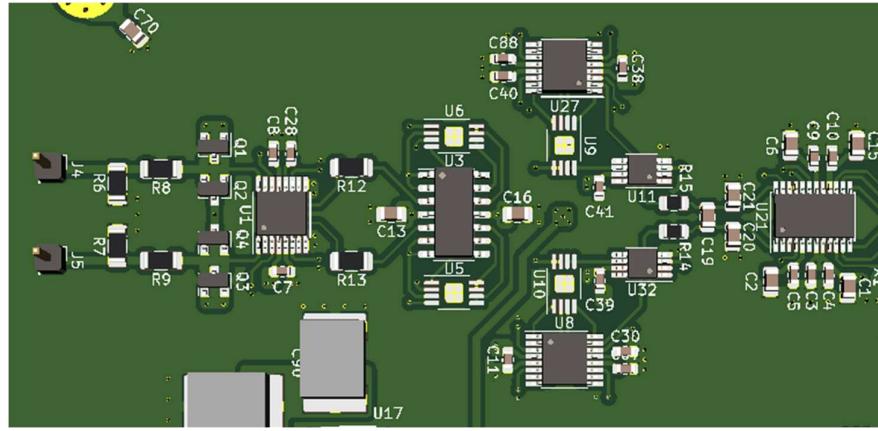


Abbildung 28 Symetrie der Signal-Conditioning-Stage¹¹⁵

5.1.3.5 Boardstress

Mechanischer Stress, welcher sich auf die Platine und somit auch auf die sich darauf befindenden Komponenten auswirkt, kann unakzeptable Drifts hervorrufen. Solche mechanischen Kräfte haben ihren Ursprung in der Montage der Platine in ein Gehäuse. Sie können aber auch durch die Ausdehnung der Platine aufgrund der Luftfeuchtigkeit oder von Änderung der Temperatur entstehen.

Für uns stellen hauptsächlich der Drift der Referenzspannung und dessen Teilerwiderstände ein Problem dar. Dabei sind die mit dem ADR1399 assoziierten Widerstände so konzipiert, dass mechanische Kräfte einen sehr kleinen Einfluss auf den Widerstandswert haben. Der ADR1399AHZ¹¹⁶ auf der anderen Hand ist dagegen um einiges kritischer. Dies, obwohl er ein TO-46 Gehäuse hat, welches mechanische Kräfte stark dämpfen kann. Jedoch ist die Die um einiges sensibler als eine Vishay Bulk-Metall-Foile¹¹⁷ Widerstand, da für diese spezielle Techniken¹¹⁸ zur Entkopplung der Widerstände angewendet werden.

¹¹⁵ Erstellt von Simon Widmer

¹¹⁶ Analog Devices: *Datasheet ADR1399*

¹¹⁷ Vishay Foil Resistors: *Bulk Metal® Foil Resistors*

¹¹⁸ Hernik, Yuval: *Facts at a Glance. When Small Isn't Better in Precision Resistor Applications*; Malvern: VISHAY INTERTECHNOLOGY INC. 2013. [www.vishaypg.com/docs/63520/FACTS_122.pdf (10.04.2022)]

Eine Methode, wie die Die vom PCB noch besser isoliert werden kann, ist durch gezielte Ausfrässungen im PCB. Mitchell Lee zeigte die Effektivität dieser Methode in AN82¹¹⁹ für Linear Technology auf. Dabei führte er die Messungen mit einem LT1460CS8-2.5¹²⁰ in einem SO-8 Package durch. Um den mechanischen Stress zu simulieren, wurde das Board 18mm pro cm verbogen. Siehe Abbildung 30. Die Resultate welche in Abbildung 29 zu sehen sind, zeigen eine Dämpfung der auf den mechanischen Stress zurückzuführende Spannungen um mehr als das 10-fache.

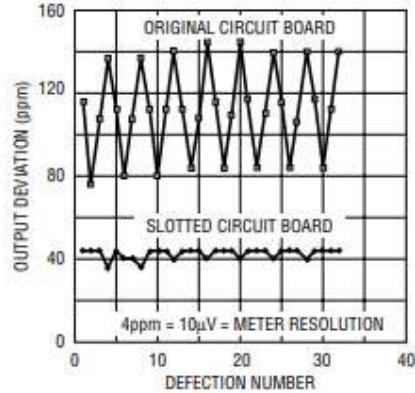


Abbildung 29 Sloting gegen Boardstress Messaufbau¹²¹

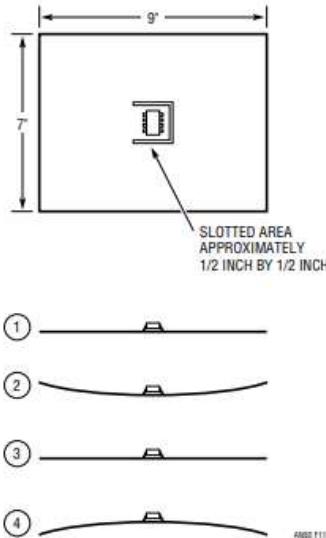


Abbildung 30 Sloting gegen Boardstress Messresultate¹²²

¹¹⁹ Lee, Mitchell: *Application Note 82*; S.6-7.

¹²⁰ Analog Devices: *Datasheet LT1460; Micropower Precision Series Reference Family*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2006. [<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/1460fc.pdf> (10.04.2022)]

¹²¹ Lee, Mitchell: *Application Note 82*.

¹²² Lee, Mitchell: *Application Note 82*.

Demnach implementierten wir dies Technik auch in unserem Layout. Siehe Abbildung 31.

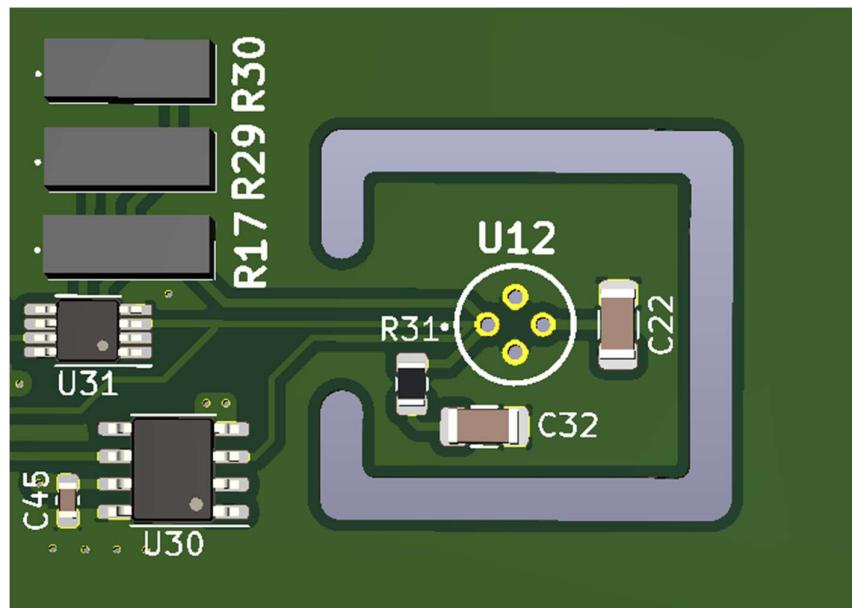


Abbildung 31 Aussfrässungen in der Platine¹²³

¹²³ Erstellt von Simon Widmer

5.1.3.6 Umsetzung des Layouts des Analog-Boards

Als gesamtes sieht das Layout des Analog-Boards wie in Abbildung 32 zusehen ist aus.

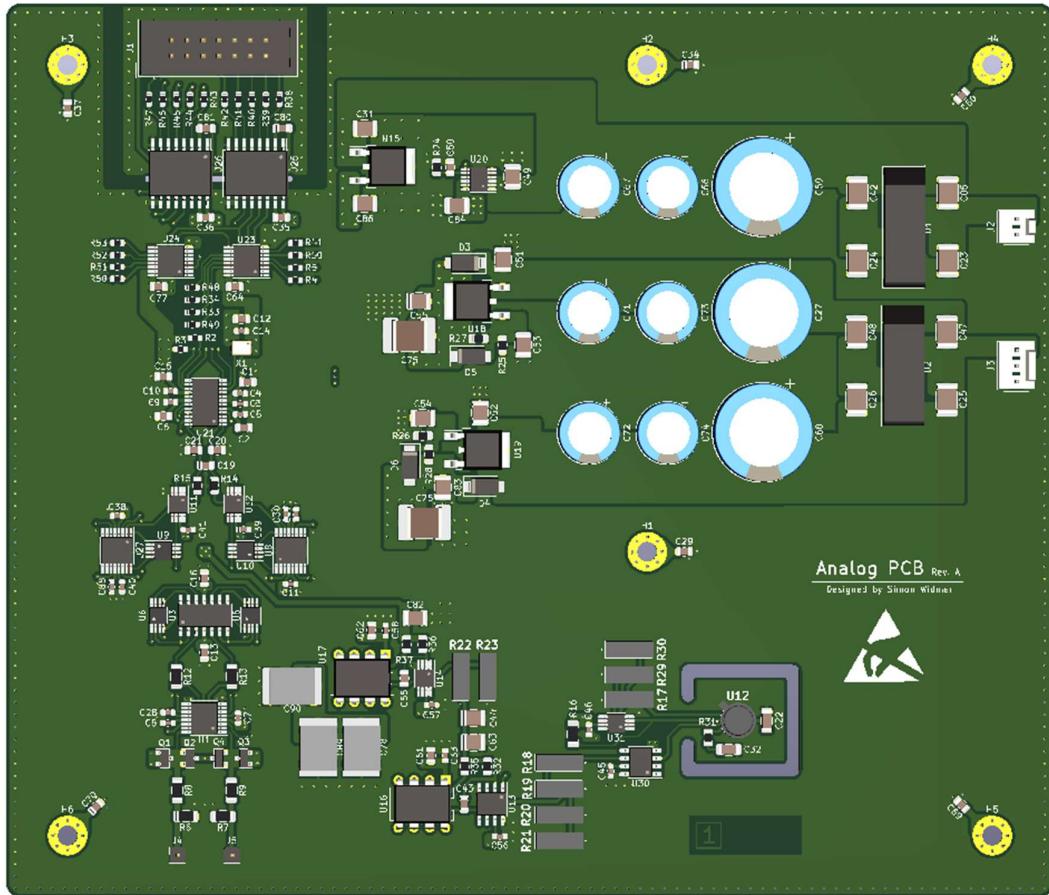


Abbildung 32 Layout Analog Board¹²⁴

¹²⁴ Erstellt von Simon Widmer

5.2 Digital Board

Im Kern des Digitalboards steht ein RP2040¹²⁵ Mikrocontroller. Er sorgt für die Kommunikation mit der ADC Schnittstelle, Datenverarbeitung und Kommunikation mit dem PC. Das digital Board ist aus dem Netz über einen Transformator gespeist. Die Wechselspannung wird auf dem Digital-Board weiter zu 5VDC umgewandelt für ein Teil Peripherie und zu 3.3VDC für den RP2040.

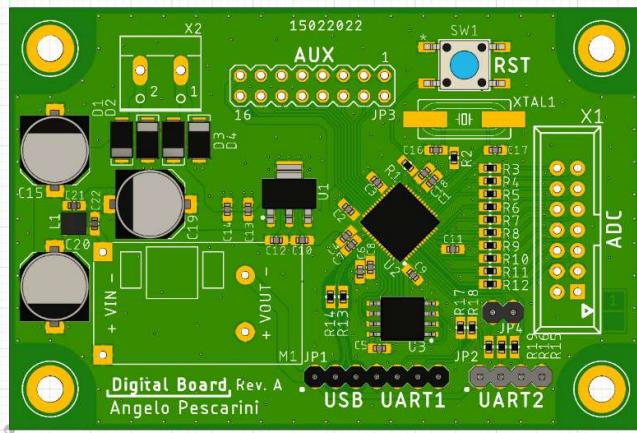


Abbildung 33 Digital Board von vorne gesehen¹²⁶

5.2.1 PCB Layout

5.2.1.1 EMI fokussiertes Layout

Da das Analog-Board sehr empfindlich ist auf elektromagnetische Felder, ist es wichtig, auch bei anderen Teilen des Projekts die Abstrahlung von elektromagnetischen Feldern möglichst niedrig zu halten.

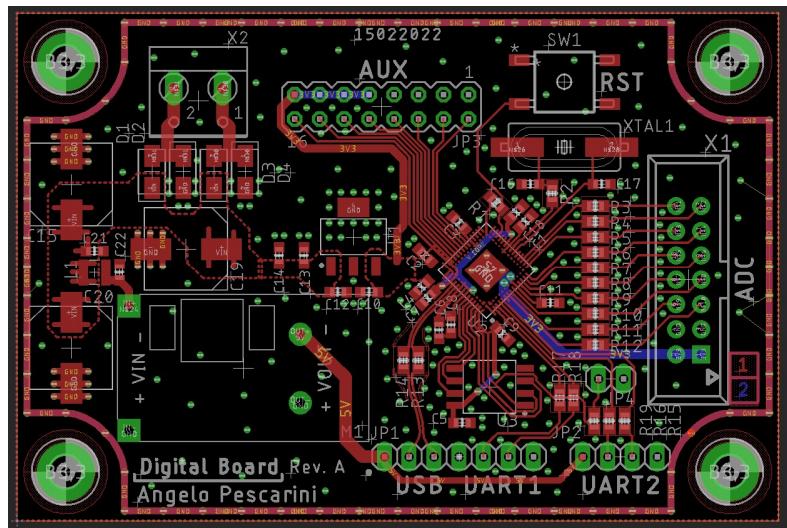


Abbildung 34 Screenshot des Layouts im Layoutprogramm¹²⁷

¹²⁵ Raspberry Pi: *RP2040 Datasheet A microcontroller by Raspberry Pi*; Cambridge: RASPBERRY PI (TRADING) LTD. 2021.
[<https://datasheets.raspberrypi.com/rp2040/rp2040-datasheet.pdf> (18.03.2022)]

¹²⁶ Erstellt von Angelo Pescarini

¹²⁷ Erstellt von Angelo Pescarini

Obwohl die EMI Ansprüche an das Digital-Board sehr hoch sind, wurde es dennoch nur mit 2 Kupferschichten umgesetzt. Der Grund dafür ist ein Lizenzproblem mit dem Layoutprogramm. Ein alternatives Layoutprogramm würde eine grosse Zeitverzögerung darstellen, da das Erlernen viel Zeit bräuchte. Trotz dieses Hindernisses soll die EMI des Digital-Board sehr niedrig gehalten werden. Die meisten Leiterbahnen sind auf der oberen Kupferschicht bis auf drei, welche auf der unteren Schicht sind.

Dabei musste berücksichtigt werden, dass diese Leiterbahnen die Massefläche unterhalb der Hochgeschwindigkeitssignale nicht unterbrechen. Die genannten Hochgeschwindigkeitssignale, sind die Datenleitungen die zur USB-Schnittstelle, zum Flashspeicher, zu den UART-Schnittstellen und zur ADC-Schnittstelle führen. Vor allem bei der USB-Schnittstelle wurde darauf geachtet, dass keine eckigen Leiterbahnen gemacht werden, da diese viel EMI generieren. Darum wurden die D+ und D-Leitungen als Kurven gelayoutet.¹²⁸ Solche Kurven sind im Layoutprogramm sehr schwierig zu generieren. Demnach wurden sie nur dort implementiert, wo sie wirklich nötig sind. Weiter musste geschaut werden, dass die Entkopplungskondensatoren eine niedrige Impedanz in der Verbindung zu der Massefläche haben. Da die Entkopplungskondensatoren die grössten Stromspitzen erfahren, können sie mit langen Leitungen viel EMI ausstrahlen.¹²⁹

Eine weitere Möglichkeit, welche zur Verringerung von EMI beiträgt, ist das sogenannte Via-Stitching. Dabei werden Vias am Rand der Leiterplatte platziert, wie es in der Abbildung 34 sichtbar ist. Es ist wichtig, dass ein durchgehender Ring aus Vias besteht, da dieser Ring einen sogenannten Faraday Käfig formt. Der Käfig hilft, jegliche ausgestrahlte Emissionen abzufangen und somit die Weiterverbreitung zu verhindern.¹³⁰

5.2.1.2 Power Supply

Die Wechselspannung gelangt auf dem Digital-Board über einen Schraubterminal X2. Es wird weiter über einen diskreten Gleichrichter zu Gleichstrom konvertiert. Der Gleichrichter setzt sich zusammen aus vier S1J Dioden. Da aber noch eine Welligkeit vorhanden ist, wird sie mit Hilfe von C15, C19 und C20 geglättet. Die Kondensatoren C13 und C14 dienen als temporäre Speicher um Stromausschläge zu glätten. C12 dient dabei dazu, hohe Frequenzen zu entkoppeln, damit der Linearregler U1 stabil arbeiten kann.

¹²⁸ Renesas: AN-954. *Layout and EMI Recommendations for Automotive Applications*; Tokyo: ANALOG DEVICES INC. 2017 [<https://www.renesas.com/us/en/document/apn/954-layout-and-emi-recommendations-automotive-applications> (28.03.2022)]

¹²⁹ Renesas: AN-954.

¹³⁰ Kennedy, Brian / Cantrell, Mark: AN-1109. *Recommendations for Control of Radiated Emissions with iCoupler Devices*; Norwood: ANALOG DEVICES INC. 2011 [<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/an-1109.pdf> (28.03.2022)]

Aus der geglätteten Speisspannung werden 5V und 3.3V erzeugt. Die 5V Speisung wird mittels eines DC-DC-Konverters erzeugt und 3.3V durch einen linearen Spannungsregler. Ursprünglich war vorgesehen, dass ein eigener DC-DC-Konverter für die Erzeugung der 5V implementiert würde. Jedoch war es wegen dem weltweiten Chipmangel unmöglich, für unser Projekt geeignete Bauteile zu finden. Also haben wir beschlossen, ein DC-DC-Modul zu benutzen, welches wir auf Lager haben. Das Modul hat fast alle, bis auf eine Anforderung erfüllt. Die nicht erfüllte Anforderung, ist das Rauschen in die Stromversorgung zurück gekoppelt werden kann. Die Kopplung dieses Rauschens kann sich sogar über die Transformatoren auf das Analog-Board koppeln. Dies würde dabei zu Messungenauigkeiten führen. Somit wurde ein EMI Filter nach der Application Note AN-2162 von Texas Instruments entwickelt.¹³¹ Der Filter besteht aus einem Filterkondensator C_f , einer Drossel L_f und einem Dämpfkondensator C_d . Der Wert von C_f kann mittels Formel 8 herausgefunden werden. Es wurde dabei für die Drossel eine Induktivität von 10uH gewählt. Für die Dämpfkondensator wurde ein Wert von 10uF gewählt, wobei der Dämpfkondensator das Verhältnis 9 erfüllen soll. Dafür muss die Eingangskapazität C_{IN} des DC-DC-Wandlers und seine Schaltfrequenz f_s bekannt sein. In unserem Fall haben für C_{IN} , 10uF angenommen:

$$C_f = \frac{C_{IN}}{C_{IN} \cdot L_f \cdot \left(\frac{2}{10}\pi \cdot f_s\right)^2 - 1} \quad (8)$$

$$C_f = \frac{10\mu F}{10\mu F \cdot 10\mu H \cdot \left(\frac{2}{10}\pi \cdot 500kHz\right)^2 - 1} \approx 1.13\mu F$$

$$C_d \geq 4 \cdot C_{IN} \quad (9)$$

Mithilfe dieses Filters sollen hohe Frequenzen, generiert vom DC-DC-Modul, unterdrückt werden. Weiter ist das Modul auf der Leiterplatte kopfüber montiert, da die untere Fläche beim Modul eine Massefläche ist. Zusammen mit der Massefläche des Digital-Board vermindert dies die Abstrahlung von elektromagnetischen Feldern.

Für die Generierung der 3.3V Speisung wählten wir einen linearen Spannungsregler. Ein LDO generiert grundsätzlich kein EMI, da er keine Spule für die Spannungsumwandlung braucht. Er hat aber Nachteile in Bezug auf die Effizienz. Bei einem DC-DC-Wandler wird die nicht benötigte Spannung in Strom umgesetzt, bei einem LDO wird die überflüssige Spannung hingegen in Hitze umgewandelt.¹³² Somit ist es wichtig, die Leistung im Auge zu behalten und eine angemessene Kühlung zu implementieren. Da der MCU nicht viel Strom benötigt, stellt die Verlustleistung des Reglers kein Problem dar. Dabei ist die Leistung durch die Formel 10 gegeben.

$$P = (U_{IN} - U_{OUT}) \cdot I \quad (10)$$

$$(7.5V - 3.3V) \cdot \downarrow I \rightarrow \underline{\downarrow P}$$

¹³¹ Martin, Alan: *AN-2162. Simple Success With Conducted EMI From DC-DC Converters*; Dallas: TEXAS INSTRUMENTS INC. 2013 [<https://www.ti.com/lit/an/snva489c/snva489c.pdf> (28.03.2022)]

¹³² Nowakowski, Rich / Taylor, Robert: *Linear versus switching regulators in industrial applications with a 24-V bus*; Dallas: TEXAS INSTRUMENTS INC. 2013 [<https://www.ti.com/lit/pdf/slyt527> (28.03.2022)]

Obwohl die Leistung sehr gering ist, ist sie dennoch nicht null und somit ist eine Erwärmung zu erwarten. Um dies Erwärmung zu reduzieren, wurden auf der Leiterplatte viele Vias gesetzt, welche mit Masse verbunden sind. Diese haben elektrisch keinen Zweck. Wie vorher in *5.2.1.1 EMI fokussiertes Layout* erwähnt, ist die untere Kupferschicht fast ununterbrochen Masse, womit sie ein hohes Kühlpotenzial bietet. So werden die Vias genutzt, um die Hitze von dem Regler auf die grosse Massefläche abzuleiten.¹³³

5.2.1.3 Layout des RP2040¹³⁴

In der Mitte des Boards steht eine RP2040¹³⁵ MCU. Die MCU ist für die Steuerung und das Auslesen des Analog-Boards zuständig. Eine grosse Herausforderung war die Pinbelegung und das Gehäuse des Chips. Das Gehäuse ist ein sogenanntes QFN Gehäuse. Das heisst, es hat keine Pins, welche aus dem Gehäuse herauskommen, sondern nur Lötflächen.¹³⁶ Die schmalen Lötflächen sind eine Herausforderung bei der Herstellung der Leiterplatten. Dabei sind sie noch knapp herstellbar bei unserem ausgewählten PCB-Hersteller. Die Pindichte ist zwar hoch, jedoch brauchen wir für unsere Anwendung nicht alle Pins des ICs, somit können wir auf das Layouten dieser Pins verzichten. Das erlaubt uns auch, kritische Komponenten nah am Chip zu positionieren oder wichtige Signale mit guter Signalintegrität zu layouten.

Die Pinbelegung selbst hat auch das Routing nicht einfach gemacht. Der RP2040¹³⁷ hat nur einen GND Anschluss. Der Chip braucht ein gutes Lötverfahren, damit das innere Pad gut verbunden ist, sonst ist der MCU nicht funktionsfähig. Da keine anderen Pins ausserhalb des Gehäuses GNDs sind, mussten wir layouttechnisch das GND Pad direkt mit der GND Fläche unten verbinden. Siehe Abbildung 35. Diese Verbindung hat also auch die Layoutmöglichkeiten von anderen Signalen auf der unteren Kupferschicht stark limitiert, da die EMI Regeln eingehalten werden sollten.

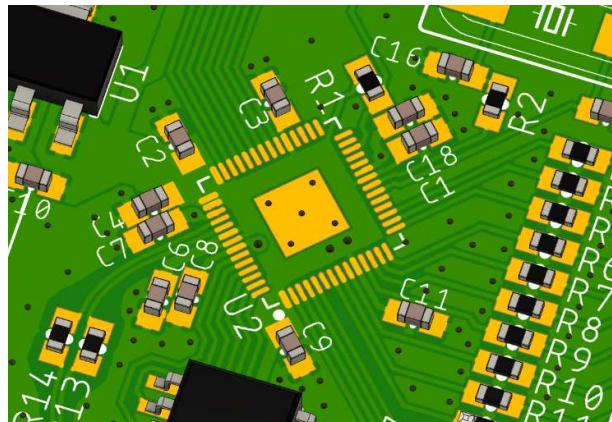


Abbildung 35 Footprint des RP2040¹³⁸

¹³³ Heinz, Bert: *Heat management of circuit boards*; Niedernhall: WÜRTH ELEKTRONIK GMBH & Co. KG 2011 [https://www.we-online.com/web/en/index.php/show/media/04_leiterplatte/2011_2/relaunch/produkte_5/heatsink/neu_2011/TecReport_01_2011_EN_S.pdf (28.03.2022)]

¹³⁴ Raspberry Pi: *RP2040 Datasheet*

¹³⁵ Raspberry Pi: *RP2040 Datasheet*

¹³⁶ Actel Corp: *AC322. Assembly and PCB Layout Guidelines for QFN Packages*; Mountain View: ACTEL CORP. [https://www.microsemi.com/document-portal/doc_download/130006-qfn-an (28.03.2022)]

¹³⁷ Raspberry Pi: *RP2040 Datasheet*

¹³⁸ Erstellt von Angelo Pescarini

Neben der GND Verbindung braucht der Chip in unserem Fall zwei Speisungen, 3.3V für eigene Peripherien und 1.8V für die Prozessorkerne. Ein Regulator für die Prozessorkernspannung befindet sich bereits auf dem RP2040¹³⁹. Er muss nur noch mit den zugehörigen Speisepins verbunden werden. Zusätzlich muss es laut dem Datenblatt mit Kondensatoren entkoppelt werden.

Der 1.8V Regulator ist mit 3.3V gespeist, so wie der Rest der Peripherien. Die GPIOs in unserer Anwendung sind nicht sensitiv auf schnelle Anstiegszeiten. Somit können wir sie auf höhere Spannungen betreiben als 3.3V. Diese Spannung ist die nächste höhere in der Industrie etablierte Betriebsspannung. Die in der Industrie etablierte Betriebsspannungen sind abhängig von der Transistorstruktur im Chip selber.¹⁴⁰ Die Entscheidung für die höhere Spannung von 3.3V ist arbiträr gewählt. Die Vorteile von einer 1.8V Betriebsspannung sind für unser Projekt wenig von Bedeutung.

Verschiedene Peripherien des MCUs, welche an 3.3V angeschlossen sind, haben ihre Speisepins auf allen vier Seiten verteilt. Somit wurde entschieden, einen «Speisring» um das mittlere Pad zu machen. Von diesem aus werden die Pins angeschlossen, wie es auf der Abbildung 35 ersichtlich ist. Jeder Pin braucht idealerweise einen Entkopplungskondensator. Eine elegante Lösung wäre, die Kondensatoren auf der unteren Seite zu löten, das steigert jedoch die Komplexität des Lötens. Da auf der unteren Seite der Leiterplatte sonst keine andere Komponente existieren, ist diese Seite vollkommen glatt. Das schaltet die Montagemöglichkeit mittels doppelseitigem Klebeband im schlimmsten Fall frei. Somit sind die Kondensatoren auf den Seiten um den Chip herum platziert. Sie sind so nah wie möglich am Chip platziert, damit sie möglichst wenig Wirkung aufgrund von langen Leiterbahnen verlieren.¹⁴¹

5.2.1.4 Konnektivität / Stecker

5.2.1.4.1 ADC Stecker

Eine der wichtigsten Stecker ist der ADC Stecker. Dafür wurde ein sogenannter IDC Stecker ausgewählt. IDC steht für Insulation-Displacement-Contact. Dies bedeutet, dass das Kabel, ohne es zu krimpen oder es zu löten, montiert werden kann, dabei ist auch kein Abisolieren nötig. Das verringert den Montageaufwand, vor allem wenn ein 14-adriges Flachbandkabel als Verbindungsmedium zwischen der ADC Karte und dem digitalen Board vorgesehen ist. Weiter haben wir Stecker gesucht, welche einen Pinabstand von 2.54 mm haben. Mit diesem Pinabstand besteht die Möglichkeit, notfalls den Stecker mit einer einfachen Stiftleiste zu ersetzen, falls der vorgesehene Stecker nicht verfügbar wäre. Bei IDC Steckern kann es beim Ansetzen von Steckern auf dem Flachbandkabel rasch zu Montagefehlern kommen. So haben wir beschlossen, Serienschutzwiderstände einzubauen. Im Fall eines Kurzschlusses einer Datenleitung zur Speisung oder GND, entsteht kein grosser Kurzschlussstrom, wie in der Formel 11 ersichtlich ist.

$$I_{sho} = \frac{V_{cc}}{R} \quad (11)$$

$$I_{short} = \frac{3.3V}{100} = 33mA$$

¹³⁹ Raspberry Pi: RP2040 Datasheet

¹⁴⁰ Huchzermeier, Johannes: *Benefits and Issues on Migration of 5-V and 3.3-V Logic to Lower-Voltage Supplies*; Dallas: TEXAS INSTRUMENTS INC. 1999 [<https://www.ti.com/lit/pdf/sdaa011>] (28.03.2022)]

¹⁴¹ Renesas: AN-954

5.2.1.4.2 Front und Rear Panel Stecker

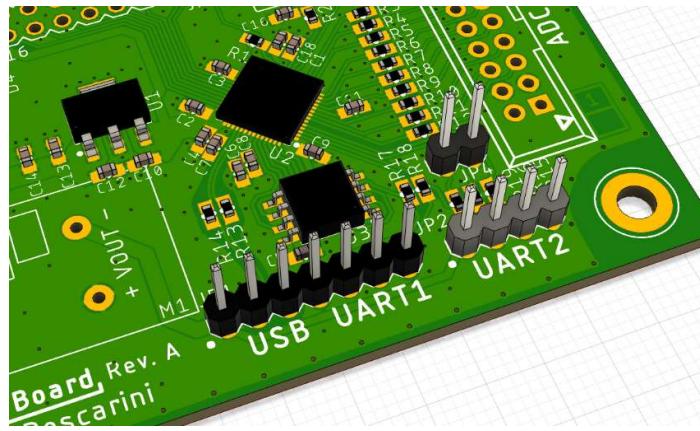


Abbildung 36 Front und Rear Panel Stecker¹⁴²

Auf der unteren Kante des digitalen Boards befinden sich 2 Pin-Steckerleisten. Der linke JP1 ist mit USB und UART1 markiert und ist für die Verbindung des Frontpanels geeignet. Es verfügt über eine Speisung von 5V sowie eine USB und UART Schnittstelle. Siehe Abbildung 36.

Der USB hatte eigene Anforderungen ans Layout. Der USB nutzt sogenannte LVDS Datenleitungen. LVDS steht für Low Voltage Differential Signaling. Das heisst, dass ein Signal aus zwei Potenzialen besteht, welche jeweils den inversen Zustand des anderen aufweisen. Dabei sieht dies wie in Abbildung 37 aus. Dabei dient das LVDS der Signalintegrität. Grund dafür ist, dass das Delta der beiden Potenziale nun unser Signal ist. Somit wird jede Störung, welche auf beide Signale eingekoppelt wird, eliminiert.

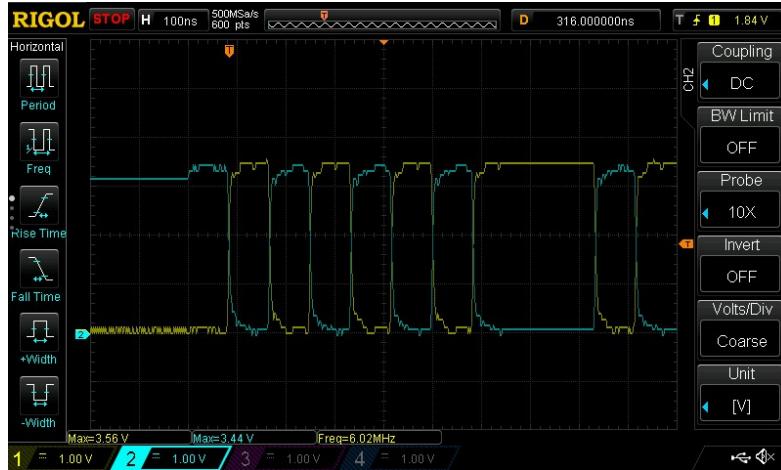


Abbildung 37 Aufnahme der D- (Kanal 1, Gelb) und D+ (Kanal 2, Blau) Leitungen bei einer aktiven USB Verbindung¹⁴³

Es muss sichergestellt werden, dass die respektiven Leitungen homogen bleiben. Das heisst, alle Einflüsse müssen sich auf beide Leitungen gleich auswirken, damit sie durch das Differenzieren ausgefiltert werden können. So müssen diese Leitungen nah aneinander sein und dürfen über keine Masseflächenschnitte laufen.

¹⁴² Erstellt von Angelo Pescarini

¹⁴³ Erstellt von Angelo Pescarini

Als nächstes sollen scharfe Ecken in den Datenleitungen vermieden werden. Wie schon vorher erwähnt, bekämpft man dieses Hindernis mit runden Leiterbahnen, um die EMI zu reduzieren. Die Datenleitungen von USB laufen auf sehr hohen Frequenzen, somit sind die Ansprüche an die EMI Erniedrigung viel grösser.¹⁴⁴

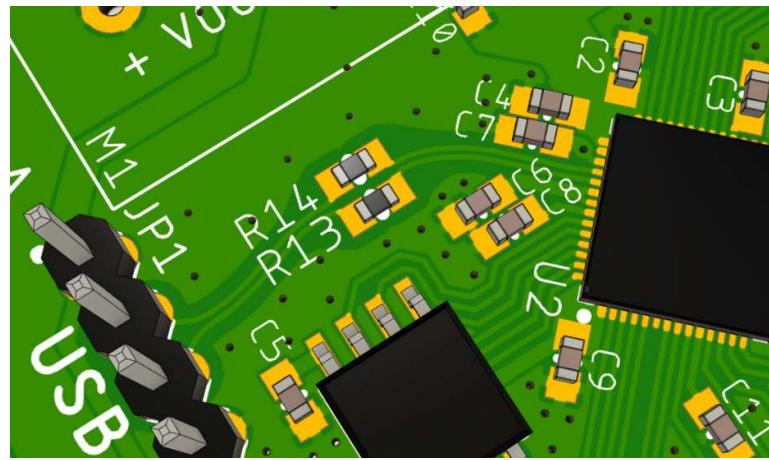


Abbildung 38 USB Leiterbahnen¹⁴⁵

Ein weiterer Aspekt im Layout von Hochgeschwindigkeitssignalen ist die parasitäre Kapazität von Groundflächen. Wie Abbildung 38 zeigt, ist die Massefläche auf der oberen Kupferschicht zurückgezogen. Ein grösserer Abstand zwischen den Leitern kleiner Kapazität zu Masse, wobei diese exponentiell Abnimmt. Die Formel 12 ist dabei die Definition der genannten Kapazität. Die elektrische Feldkonstante ϵ_0 ist nicht variierbar, die gemeinsame Fläche A ist bereits niedrig, aber nicht vernachlässigbar und der Abstand der Leiter d bietet das bereits vorgenommene Verbesserungspotenzial. Eine hohe parasitäre Kapazität verursacht langsamere Spannungsanstiegszeiten, diese können dann eine saubere Aufnahme der logischen Pegel auf der Leitung verhindern.

$$C = \epsilon_0 \cdot \frac{A}{d} \quad (12)$$

$$\epsilon_0 \cdot \frac{\downarrow A}{\uparrow d} \rightarrow \downarrow C$$

Der Frontpanelstecker bietet aber nicht nur die USB-Schnittstelle, sondern auch die UART-Schnittstelle. Diese ist für einen Nextion Display geeignet. Die Bitraten auf dieser Schnittstelle sind viel tiefer als bei USB. Es kann also auf LVDS verzichtet werden und es braucht keine besondere Aufmerksamkeit beim Layouten.

Wie beim ADC Stecker ist auch der Frontpanel-Stecker mit Schutzwiderständen ausgestattet. Die USB-Schnittstelle hat eine Angabe für Widerstandswerte vom Hersteller des MCUs. Die UART-Schnittstelle nutzt die gleichen Werte wie der ADC Stecker, um die Werte der Komponenten gleich zu halten.

Rechts von dem Frontpanel Stecker JP1 ist der JP2 für die Rear Panel I/Os. Der weist eine zweite UART-Schnittstelle auf, welche für das Kommunizieren mit dem PC geeignet ist.

¹⁴⁴ Anyiam, Ikechukwu: *High-Speed Layout Guidelines for Reducing EMI for LVDS SerDes Designs*; Dallas: TEXAS INSTRUMENTS INC. 2018 [<https://www.ti.com/lit/snla302>] (28.03.2022)]

¹⁴⁵ Erstellt von Angelo Pescarini

5.2.1.4.3 AUX Stecker

Oberhalb des MCUs befindet sich ein AUX-Stecker. AUX steht für auxiliar – zusätzlich. Auf diesen Stecker wurden einige unbenutzte GPIO Pins des MCUs herausgezogen zusammen mit einer 3.3V Speisung und GND. Dieser Stecker wird noch nicht verwendet. Der Stecker kann für Upgrades oder für eine Fehlerbehebung benutzt werden. Vier GPIO Pins können auch als analoge Eingänge konfiguriert werden, was die Flexibilität des AUX-Steckers erhöht.

5.2.2 Komponentenwahl

Bei gewissen Komponenten war es nicht sofort klar, welche gewählt werden sollten. Somit mussten die in Frage kommenden Komponenten genauer betrachtet und entschieden werden, welche in unser Projekt passen würden. Das haben wir meistens durch die sogenannte parametrisierte Suche erreicht. Das ist ein Tool, welches die Bauteillieferanten auf ihren Webshops bereitstellen, um die Bauteile nach standartmässigen Eigenschaften zu sortieren und in der Suche zu filtern.

5.2.2.1 Mikrocontroller

Die Datenverarbeitung benötigt viel Mathematik in der Firmware. So war es wichtig, einen leistungsstarken MCU zu nehmen. Das hat unsere Auswahl praktisch auf einen 32-Bit ARM basierten Mikrocontroller oder ein SoC (System on Chip) beschränkt. Da SoCs meistens in BGA Gehäuse kommen, wäre somit das Layout viel anspruchsvoller und die Anforderungen an das Löten übertreffen die Werkzeuge, die wir zur Verfügung haben.

Somit sind nur noch die 32-Bit ARM MCUs angemessen. Eine weitere Herausforderung ist der momentane Chipmangel. Dieser machte die Suche nach einem geeignetem MCU sehr kompliziert. Zwar fand man durch parametrisierte Suche einen passenden Mikrocontroller, welcher die Anforderungen unseres Projekts erfüllt. Diese waren aber bei keinem Bauteildistributor auf Lager. Alle Bauteildistributoren haben die Lagerauffüllung erst für in einem Jahr oder sogar noch später angegeben. Damit fällt die Möglichkeit für die Vorbestellung auch dahin.

Bei den Überlegungen zur Verwendung des SoCs wurde auch der Einsatz eines Raspberry Pis diskutiert. Da ein Raspberry Pi ein OS braucht, haben wir realisiert, dass der Softwareaufwand sehr gross sein kann. Raspberry hat jedoch einen eigenen MCU namens RP2040 entwickelt. Dieser MCU ist nicht in der parametrisierten Suche aufgetaucht, da wir vor allem nach Mainstream MCUs für eine einfache Software-Entwicklungen gesucht haben. Nach der kurzen Studie der Spezifikationen des RP2040 ist uns aufgefallen, dass dieser MCU passend für unser Projekt und auch vorrätig ist.

Ein weiterer Beweggrund für diesen MCU war, dass wir ein einfaches Entwicklungsboard für den RP2040 beschaffen können, damit die Softwareentwicklung parallel mit dem Layoutentwurf stattfinden kann.

5.2.2.2 3.3V Linearregler

Wir haben uns für den TC1264 entschieden. Die Auswahlkriterien waren, dass er: relativ grosse Verlustleistungen abgeben kann, eine standartmässige Pinbelegung für einen möglichen Ersatz mit anderen Reglern und eine fixe 3.3V Ausgangsspannung hat.



Abbildung 39 Modifikation des Digital Boards¹⁴⁶

Um das Ziel mit Verlustleistungen zu erreichen, haben wir uns für ein SOT-223 Gehäuse entschieden. Es ist einfach zum Löten, weist sehr gute thermale Eigenschaften auf und hat kleine Platzanforderungen.

Bei der Bestückung ist uns aufgefallen, dass die Versorgungsspannung, welche die Transformatoren liefern, höher ist als diejenigen, die das Digital-Board maximal verträgt. Da der ausgewählte Regler TC1264 laut dem Datenblatt¹⁴⁷ eine Betriebsgrenze von 6V hat, was eine zu tiefe Spannung ist, weil nach der Gleichrichtung die Spannung in etwa 12V DC beträgt. Somit musste eine kleine Modifikation der Leiterplatte vorgenommen werden, um den Regler von der vorhandenen 5V Quelle zu speisen. Diese Modifikation (Leiterbahn zwischen C19 und C14 getrennt, Die Lötstoppmaske der Leiterbahn zwischen M1 und JP1-Pin1 aufgekratzt und neue Verbindung zu C14 und C13 erstellt) ist auf der Abbildung 39 ersichtlich.

5.2.2.3 Glatkondensatoren C15, C19 und C20

Die entscheidenden Parameter waren hier die Kapazität und die Spannung der Kondensatoren. Ursprünglich war ein anderer Transformator für die Speisung des Digitalboards vorgesehen. Infolge Platzmangels im Gehäuse des DVMs ist jedoch ein neues Speiskonzept entwickelt geworden. Der ursprüngliche Transformator hat Kondensatoren mit einer Mindestspannung von etwa 18V benötigt, demzufolge hat man in der parametrisierten Suche den nächsten Standardwert genommen: 25V. Aus Platzgründen auf dem digitalen Board haben wir uns entschieden, dass wir die kleinsten Kondensatoren nehmen, welche die grösste Kapazität unter dieser Spannung erreichen. Diese werden dann parallelgeschaltet, um die benötigte Kapazität für ein stabiles DC zu erreichen.

¹⁴⁶ Erstellt von Angelo Pescarini

¹⁴⁷ MICROCHIP TECHNOLOGY INC.: Datenblatt TC1264: 800 mA Fixed-Output CMOS LDO with Shutdown, Apr. 2010; Chandler AZ, Vereinigte Staaten [<https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/21375D.pdf> (28.03.2022)]

5.2.2.4 Komplementäre Komponente für MCU

Der Mikrocontroller benötigt noch verschiedene komplementäre, passive Komponenten, um eine korrekte Funktionsweise zu gewährleisten. Diesen wurden aus der Minimal Design Example Dokumentation¹⁴⁸ übernommen.

¹⁴⁸ Raspberry Pi: *Hardware design with RP2040. Using RP2040 microcontrollers to build boards and products*; Cambridge: RASPBERRY PI LTD. 2021 [<https://datasheets.raspberrypi.com/rp2040/hardware-design-with-rp2040.pdf>] (28.03.2022)]

5.3 Die Softwareentwicklung

Die Software spielt eine integrale Rolle für den reibungsfreien Einsatz unseres Voltmeters. Ohne die spezifische Software könnte die Hardware nicht einmal so eingestellt werden, dass der Messvorgang durchgeführt würde, geschweige denn die gemessenen Signale ausgewertet und dem Benutzer zugänglich gemacht werden könnten. Die Aufgabe der Software besteht darin, unserer Hardware die spezifische Anleitung zu geben, die gewünschten Messungen durchzuführen, zu speichern und dem Nutzer durch geeignete Medien zugänglich zu machen.

5.3.1 Aufteilung zwischen Firmware und Benutzersoftware (Applikation)

Die hier entwickelte Software besteht aus zwei Teilen, der Firmware und der Benutzersoftware, oder auch Applikationssoftware (oder kurz Applikation) genannt. Die beiden Softwares müssen genau aufeinander abgestimmt sein, so dass sie sich gegenseitig «verstehen», das heisst miteinander kommunizieren können.

Die Firmware ist der Teil der Software, welcher die hardware-nahen Prozesse auf dem Mikrocontroller (MCU) steuert. Die Firmware tastet die mittels eines analog-digital-Wandlers (ADC) erfassten Messspannungen ab, verarbeitet sie und übermittelt sie anschliessend in digitalisierter Form an die Applikation.

Die Applikation dient als eigentliche Benutzerschnittstelle des Messgerätes und läuft auf einem Desktop PC oder einem Laptop. Sie empfängt die Daten von der Firmware, verarbeitet sie und stellt sie in einer für den Nutzer idealen Form auf einer Bildschirmeinheit dar. Für die bidirektionale Kommunikation zwischen Firmware und Applikationssoftware wird eine standardisierte USB-Verbindung eingesetzt. In Abbildung 40 ist das Funktionsdiagramm dargestellt.

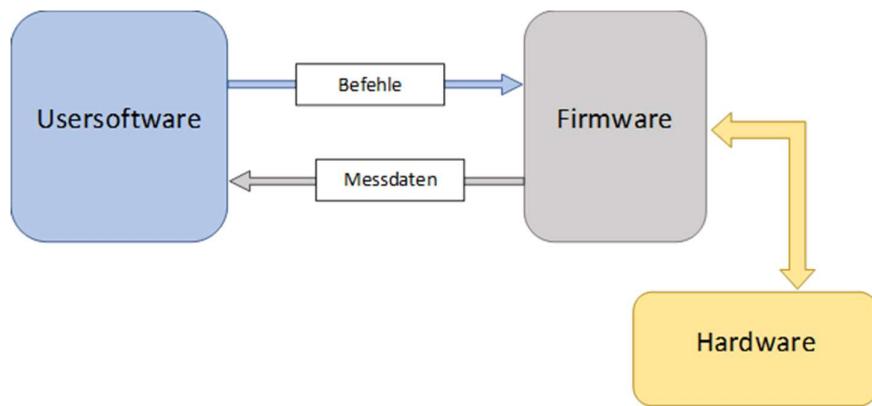


Abbildung 40 Blockdiagramm Software¹⁴⁹

Nach dem Aufstarten der Applikation wird die Kommunikationsschnittstelle zwischen PC und Messgerät, worüber Befehle und Messdaten ausgetauscht werden, aufgebaut. Mittels spezifischen Befehlen kann das Messgerät nach Benutzervorgaben konfiguriert werden. So lässt sich zum Beispiel der Eingangsspannungsbereich oder die Messgeschwindigkeit einstellen.

¹⁴⁹ Erstellt von Yoris Kucera

5.3.2 Anforderungen

Wie die Hardware, hat auch die Software gewisse Anforderungen, zu erfüllen, um eine optimale Funktion zu garantieren. Diese Anforderungen reichen von Features bezüglich der Nutzbarkeit der Benutzersoftware bis hin zu notwendigen Funktionen in der Firmware, welche auf dem MCU läuft.

5.3.2.1 Firmware

Bei der Firmware mussten folgende Anforderungen unter allen Umständen erfüllt werden.

5.3.2.1.1 MUX Konfiguration für bestimmte Messbereiche:

Unser Voltmeter hat 3 verschiedene Messbereiche («Ranges»); 200mV, 2V, und 20V. Je nach dem gewünschten Messbereich müssen die MUXs in der Analogschaltung richtig konfiguriert werden. Tabelle 18 zeigt die erforderlichen Zustände der jeweiligen MUX Inputs für einen bestimmten Messbereich.

Bit (MUX)	200mV Range	2V Range	20V Range
Bit 0 (U8A)	0	1	1
Bit 1	1	1	0
Bit 2	0	0	1
Bit 3	1	0	0
Bit 4 (U27A)	0	1	1
Bit 5	1	1	0
Bit 6	0	0	1
Bit 7	1	0	0
Bit 8 (N/A)	X	X	X
Bit 9	X	X	X
Bit 10	X	X	X
Bit 11	X	X	X
Bit 12 (U1A)	1	1	1
Bit 13	0	0	0
Bit 14	0	0	0
Bit 15	1	1	1

Legende:
0: Bit auf Low
1: Bit auf High
X: Don't care

Tabelle 18

Sofort wird einem auffallen, dass die Bits 8-11 mit einem X markiert sind. Diese Bits sind zu keinem MUX verbunden und deren Zustand ist somit egal. Ausserdem sind Bits 12-15 immer im geichen Zustand. Dies, weil diese Bits keinen Einfluss auf den Messbereich haben, sondern die Konfiguration für die Autozero Option sind.

Standardmässig, mit Autozero Off, sind die Bits im Zustand 1001, wird jedoch Autozero aktiviert, so müssen diese 4 Bits auf 0110 wechseln, während der Zustand der Bits 0-7 gleichbleiben soll.

5.3.2.1.2 Autozero Kurzschluss Schutz

Aus schaltungstechnischen Gründen dürfen die Bits 12/13 und 14/15 niemals gleichzeitig auf 1 sein. Sollte dieser Fall je eintreffen, würde in der Analogschaltung ein Kurzschluss ausgelöst. Aus diesem Grund muss beim Wechsel dieser Bits mit äusserster Vorsicht vorgegangen werden.

Die wohl sicherste und auch einfachste Lösung, um dieses Problem zu umgehen, ist, den Wechsel in zwei separaten Durchgängen zu machen.

Im ersten Durchgang werden alle Bits 12-15 auf 0 gesetzt, im zweiten Durchgang werden die gewünschten Bits wieder auf 1 gesetzt. Somit besteht nie das Risiko, dass zwei der oben genannten Bits gleichzeitig auf 1 sind.

5.3.2.1.3 ADC Konfiguration

Der von uns verwendete ADC, AD7177-2¹⁵⁰ hat sehr viele verschiedene Konfigurationsmöglichkeiten. Der ADC muss gemäss den technischen Anforderungen und der Analogschaltung korrekt konfiguriert werden. Unten aufgelistet sind die einfachen Konfigurationsoptionen.

- * Der Inputmodus muss auf «Fully Differential» gestellt werden.
- * Der AIN3 Pin muss mit dem internen Pluspol des ADCs verbunden werden.
- * Der AIN4 Pin muss mit dem internen Minuspol des ADCs verbunden werden.
- * Die analogen Inputbuffers müssen aktiv sein.
- * Der interne digitale Filter, der zu verwenden ist, ist der SINC3 Filter.
- * Der Konversionsmodus muss auf «Continuous Read Mode» gesetzt werden.
- * Die Ausgangsdatenbreite muss 32Bits betragen.
- * Die Samplingrate muss auf 5 Samples pro Sekunde gesetzt werden.
- * Die internen Inputbuffers müssen inaktiv sein.
- * Die interne Referenzspannung muss getrennt sein.
- * Die Clocksource muss auf «External Clock» gesetzt werden.

Weiter soll bei jedem Start eine Kalibrierung gemäss Datenblatt durchgeführt werden. Dabei ist wichtig, dass alle Bits der MUXs ausser Bits 13 und 14 auf 0 sind.

5.3.2.1.4 Autozero

Wenn Autozero aktiviert wird, wird ein anderer Wert als Nullwert gesetzt. Somit werden alle weiteren Messungen relativ zu diesem Autozero-Nullwert ausgegeben.

Normalerweise würde man um die 10 Samples sammeln und den Durchschnitt davon nehmen. Jedoch macht dies bei unserer langsamen Samplerate von 5 Samples pro Sekunde wenig Sinn. Aus diesem Grund nehmen wir nur einen einzigen Wert. Dieser Wert wird dann als der virtuelle Nullpunkt definiert.

Der Autozero-Nullwert wird nun von allen zukünftigen Werten abgezogen, bevor sie in Volt umgerechnet werden.

5.3.2.2 Usersoftware

Die Usersoftware ist um einiges lockerer was die Anforderungen im Vergleich zur Firmware angeht. Sie braucht nur wenige Komponenten, um vollständig funktionstüchtig zu sein.

5.3.2.2.1 Lesen und Ausgeben der ADC Werte

Unser Voltmeter schickt periodisch die umgewandelten ADC Werte per USB-UART an den PC. Diese Werte sollen von der Usersoftware ausgelesen, und darauffolgend ausgegeben werden.

¹⁵⁰ Analog Devices: *Datasheet AD7177-2*

5.3.2.2.2 Speichern der ADC Werte in einer CSV Datei

Alle ausgegebenen Werte der Usersoftware sollten auch zusammen mit einem Timestamp in einer CSV Datei gespeichert werden. CSV steht für Comma Separated Values, und definiert ein Dateiformat, bei dem Daten mit Kommas separiert aufgelistet werden. Dieses Format hat den Vorteil, dass es

- * sehr einfach zu lesen ist für einen Computer,
- * sehr einfach zu generieren ist,
- * sich leicht in andere Formate umwandeln lässt und
- * man es direkt in Programme wie Microsoft Excel oder Google Sheets importieren kann.

Beispiel:

Timestamp,Voltage
18.03.2022 11:14:06.024,3.7654
18.03.2022 11:14:06.220,3.8451
18.03.2022 11:14:06.422,3.9148
18.03.2022 11:14:06.673,3.9837

Timestamp	Voltage
18.03.2022 11:14:06.024	3.7654
18.03.2022 11:14:06.220	3.8451
18.03.2022 11:14:06.422	3.9148
18.03.2022 11:14:06.673	3.9837

5.3.2.2.3 Setzen verschiedener Werte

Die Firmware unseres Voltmeters hat viele verschiedene interne Variablen. Zum Zweck der Kalibrierung ist es wichtig, dass die Usersoftware volle Kontrolle über einige dieser Variablen hat. Die wichtigsten davon sind:

- * Die Range des Voltmeters:

Die Usersoftware sollte frei zwischen 200mV, 2V und 20V wechseln können.

- * Die Gainwerte der verschiedenen Ranges:

Jede Range hat einen spezifischen Gainwert, mit dem die erhaltene Spannung multipliziert wird, um den richtigen Wert zu erhalten. Diese Gainwerte sollten frei modifizierbar sein.

- * Autozero Aktivieren
- * Zustand der MUXs

Jedes Bit der Range MUXs sollte separat gesetzt oder gelöscht werden können, um volle Kontrolle über die Range zu haben.

5.3.3 Umsetzung

5.3.3.1 Programmiersprache

Die Firmware selbst ist in C++ geschrieben. Wir haben uns dazu einige Gedanken gemacht und Punkte verglichen.

5.3.3.1.1 Platz

Einer der wichtigsten Faktoren beim Entwickeln für einen MCU ist der verfügbare Platz. Auf einem Desktop Rechner muss man nicht sehr sparsam sein mit Festspeicher. Meistens sind mehrere Gigabyte davon frei verfügbar. Dies ist auf einem MCU nicht der Fall. Auf dem von uns gewählten RP2040¹⁵¹ haben wir lediglich 2MB Flash Speicher zur Verfügung.

¹⁵¹ Raspberry Pi: RP2040 Datasheet

Folgende zwei Stücke Code machen ein und dasselbe, das obere Beispiel ist in purem C geschrieben, während das untere in C++ geschrieben wurde.

```
// C
int main() {
    int v[10] = {
        1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9
    };
    return v[5];
}

// C++
#include <array>
int main() {
    std::array<int, 10> v = {
        1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9
    };
    return v[5];
}
```

c.uf2	42 KB
cpp.uf2	166 KB

Abbildung 41 Dateigrößenvergleich C vs. C++¹⁵²

Der Unterschied ist riesig, wobei man natürlich zugeben muss das der Grossteil dieses Grössenunterschieds allein von dem «#include <array>» Statement kommt.

5.3.3.1.2 Performance

Generelle Annahme: C ist schneller als C++. Doch dies ist nicht immer der Fall. Eine Programmiersprache ist nicht an sich schneller als eine andere. C++ ist eine Erweiterung von C, d.h. es ist möglich pur C in einem C++ Programm zu schreiben.

Das prävalenteste Feature von C++ über C sind Klassen. Diese machen das Organisieren von Code um einiges leichter und verleihen bessere Übersichtlichkeit. Wir wollten diese ebenfalls nutzen. Die Verwendung von Klassen hat nur einen sehr kleinen Einfluss auf die Performance. Wir haben das ganze an einem sehr kurzen Beispiel gemessen, bei dem jeweils die n'te Fibonaccizahl gesucht werden musste.

Eine rekursive C Implementation dieser Funktion sieht folgendermassen aus:

```
unsigned long long fib(int n) {
    if (n <= 1)
        return n;

    return fib(n - 1) + fib(n - 2);
}
```

Code Ausschnitt 1

¹⁵² Erstellt von Yoris Kucera

Die C++ Implementation ist dieselbe, ausser dass sie in eine Klasse «Fib» eingebettet wurde:

```
class Fib {
public:
    explicit Fib(int n) : _n(n) { }
    constexpr unsigned long long get() const {
        return this->fib(_n);
    }

private:
    constexpr unsigned long long fib(int n) const {
        if (n <= 1)
            return n;
        return this->fib(n - 1) + this->fib(n - 2);
    }

    int _n;
};

Code Ausschnitt 2
```

Als wir diese zwei Stücke Code laufen gelassen haben, um jeweils alles Fibonaccizahlen von der 0. bis zur 50. zu finden, sind wir auf folgendes Resultat gekommen:

```
Run on (16 X 4200 MHz CPU s)
CPU Caches:
  L1 Data 32 KiB (x8)
  L1 Instruction 32 KiB (x8)
  L2 Unified 512 KiB (x8)
  L3 Unified 16384 KiB (x2)
-----
Benchmark      Time       CPU   Iterations
-----
c_fib          56.1 ns     53.1 ns  10000000
cpp_fib         57.8 ns     58.6 ns  11200000
```

c_fib: C Implementation
cpp_fib: C++ Implementation

Abbildung 42 Leistungsvergleich C vs. C++¹⁵³

Wie man sehen kann, ist der Unterschied zwischen den beiden nur minimal, mit C bei 56.1ns, und C++ bei 57.8ns. C war leicht schneller in diesem Fall.

Das Ganze wurde auf einem Desktop PC mit einem *AMD Ryzen 7 3700x @ 4.2GHz* getestet. Der verwendete Compiler war MSVC x64 Version 19.29.30139, mit /O2 Optimierung.

5.3.3.1.3 Übersichtlichkeit/Anschaulichkeit

Schon nur durch die Existenz von Klassen, gewinnt C++ massiv an Übersichtlichkeit. Klassen, beziehungsweise Objekte, haben den Vorteil, dass sie sich ideal dazu eignen, elektronische Bauteile zu verkörpern. Ausserdem gibt es zahllose andere Features, welche einem das Leben leichter machen beim Programmieren in C++ wie die Typinferenz und Templates, somit haben wir uns dafür entschieden.

¹⁵³ Erstellt von Yoris Kucera

5.3.3.2 Software Development Kit

Direkt mit einem MCU zu interagieren ist oft eine schlechte Idee. Hauptsächlich da man sehr einfach Fehler begehen kann, welche im schlimmsten Fall eine negative Auswirkung auf die Funktion des MCUs haben. In den meisten Fällen stellt der Hersteller des MCUs ein Interface bereit, um mit diesem und dessen Peripherie zu interagieren. Bei unserem gewählten MCU, dem RP2040¹⁵⁴, ist so ein Interface ebenfalls vorhanden.

Das Software Development Kit (SDK) ist verfügbar unter der pico-sdk GitHub Repository¹⁵⁵. Die SDK stellt verschiedenste Funktionen zur Verfügung, beispielsweise um low/high auf die Pins des MCUs zu schreiben. Auch stellt sie Funktionen für die Kommunikation mit externen Geräten zur Verfügung wie z.B. mit UART oder USB.

Ausserdem enthält die SDK Build-Skripte, welche den kompilierten Code in das richtige Format bringen. Für möglichst einfache Verwendung benötigten wir für den RP2040¹⁵⁶ «.uf2» Dateien. UF2 (USB Flashing Format¹⁵⁷) ist ein von Microsoft entwickeltes Dateiformat zum einfachen Laden von Binaries auf einen MCU.

Mithilfe der Pico SDK konnten wir nun unser Projekt richtig konfigurieren:

```
include(pico_sdk_import.cmake)

pico_sdk_init() # SDK Initialisieren

pico_enable_stdio_usb(dvm_firmware 1)      # USB Aktivieren
pico_enable_stdio_uart(dvm_firmware 1)       # UART Aktivieren
pico_add_extra_outputs(dvm_firmware)         # UF2 Datei

target_link_libraries(dvm_firmware
    pico_stlport     # Standard Funktionen
    pico_multicore  # Multithreading
    hardware_sync    # Synchronisierung
)
```

Code Ausschnitt 3

Da Code nicht immer selbstverständlich ist, haben die meisten Libraries und Interfaces eine Dokumentation, welche alle Funktionen und Module beschreibt und zum Teil auch Beispiele zur Anwendung gibt. Die Pico SDK hat ebenfalls eine sehr ausführliche Dokumentation¹⁵⁸ auf welche wir oft zurückgegriffen haben, wenn etwas nicht klar war.

Dies befindet sich in der CMake Konfigurationsdatei des Projekts, nicht im eigentlichen Code.

Die Konfigurationsdatei bestimmt wie das Projekt zusammengehängt wird vom Compiler und Linker.

¹⁵⁴ Raspberry Pi: *RP2040 Datasheet*

¹⁵⁵ Raspberry Pi: *Raspberry Pi Pico SDK*. Ver. 1.3.0 Nov. 2021; GitHub Repository [<https://github.com/raspberrypi/pico-sdk> (15.03.2022)]

¹⁵⁶ Raspberry Pi: *RP2040 Datasheet*

¹⁵⁷ Microsoft Corp.: *USB Flashing Format (UF2)*. 2022; GitHub Repository [<https://github.com/microsoft/uf2> (15.03.2022)]

¹⁵⁸ Raspberry Pi: *Raspberry Pi Pico SDK Documentation*; Ver. 1.3.0. Nov. 2021; Cambridge [<https://raspberrypi.github.io/pico-sdk-doxygen> (20.03.2022)]

Ausserdem können in der pico-examples GitHub Repository¹⁵⁹ zahlreiche Beispiele für alle möglichen Funktionen des MCUs gefunden werden. Diese reichen von simplen Beispielprogrammen bis hin zu komplexen Anwendungsbeispielen.

5.3.3.3 Schieberegister

Auf dem Analogboard unseres Voltmeters befinden sich 12 analoge Schalter (MUXs). Diese werden von zwei Schieberegistern kontrolliert. Die zwei Schieberegister haben jeweils 8 Bits, sind miteinander verbunden und bilden so zusammen ein 16 Bit Schieberegister. Jedes Bit kontrolliert einen der analogen Schalter, mit Ausnahme von Bits 8-11, welche zu nichts verbunden sind.

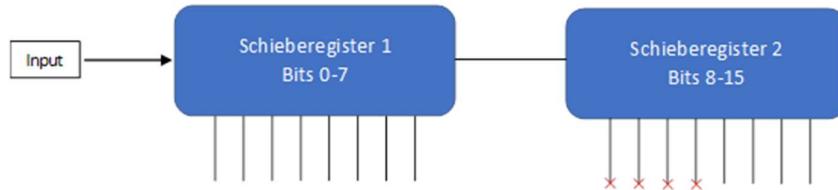


Abbildung 43 Beschaltung Schieberegister¹⁶⁰

Die Schieberegister sind seriell angesteuert und haben einen internen Speicher, der erst bei einem Impuls an ihrem STROBE Pin an den Output aktiviert wird.

Das heisst, um ein einzelnes Bit zu ändern, müssen alle Bits neu gesetzt werden, da nur bei Schieberegister 1 Bits eingeschoben werden können. Somit musste die Firmware zu jeder Zeit wissen, was der Zustand der Schieberegister ist, damit nichts falsch gesetzt wird.

<pre> union RangeMuxes { struct { uint8_t bit0 : 1; uint8_t bit1 : 1; uint8_t bit2 : 1; uint8_t bit3 : 1; uint8_t bit4 : 1; uint8_t bit5 : 1; uint8_t bit6 : 1; uint8_t bit7 : 1; }; uint8_t value; // Zugriff auf alle Bits }; </pre>	<pre> // Setzen/Löschen einzelner Bits: m_range_state.bit0 = 0; m_range_state.bit1 = 1; m_range_state.bit2 = 0; m_range_state.bit3 = 1; m_range_state.bit4 = 0; m_range_state.bit5 = 1; m_range_state.bit6 = 0; m_range_state.bit7 = 1; // Äquivalent zu: m_range_state.value = 0xAA; </pre>
--	---

Abbildung 44 Speicherstruktur der analogen Multiplexer¹⁶¹

Da das manuelle Setzen und Löschen von Bits in einer Vielzahl relativ mühsam werden kann, haben wir diesen Zustand als Bitfeld gespeichert:

Links sieht man die Deklaration der RangeMuxes Union. Diese speichert den Zustand der Bits. Rechts sieht man wie einzelne Bits nun gesetzt oder gelöscht werden können. Sobald alle Bits richtig gesetzt

¹⁵⁹ Raspberry Pi: *Raspberry Pi Pico SDK Examples*; Ver. 1.3.0 Nov. 2021; GitHub Repository [<https://github.com/raspberrypi/pico-examples>] (19.03.2022)]

¹⁶⁰ Erstellt von Yoris Kucera

¹⁶¹ Erstellt von Yoris Kucera

wurden, werden sie in die Schieberegister geschoben und an deren Outputs gesetzt, was schlussendlich den Zustand der analogen Schalter beeinflusst.

5.3.3.4 ADC

Der ADC ist einer der wichtigsten Aspekte des Voltmeters. Dieser verfügt über sehr viele verschiedene Konfigurationsmöglichkeiten und es muss sichergestellt werden, dass alle Einstellungen richtig konfiguriert wurden.

Dazu müssen zuerst die relevanten Werte in die Register des ADCs geschrieben werden. Der ADC AD7177-2¹⁶², den wir verwenden, listet eine Menge Konfigurationsregister und deren Funktion auf. Wie bei den Schieberegistern werden Daten seriell auf den ADC geschrieben. Das Datenblatt des AD7177-2¹⁶³ zeigt folgendes Diagramm:

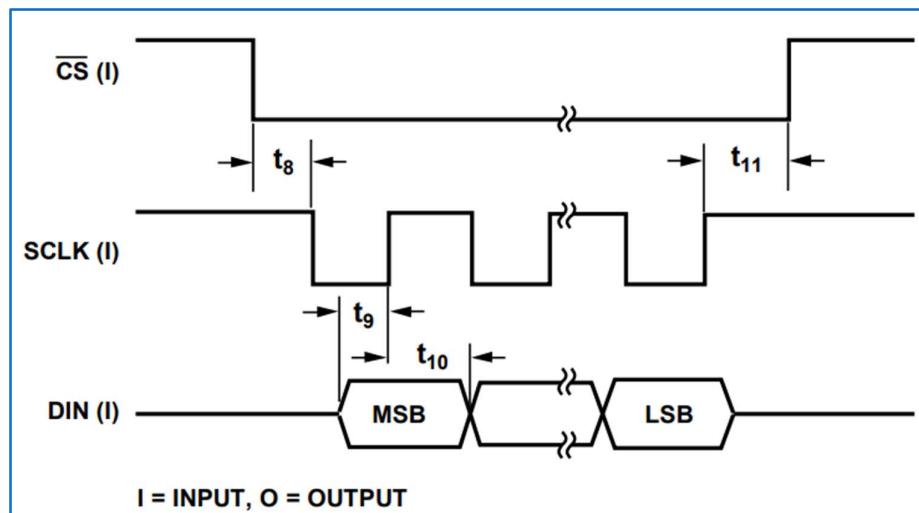


Abbildung 45 Schreibzyklus Timing Diagramm¹⁶⁴

Damit auf ein Register des ADCs geschrieben werden kann, muss zuerst der CS (Chip Select) Pin auf low gesetzt werden. Anschliessend wird bei jedem low-high Gang des SCLK (Serial Clock) Pins der Wert des DIN (Data In) Pins gelesen.

Um zu bestimmen, auf welches Register geschrieben werden soll, muss jeweils die Adresse des Registers spezifiziert werden. Da die Register des AD7177-2¹⁶⁵ jeweils 16 Bits breit sind, besteht also jeder Befehl aus 3 Bytes, bzw. 24 Bits.

Bits 0-7 (Byte 0)	Bits 8-15 (Byte 1)	Bits 16-24 (Byte 2)
Registeradresse		Wert

Tabelle 19

¹⁶² Analog Devices: *Datasheet AD7177-2*

¹⁶³ Analog Devices: *Datasheet AD7177-2*

¹⁶⁴ Analog Devices: *Datasheet AD7177-2*

¹⁶⁵ Analog Devices: *Datasheet AD7177-2*

Der erste Wert wird zwar als Adresse bezeichnet, ist jedoch schlussendlich nur ein Kennzeichner dieses spezifischen Registers.

```
for (auto i = 0; i < 8; i++, data <= 1) {
    gpio_put(m_pins.din, data & 0x80);

    gpio_put(m_pins.sclk, false);
    STALL();
    gpio_put(m_pins.sclk, true);
}

Code Ausschnitt 4
```

Somit konnten wir zum Schreiben folgendes Stück Code verwenden:

```
for (auto i = 0; i < 8; i++, data <= 1) {
    gpio_put(m_pins.din, data & 0x80);

    gpio_put(m_pins.sclk, false);
    STALL();
    gpio_put(m_pins.sclk, true);
}

Code Ausschnitt 5
```

Hier wird durch jedes Bit von data geloopt, und jeweils der Wert des Bits auf den DIN Pin geschrieben. Zwischen jedem Bit wird der SCLK Pin einmal low, und wieder auf high gesetzt.

Das Lesen von Daten aus dem ADC funktioniert nach dem gleichen Prinzip.

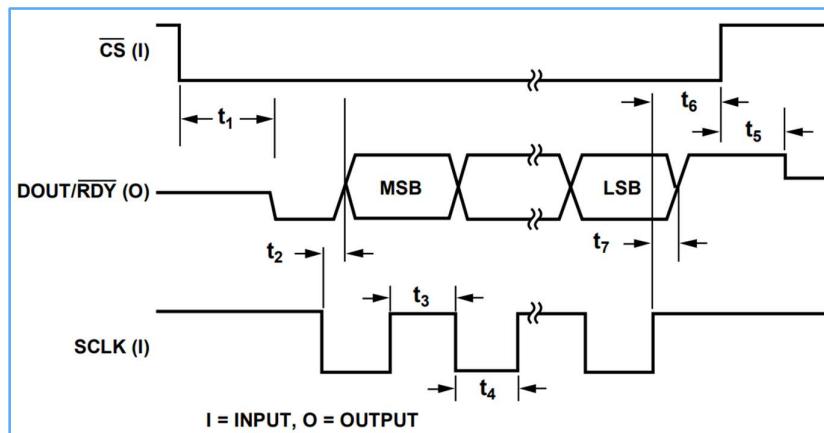


Abbildung 46 Lesezyklus Timing Diagramm¹⁶⁶

¹⁶⁶ Analog Devices: *Datasheet AD7177-2*

Wenn der RDY (Ready) Pin auf low geht heisst es, dass ein weiterer ADC Wert verfügbar ist. Wenn anschliessend SCLK auf low gezogen wird, schreibt der ADC das erste Bit des Werts auf den DOUT (Data Out) Pin, welcher dann beim low-high Gang von SCLK gelesen werden kann. Somit kann nach dem gleichen Prinzip wie beim Schreiben, auch gelesen werden:

```
uint32_t val = 0;

for (auto i = 0u; i < 32; i++) {
    // SCLK Pin auf Low setzen
    gpio_put(m_pins.sclk, false);
    // DOUT Pin lesen, und Bit setzen/löschen
    val |= (static_cast<uint32_t>(gpio_get(m_pins.dout)) << i);
    // SCLK Pin auf High setzen
    gpio_put(m_pins.sclk, true);
}
```

Code Ausschnitt 6

5.3.3.5 Kommunikation

Die Firmware kann per USB-UART mit einem Desktop Rechner kommunizieren. Der RP2040¹⁶⁷ MCU hat 2 CPU-Cores, welche unabhängig voneinander gleichzeitig an verschiedenen Dingen arbeiten können. Die Kommunikation auf der Firmwareseite findet auf dem zweiten Core des MCUs statt. Wir haben eine Funktion, welche ständig den USB Input abfragt und Daten herausschreibt. Das zweite Core des MCUs kann man folgendermassen starten:

```
multicore_launch_core1(DigitalVoltmeter::communication);
```

Code Ausschnitt 7

Hierbei ist «DigitalVoltmeter::communication» die Funktion, welche die USB Kommunikation kontrolliert.

5.3.3.5.1 Multithreading

Da jedoch das erste Core die ADC Messdaten einliest, muss dieses die Daten an das zweite Core übergeben können. Dazu haben wir eine Datenstruktur bekannt als Queue (Deutsch; Warteschlange) verwendet. Eine solche Queue funktioniert nach dem FIFO (First in First out) Prinzip. Das heisst, dass der erste Wert, der eingeschoben wird, auch der erste ist, der wieder herausgeholt werden kann. Somit kann das erste Core die ADC Daten in die Queue einschieben, sobald es sie kriegt. Das zweite Core kann diese anschliessend entfernen und sie per USB rausschicken. Ein Problem bei der Sache ist, dass es, wenn zwei separate Threads gleichzeitig auf die gleiche Ressource zugreifen zu einer Wettlaufsituation¹⁶⁸ (Race Condition) kommen kann. Bei einer Wettlaufsituation ist z.B. das zweite Core daran, etwas aus der Queue zu entfernen, wobei aber gleichzeitig das erste Core etwas in die Queue schiebt. Dabei wird womöglich der neue Wert unabsichtlich invalidiert und gelöscht.

Um dies zu verhindern, gibt es Hardwaresynchronisierungen. Dabei kann ein Core Besitz von einer Ressource ergreifen und diese damit für alle anderen Cores blockieren. Dieser Mechanismus ist auch bekannt als Spinlock, Mutex, oder Semaphore. Dieser Spinlock kann anschliessend von einem Thread

¹⁶⁷ Raspberry Pi: RP2040 Datasheet

¹⁶⁸ Lutkevich, Ben: *What is a race condition?*. Newton; Massachusetts: TECHTARGET. 2021.
[<https://www.techtarget.com/searchstorage/definition/race-condition> (03.04.2022)]

gesperrt und entsperrt werden. Während der Spinlock gesperrt ist, kann kein anderer Thread darauf zugreifen, und muss warten, bis er wieder entsperrt wurde. Somit sieht unser Code, um die Daten in die Queue zu schieben wie folgt aus:

```
spin_lock_unsafe_blocking(m_spinlock); // Spinlock sperren
m_values.push(voltage); // Queue modifizieren
spin_unlock_unsafe(m_spinlock); // Spinlock entsperren
```

Code Ausschnitt 8

Gleichzeitig fragt das andere Core die Queue nach neuen Werten ab und probiert diese dann zu lesen:

```
spin_lock_unsafe_blocking(dvm.m_spinlock); // Spinlock sperren

float value = dvm.m_values.front(); // Vordersten Wert lesen
dvm.m_values.pop(); // Wert aus der Queue löschen
spin_unlock_unsafe(dvm.m_spinlock); // Spinlock entsperren
```

Code Ausschnitt 9

5.3.3.5.2 Befehle

Alle möglichen Befehle sowohl auf Firmware- als auch auf Usersoftwareseite sind mit einem fixen Format vordefiniert. Befehle werden immer mit einer «Command-ID» geschickt. Diese ID ist immer das erste Byte des jeweiligen Befehls, darauffolgen alle Daten. Beispielsweise sieht der «AdcValue» Befehl folgendermassen aus:

Byte 0	Byte 1	Byte 2	Byte 3	Byte 4
ID = 0x00		ADC Wert als Fliesskommazahl		

Tabelle 20

Im Falle das ein Befehl eine variable Grösse haben kann, wird als zweites und allenfalls drittes Byte noch eine Grösse in Bytes mitgeschickt:

Byte 0	Byte 1	Byte 2	Byte 3...n
ID	Datengrösse in Bytes		Daten

Tabelle 21

6 Mechanik

6.1 Mechanische Bearbeitung von Gehäuse

Für unser Projekt brauchten wir ein Gehäuse, welches erstens aus Metall besteht, zweitens über genügend Platz verfügt und zu guter Letzt muss die Vorder- sowie Rückplatte aus Aluminium bestehen. Das Budget für das Gehäuse haben wir bei 150 CHF angesetzt, da wir dies für einen vernünftigen Betrag halten. Aufgrund dieser Anforderungen, entschieden wir uns für das Gehäuse IA-6161¹⁶⁹ von Bud Industries, da dies alle unsere Anforderungen erfüllt.

Um unsere Leiterplatten und die Transformatoren im Gehäuse montieren zu können, mussten wir das Gehäuse noch mit entsprechenden Löchern und Ausfrässungen versehen. Als erstes erstellten wir eine technische Zeichnung mit Hilfe eines CAD Programmes, siehe Appendix E. Diesen Plan setzten wir dann mithilfe eines Akkubohrers und einer CNC-Fräse um.

Dabei musste die Vorderplatte mit zwei Ausschnitten versehen werden. Einen für den C14 Netzfilter sowie einen für den Ein/Aus-Schalter. Diese Aussparungen wurden mit einer CNC-Fräse gefräst. Um Probleme beim Fräsen zu vermeiden, wurden alle Ausschnitte etwas kleiner gefräst, sodass sie im Nachhinein noch auf die passende Größe gefeilt werden konnten.

Die Positionen der Löcher wurden dabei einfach mittels eines Bleistiftes im Gehäuse eingezeichnet und dann mit dem Akkubohrer gebohrt.

6.2 PCB Bestückung

Die Layouts der Leiterplatten wurden als Gerber Dateien exportiert und an JLCPCB zur Herstellung gesendet. Um das Löten so einfach wie möglich zu machen, wurden sogleich auch Schablonen für das einfache Auftragen der Lötpaste bei JLCPCB in Arbeit gegeben. Nach dem Erhalt der Leiterplatten haben wir sie mit Hilfe der Schablonen und entsprechender Lötpaste gefertigt. Dabei wurde zuerst mit der Schablone und einem Spachtel die Lötpaste aufgetragen, danach wurden die SMD Komponenten per Hand bestückt. Die nun bestückten Platinen wurden mittels des Prinzips des Reflow-Lötens mit einer Heissluftstation bei 330°C gelötet.

Als nächstens wurde eine optische Kontrolle durchgeführt, um allfällige Zinnbrücken ausfindig zu machen. Gefundene Zinnbrücken wurden dann mit einem Lötkolben getrennt. Nach diesem Schritt wurden noch die übrigen THT Komponenten bestückt und gelötet. Am Schluss wurden die Boards, so gut wie möglich mit Isopropylalkohol gereinigt.

6.3 Montage

Das Digital-Board haben wir auf der Frontplatte mit 5 mm Abstandbolzen montiert. Das Analog-Board auf dem Boden des Gehäuses entsprechend mit 10 mm Abstandbolzen. Die Trafos wurden ebenfalls auf dem Boden des Gehäuses mit 20 mm Abstandbolzen montiert. Für die Schrauben haben wir verschiedenste M3 Sechskopfschrauben verwendet, da wir diverse solcher zur Hand hatten. Nach dem Montieren des Ein/Aus-Schalters sowie des Netzfilters, wurden die Transformatoren, nach der in Tabelle 17, Kapitel 4.1.2.6 Power Isolation, beschriebenen Verdrahtungsliste verdrahtet und mit dem Ein/Aus-Schalter verbunden. Alsdann wurden die beiden Bananenbuchsen für die Messeingänge montiert und mit dem Analog-Board verbunden.

¹⁶⁹ Bud Industries: IA-6161. Aluminium Instrument Case; Willoughby: BUD INDUSTRIES INC.
[<https://www.budind.com/wp-content/uploads/2019/01/hb6161.pdf> (03.04.2022)]

Das nun vollständig zusammengebaute DVM sieht wie in Abbildung 47 zu sehen ist, wie folgt aus.

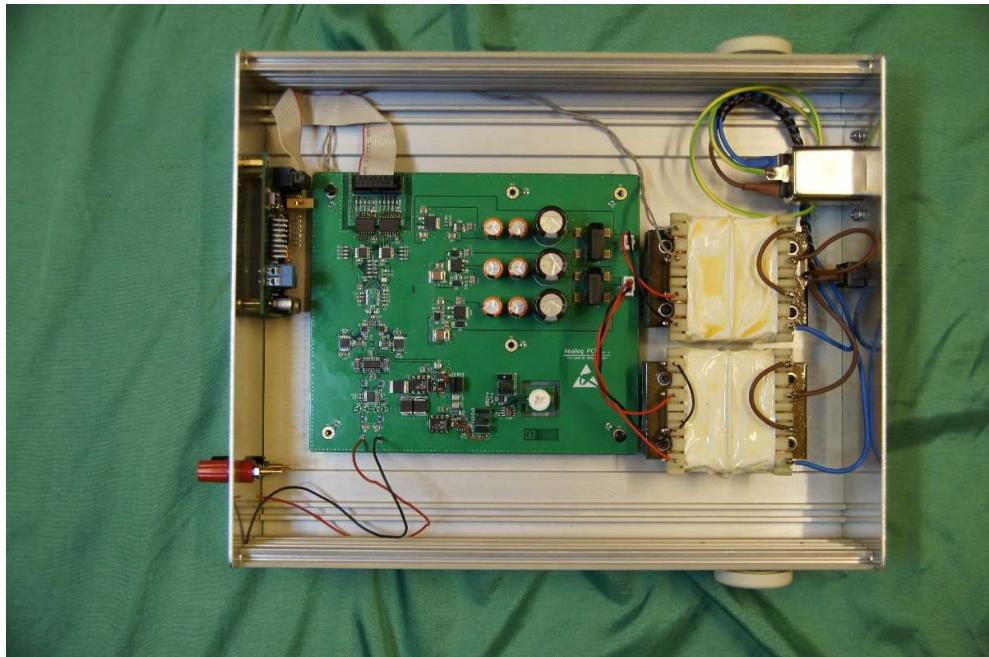


Abbildung 47 DVM Ansicht von oben¹⁷⁰

¹⁷⁰ Erstellt von Simon Widmer

7 Inbetriebnahme

Mit dem Abschluss der Montage konnten wir nun zum nächsten Schritt übergehen. Dies ist die Inbetriebnahme des DVMs. Um dabei unsere Sicherheit zu gewährleisten und um vermeidbare Fehler zu verhindern, welche zur Zerstörung des DVMs führen könnten, sind wir bei der Inbetriebnahme methodisch vorgegangen. Bei der Inbetriebnahme wurde nach dem Folgenden in Tabelle 18 beschriebenen Inbetriebnahmeprotokoll vorgegangen.

Nr.	Beschreibung	Sollwert	Istwert	i.O.
1	Ein/Aus-Schalter aus, Gerät vom Netz getrennt. Stecker an Sekundärseiten ausstecken. Datenkabel zwischen Analog Board und Digital Board ausstecken.			
2	Widerstand zwischen Erde am Gerätestecker und Gerätgehäuse messen.	<1Ohm	~0.2Ohm	
3	Widerstand zwischen P und N am Gerätestecker messen.	>100kOhm	2MOhm	
4	Widerstand zwischen P und Erde am Gerätestecker messen.	>100kOhm	1MOhm	
5	Widerstand zwischen N und Erde am Gerätestecker messen.	>100kOhm	1MOhm	
6	Ein/Aus-Schalter einschalten.			
7	Widerstand zwischen P und N am Gerätestecker messen.	15 - 100Ohm	35Ohm	
8	Ein/Aus-Schalter ausschalten. Netzkabel in Netz einstecken. Ein/Aus-Schalter einschalten.			
9	Spannungen an Trafoterminalen 1 zu 4 messen.	200 – 250VAC	230VAC	
10	Spannung an Trafoterminalen 5 zu 6 messen	20 – 25VAC	22VAC	
11	Spannung an Trafoterminalen 8 zu 7 messen	20 – 25VAC	22VAC	
12	Spannung an Trafoterminalen 5 zu 6 messen	5 – 7VAC	6.6VAC	
13	Spannung an Trafoterminalen 8 zu 7 messen	5 – 7VAC	6.6VAC	
14	Ein/Aus-Schalter ausschalten. Sekundärseitiger Stecker einstecken.			
15	Ein/Aus-Schalter einschalten.			
Digital Board				
16	Spannung an X2 messen.	5 – 7VAC	6.6VAC	
17	Spannung an C15 messen.	5 – 10V	8V	
18	Spannung an U1 Pin 3 und 2 messen.	3.3V \pm 10%	3.3V	
19	Spannung an M1 Pin 3 und 4 messen.	5.25V \pm 10%	5.5V	
20	Spannung an C18 messen.	1.8V \pm 10%	1.82V	
21	JP4 kurzschließen.			
22	USB Programmierkabel in PC und JP1 einstecken, RST Taste kurz betätigen.	Im Windows Explorer erscheint ein Drive «RPI-RP20»	True	
23	Kurzschluss auf JP4 entfernen			
24	Programm hochladen	Drive entfernt sich automatisch.	True	

25	RST Taster kurz betätigen	Im Windows Explorer erscheint kein Drive «RPI-RP20»	True	
	Analog Board:			
26	Spannung an U15 Pin 3 zu GND messen.	$3.3V \pm 10\%$	1.6V	X
27	Spannung an U20 Pin 11 zu GND messen.	$5V \pm 10\%$	9V	X
28	Spannung an U18 Pin 2 zu GND messen.	$23.5V \pm 10\%$	22.3V	
29	Spannung an U19 Pin 3 zu GND messen.	$-23.5V \pm 10\%$	-22.1V	
30	Spannung an U12 Pin 1 zu GND messen.	$7.05V \pm 5\%$	7.08V	
31	Spannung über R20 messen.	$4.7V \pm 5\%$	3V	
32	Spannung an U16 Pin 3 zu GND messen.	$4.7V \pm 5\%$	22V und 0V	X
33	Spannung an U17 Pin 3 zu GND messen.	$2.5V \pm 5\%$	6V	X
34	Datenkabel zwischen Analogboard und Digitalboard einstecken.			
35	USB-to-UART Konverter mit AUX Stecker und PC verbinden.			
36	Analog MUX Funktion prüfen mittels PC-Software			

Tabelle 22 Inbetriebnahmeprotokoll

Wie zu sehen ist, konnte die Inbetriebnahme nach Punkt 33 nicht mehr weitergeführt werden. Grund dafür war, dass die Ursache für die zu hohen Spannungen zuerst gefunden werden musste, bevor man das Board mit der Software testen konnte.

Eine ausführliche optische sowie messtechnische Suche der Ursache der Fehler blieb fast ergebnislos. Daraus schlossen wir, dass uns ein Fehler bei der Entwicklung des Analog-Boards unterlaufen ist. Demnach suchten wir im Schema nach möglichen Ursachen. Dabei wurden wir fündig beim Vergleichen von dem in der Arbeit beschriebenen Funktionsschema des Tiefpass-Filters für die Referenzspannungen und der Umsetzung dieses Schemas.

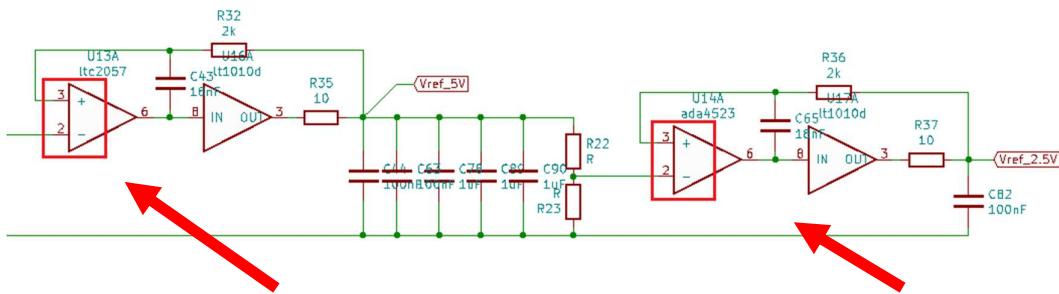
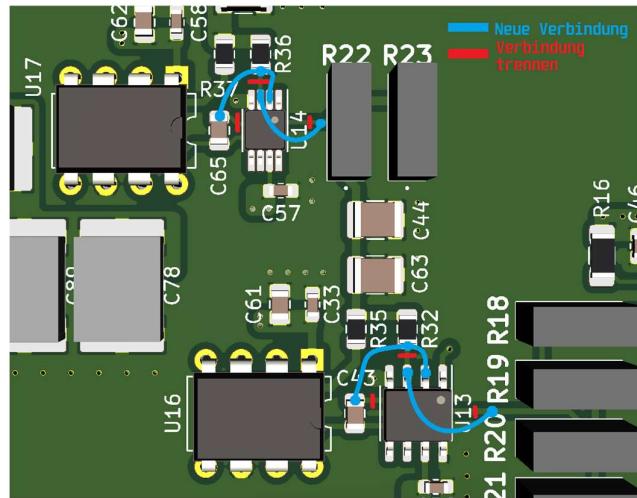


Abbildung 48 Fehler im Schema des Analog-Boards¹⁷¹

Wie in Abbildung 48 zu sehen ist, haben wir im schlussendlichen Schema bei den Composite-Amplifiers die jeweiligen Eingänge Int+ und In- der Operationsverstärker U13 und U14 vertauscht. Dieser Flüchtigkeitsfehler erklärte die zu hohe Spannung bei der Inbetriebnahme, da diese Schaltung nun kein Unity-Gain-Buffer mehr ist, sondern wie ein Komparator agiert. Diese beiden Komparator Schaltungen geben dabei abhängig davon, ob das Potenzial an In- von U13 grösser 0V ist oder nicht, 0V oder +22V für Uref_5V und 0V oder 5V für Uref_2.5V aus.

¹⁷¹ Erstellt von Simon Widmer

Unserer Meinung nach wird wohl folgendes passiert sein. Da wir eine zu hohe Spannung auf der analogen 5V Speisung massen, muss Uref_5V auf +22V gewesen sein. Demnach war +22V am Referenzspannungseingang des AD7177-2¹⁷² präsent. Dabei versuchte der dieser die Spannung auf 5V herunterzubringen, da dies die höchst zulässige Spannung am entsprechenden VRef+ Pin ist. Da U16, der LT1010, jedoch 150mA treiben kann, wurde der ADC zerstört. Weiter zerstörte U16 sogleich auch noch U15 und zog U20 auf 9V. Siehe Appendix A. Diese These überprüften wir sogleich, wobei unsere Vermutung sich bewahrheitete, da der VRef+ Pin des AD7177-2¹⁷³ mit Masse kurzgeschlossen war.



8 Fazit / Schlusswort

Anders als geplant ist unser digitales Voltmeter zur Zeit der Abgabe nicht funktionsfähig. Demnach konnten die technischen Ziele auch nicht in der Praxis getestet werden und somit wurden wir jenen auch nicht gerecht. In der Theorie sollte unser digitales Voltmeter den technischen Spezifikationen, die wir gesetzt haben, mehr als Genüge tun, wäre uns der in Kapitel 7 *Inbetriebnahme* beschrieben Fehler nicht unterlaufen.

Anders ist dies mit den Zielen bezüglich der Entwicklung und der Herstellung sowie den Zielen im Bezug zur Benutzerfreundlichkeit. Alle diesen Kategorien angehörigen Zielen konnten nicht nur in der Theorie erfüllt beziehungsweise umgesetzten werden, sondern auch in der Praxis. Ausgenommen davon ist das Computer Interface, welches nicht vollumfänglich getestet werden konnte, da das Analog-Board nicht funktionstüchtig ist. Somit gilt das Ziel auch hier nicht als erreicht.

Auf den ersten Blick mag es scheinen, dass die Arbeit ein Fehlschlag sei. Dieser Anschein trügt jedoch. Die Arbeit stellt unserer Meinung nach ein gutes Proof-of-Concept dar. Wir haben für die etlichen Probleme, die uns bei der Umsetzung dieses Vorhabens über den Weg gelaufen sind, Lösungen erarbeitet und diese ausführlich erläutert. Des Weiteren haben wir beschrieben, auf was bei der Entwicklung eines Voltmeters zu achten ist und wo die physikalischen Grenzen bezüglich der Spezifikationen eines Voltmeters liegen.

Etwas Wichtiges, das noch erwähnt werden muss, ist die Tatsache, dass Fehler in der Technik beziehungsweise bei der Entwicklung elektronischer Schaltung normal sind. Alle Fehler, die in einer Version auftreten, werden in einer nächsten Revision behoben. Der Kreislauf von Fehlern finden und neue Revisionen erstellen wird nicht selten ein dutzend Mal wiederholt und kann sich über mehrere Jahre hinziehen. Für uns war die Zeit einfach knapp um die Revision B, welche zur Zeit der Arbeitsabgabe in Produktion ist, fertigzustellen. Darüber hinaus behinderten uns die aktuelle Komponentenknappheit sowie die zurzeit währenden Lieferverzögerungen aufgrund geopolitischer Konflikte enorm in der praktischen Umsetzung.

«The way to succeed is to double your failure rate.»

- Thomas J. Watson, Pioneer in the development of computing equipment for IBM

9 Quellenaufführung der Tabellen

Tabelle 5 ADCs im Vergleich

Analog Devices: *Datasheet AD7177-2. 32-Bit, 10 kSPS, Sigma-Delta ADC with 100 µs Settling and True Rail-to-Rail Buffers*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2016. [<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD7177-2.pdf> (10.04.2022)]

Texas Instruments: *Datasheet ADS1261. 32-Bit, Precision, 38-kSPS, Analog-to-Digital Converter (ADC) with Programmable Gain Amplifier (PGA) and Voltage Reference*; Dallas: TEXAS INSTRUMENTS INC. 2015. [<https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ads1262.pdf> (10.04.2022)]

Texas Instruments: *Datasheet ADS1281. High-Resolution Analog-to-Digital Converter*; Dallas: TEXAS INSTRUMENTS INC. 2007. [<https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ads1281.pdf> (10.04.2022)]

Linear Technology: *Datasheet LTC2440. 24-Bit High Speed Differential ΔΣ ADC with Selectable Speed/Resolution*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2002. [<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/2440fe.pdf> (10.04.2022)]

Linear Technology: *Datasheet LTC2500-32. 32-Bit Oversampling ADC with Configurable Digital Filter*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2018. [<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/250032fb.pdf> (10.04.2022)]

Linear Technology: *Datasheet LTC2508-32. 32-Bit Oversampling ADC with Configurable Digital Filter*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2016. [<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/250832fc.pdf> (10.04.2022)]

Linear Technology: *Datasheet LTC2380-24. 24-Bit, 1.5Msps/2Msps, Low Power SAR ADC with Integrated Digital Filter*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2015. [<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/238024fa.pdf> (10.04.2022)]

Tabelle 6 Operationsverstärker im Vergleich 1

Linear Technology: *Datasheet LTC2057. High Voltage, Low Noise Zero-Drift Operational Amplifier*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2013. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/2057f.pdf (10.04.2022)]

Analog Devices: *Datasheet ADA4522. 55 V, EMI Enhanced, Zero Drift, Ultralow Noise, Rail-to-Rail Output Operational*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2021. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ada4522-1_4522-2_4522-4.pdf (10.04.2022)]

Analog Devices: *Datasheet ADA4528. Precision, Ultralow Noise, RRIO, Zero-Drift Op Amp*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2017. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADA4528-1_4528-2.pdf (10.04.2022)]

Texas Instruments: *Datasheet OPA189. OPAX189 Precision, Lowest-Noise, 36-V, Zero-Drift, 14-MHz, MUX-Friendly, Rail-to-Rail Output Operational Amplifiers*; Dallas: TEXAS INSTRUMENTS INC. 2017. [www.ti.com/lit/ds/symlink/opa189.pdf (10.04.2022)]

Analog Devices: *Datasheet ADA4523. 36 V, Low Noise, Zero Drift Op Amp*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2020. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ada4523-1.pdf (10.04.2022)]

Tabelle 7 Widerstandsnetzwerke im Vergleich

Linear Technology: *Datasheet LT5400. Quad Matched Resistor Network*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2011. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/5400fc.pdf (10.04.2022)]

Vishay Foil Resistors: *Datasheet SMNZ. Ultra High Precision Z-Foil Surface Mount 4 Resistor Network Dual-In-Line Package Ultra High Precision Z-Foil Surface Mount 4 Resistor Network Dual-In-Line Package*; Malvern: VISHAY INTERTECHNOLOGY INC. 2015. [www.vishaypg.com/docs/63117/smnz.pdf (10.04.2022)]

Tabelle 8 Multiplexer im Vergleich

Maxim Integrated: *Datasheet MAX14756. Quad SPST +70V Analog Switches*; San José: MAXIM INTEGRATED PRODUCTS INC. 2010. [www.datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX14756-MAX14758.pdf (10.04.2022)]

Texas Instruments: *Datasheet TMUX7212. 44 V, Low- RON , 1:1 (SPST), 4-Channel Precision Switches with Latch-Up Immunity and 1.8-V Logic*; Dallas: TEXAS INSTRUMENTS INC. 2020. [www.ti.com/lit/ds/symlink/tmux7212.pdf (10.04.2022)]

Tabelle 9 Spannungsreferenzen im Vergleich

Analog Devices: *Datasheet ADR1000. Oven-Controlled, Buried Zener, 6.62 V Voltage Reference*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2021. [ADI Confidential Document]

Linear Technology: *Datasheet LTZ1000. Ultra Precision Reference*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 1987. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/LTZ1000.pdf (10.04.2022)]

Analog Devices: *Datasheet ADR1399. Oven-Compensated, Buried Zener, 7.05 V Voltage Reference*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2021. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/199399fc.pdf (10.04.2022)]

Linear Technology: *Datasheet LM399. Precision Reference*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 1987. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/199399fc.pdf (10.04.2022)]

Analog Devices: *Datasheet LTC6655. 0.25ppm Noise, Low Drift Precision References*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2021. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ltc6655-6655ln.pdf (10.04.2022)]

Tabelle 10 Präzise Widerstände im Vergleich

Vishay Foil Resistors: *Datasheet S Series. High Precision Foil Resistor with TCR of $\pm 2.0 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$, Tolerance of $\pm 0.005 \%$ and Load Life Stability of $\pm 0.005 \%$* ; Malvern: VISHAY INTERTECHNOLOGY INC. 2015.
[www.vishaypg.com/docs/63001/63001.pdf (10.04.2022)]

Vishay Foil Resistors: *Datasheet Z Series; TCR of $\pm 0.2 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$, Tolerance of $\pm 0.005\%$ (50 ppm), Load Life Stability of $\pm 0.005\%$* ; Malvern: VISHAY INTERTECHNOLOGY INC. 2016.
[www.vishaypg.com/docs/63187/zseries.pdf (10.04.2022)]

Vishay Foil Resistors: *Datasheet VHP203; Hermetically Sealed Miniature Ultra High Precision Z-Foil Technology Resistors with TCR of $0.05 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$, Tolerance of $\pm 0.001 \%$ and Load Life Stability of $\pm 0.005 \%$, Unaffected by Humidity*; Malvern: VISHAY INTERTECHNOLOGY INC. 2010.
[www.vishaypg.com/docs/63146/vhp203.pdf (10.04.2022)]

Tabelle 11 Operationsverstärker im Vergleich 2

Linear Technology: *Datasheet LTC2057. High Voltage, Low Noise Zero-Drift Operational Amplifier*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2013. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/2057f.pdf (10.04.2022)]

Analog Devices: *Datasheet ADA4522. 55 V, EMI Enhanced, Zero Drift, Ultralow Noise, Rail-to-Rail Output Operational*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2021. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ada4522-1_4522-2_4522-4.pdf (10.04.2022)]

Analog Devices: *Datasheet ADA4528. Precision, Ultralow Noise, RRIO, Zero-Drift Op Amp*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2017. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADA4528-1_4528-2.pdf (10.04.2022)]

Texas Instruments: *Datasheet OPA189. OPAX189 Precision, Lowest-Noise, 36-V, Zero-Drift, 14-MHz, MUX-Friendly, Rail-to-Rail Output Operational Amplifiers*; Dallas: TEXAS INSTRUMENTS INC. 2017.
[www.ti.com/lit/ds/symlink/opa189.pdf (10.04.2022)]

Analog Devices: *Datasheet ADA4523. 36 V, Low Noise, Zero Drift Op Amp*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2020. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ada4523-1.pdf (10.04.2022)]

Tabelle 12 Power Buffer Spezifikationen

Linear Technology: *Datasheet LT1010. Fast $\pm 150\text{mA}$ Power Buffer*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 1991.
[www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/LT1010.pdf (10.04.2022)]

Tabelle 13 Digitale Isolatoren im Vergleich

Analog Devices: *Datasheet ADuM25x. 5.0 kV RMS, 5-Channel Digital Isolators*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2019. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADuM250N_251N_252N.pdf (10.04.2022)]

Analog Devices: *Datasheet ADuM141x. Quad-Channel Digital Isolators*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2015. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADUM1410_1411_1412.pdf (10.04.2022)]

Analog Devices: *Datasheet ADuM440x. 5 kV RMS Quad-Channel Digital Isolators*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2017. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADuM4400_4401_4402.pdf (10.04.2022)]

Tabelle 15 Spannungsregler im Vergleich

Analog Devices: *Datasheet LT3045. 20V, 500mA, Ultralow Noise, Ultrahigh PSRR Linear Regulator*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2021. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/datasheets/LT3045.pdf (10.04.2022)]

Analog Devices: *Datasheet LT3094. -20V, 500mA, Ultralow Noise, Ultrahigh PSRR Linear Regulator*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2020. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/datasheets/LT3094.pdf (10.04.2022)]

STMicroelectronics: *Datasheet LM317M. Medium current 1.2 to 37 V adjustable voltage regulator*; Planles-Ouates: STMICROELECTRONICS N.V. 2021. [www.st.com/en/power-management/LM317m.html (10.04.2022)]

Texas Instruments: *Datasheet LM337. 3-Terminal Adjustable Negative Regulators*; Dallas: TEXAS INSTRUMENTS INC. 2016. [www.ti.com/lit/ds/snvs778e/snvs778e.pdf (10.04.2022)]

Texas Instruments: *Datasheet TPS7A3001-EP -36V, -200mA, ULTRALOW-NOISE, NEGATIVE LINEAR REGULATOR*; Dallas: TEXAS INSTRUMENTS INC. 2011. [www.ti.com/lit/ds/symlink/tps7a3001-ep.pdf (10.04.2022)]

Texas Instruments: *Datasheet TPS7A49. 36-V, 150-mA, Ultralow-Noise, Positive Linear Regulator*; Dallas: TEXAS INSTRUMENTS INC. 2015. [www.ti.com/lit/ds/symlink/tps7a49.pdf (10.04.2022)]

ON Semiconductor: *Datasheet MC78M00. 500 mA Positive Voltage Regulators*; Phoenix: SEMICONDUCTOR COMPONENTS INDUSTRIES LLC. 2018. [www.onsemi.com/pdf/datasheet/mc78m00-d.pdf (10.04.2022)]

Tabelle 16 Netztransformatoren Spezifikationen

Triad Magnetics: *Datasheet FP40-1200. Power Transformer PC Mount: Flat Pack™*; Perris: TRIAD MAGNETICS. 2019. [www.catalog.triadmagnetics.com/Asset/FP40-1200.pdf (10.04.2022)]

Triad Magnetics: *Datasheet FP10-4800. Power Transformer PC Mount: Flat Pack™*; Perris: TRIAD MAGNETICS. 2019. [www.catalog.triadmagnetics.com/Asset/FP10-4800.pdf (10.04.2022)]

10 Quellenverzeichnis

A

Actel Corp: *AC322. Assembly and PCB Layout Guidelines for QFN Packages*; Mountain View: ACTEL CORP. [https://www.microsemi.com/document-portal/doc_download/130006-qfn-an (28.03.2022)]

Analog Devices: *Datasheet AD7177-2. 32-Bit, 10 kSPS, Sigma-Delta ADC with 100 µs Settling and True Rail-to-Rail Buffers*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2016. [<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD7177-2.pdf> (10.04.2022)]

Analog Devices: *Datasheet ADA4522. 55 V, EMI Enhanced, Zero Drift, Ultralow Noise, Rail-to-Rail Output Operational*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2021. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ada4522-1_4522-2_4522-4.pdf (10.04.2022)]

Analog Devices: *Datasheet ADA4523. 36 V, Low Noise, Zero Drift Op Amp*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2020. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ada4523-1.pdf (10.04.2022)]

Analog Devices: *Datasheet ADR1000. Oven-Controlled, Buried Zener, 6.62 V Voltage Reference*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2021. [ADI Confidential Document]

Analog Devices: *Datasheet ADR1399. Oven-Compensated, Buried Zener, 7.05 V Voltage Reference*, Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2021. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/199399fc.pdf (10.04.2022)]

Analog Devices: *Datasheet ADuM141x. Quad-Channel Digital Isolators*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2015. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADUM1410_1411_1412.pdf (10.04.2022)]

Analog Devices: *Datasheet LT1460; Micropower Precision Series Reference Family*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2006. [<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/1460fc.pdf> (10.04.2022)]

Analog Devices: *Datasheet LT3045. 20V, 500mA, Ultralow Noise, Ultrahigh PSRR Linear Regulator*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2021. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/lt3045.pdf (10.04.2022)]

Analog Devices: *Datasheet LT3094. -20V, 500mA, Ultralow Noise, Ultrahigh PSRR Linear Regulator*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2020. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/LT3094.pdf (10.04.2022)]

Analog Devices: *Datasheet LTC6655. 0.25ppm Noise, Low Drift Precision References*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2021. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ltc6655-6655ln.pdf (10.04.2022)]

Anyiam, Ikechukwu: *High-Speed Layout Guidelines for Reducing EMI for LVDS SerDes Designs*; Dallas: TEXAS INSTRUMENTS INC. 2018 [<https://www.ti.com/lit/snla302> (28.03.2022)]

B

Beev, Nikolai: Analog-to-digital conversion beyond 20 bits. Applications, architectures, state of the art, limitations, and future prospects; Geneva: CERN. 2018. [DOI: 10.1109/I2MTC.2018.8409543]

Beev, Nikolai: Open Hardware Repository. OPT ADC 10k 32b 1cha (HPM7177); Meyrin: CERN. 2018. [<https://ohwr.org/project/opt-adc-10k-32b-1cha/wikis/home>](10.04.2022)]

Brokaw, Paul: A Simple Three-Terminal IC Bandgap Reference. In: IEEE Journal of Solid-State Circuits (Ausgabe: 9, Nummer: 6). 1974. SS. 388-393. [DOI: 10.1109/JSSC.1974.1050532]

Bureau International des Poids et Mesures: The International System of Units. Sèvres: Bureau International des Poids et Mesures. 2019. [ISBN 978-92-822-2272-0]

F

Fairchild Semiconductor: Application Note AN-640. Understanding and Minimizing Ground Bounce; San José: Fairchild Semiconductor Corporation. 2003.

[www.web.engr.oregonstate.edu/~traylor/ece391/pdfs/understanding_gb_fairchild.pdf](10.04.2022)]

Fluke: Application note. Inside the newest 8.5 digit Reference Multimeter; Everett: FLUKE CORPORATION. 2021. [<https://eu.flukecal.com/de/literature/articles-and-education/electrical-calibration/application-notes/inside-newest-85-digit-re>](10.04.2022)]

H

Heinz, Bert: Heat management of circuit boards; Niedernhall: WÜRTH ELEKTRONIK GMBH & Co. KG 2011

[https://www.we-online.com/web/en/index.php/show/media/04_leiterplatte/2011_2/relaunch/produkte_5/heatsink/neu_2011/TecReport_01_2011_EN_S.pdf](28.03.2022)]

Hernik, Yuval: Facts at a Glance. When Small Isn't Better in Precision Resistor Applications; Malvern: VISHAY INTERTECHNOLOGY INC. 2013. [www.vishaypg.com/docs/63520/FACTS_122.pdf](10.04.2022)]

Hewlett-Packard: Component-Level Information Packet for HP 3458A Digital Multimeter; Palo Alto: HP INC. 1989. [https://xdevs.com/doc/HP_Agilent_Keysight/3458A/doc/3458A%20CLIP.pdf](10.04.2022)]

Huchzermeier, Johannes: Benefits and Issues on Migration of 5-V and 3.3-V Logic to Lower-Voltage Supplies; Dallas: TEXAS INSTRUMENTS INC. 1999 [<https://www.ti.com/lit/pdf/sdaa011>](28.03.2022)]

Huffman, Brian: Application Note 42. Voltage Reference Circuit Collection; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 1996. Fig. 70. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ltc6655-6655ln.pdf](10.04.2022)]

K

Kennedy, Brian / Cantrell, Mark: AN-1109. Recommendations for Control of Radiated Emissions with iCoupler Devices; Norwood: ANALOG DEVICES INC. 2011 [<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/an-1109.pdf>](28.03.2022)]

Kester, Walt / Bryant, James: MT-027 TUTORIAL. ADC Architectures VIII: Integrating ADCs; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2009. [www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-027.pdf](10.04.2022)]

Kester, Walt: MT-021 TUTORIAL. ADC Architectures II: Successive Approximation ADCs; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2009. [[https://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-021.pdf](http://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-021.pdf)](10.04.2022)]

Kester, Walt: MT-022 TUTORIAL. ADC Architectures III: Sigma-Delta ADC Basics; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2009. [[https://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-022.pdf](http://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-022.pdf)](10.04.2022)]

Kester, Walt: *MT-043 TUTORIAL. Op Amp Power Supply Rejection Ratio (PSRR) and Supply Voltages*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2008. [www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/mt-043.pdf (10.04.2022)]

Kester, Walter et al.: *Hardware Design Techniques. Resistor and Thermocouple Errors in High Accuracy Systems*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2003. [www.analog.com/media/en/training-seminars/design-handbooks/sensor-signal-cond-sect10.PDF (10.04.2022)]

Kiely, Robert: *Understanding and Eliminating 1/f Noise*. In: *Analog Dialogue Vol. 51*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2017. [<https://www.analog.com/media/en/analog-dialogue/volume-51/number-2/articles/understanding-and-eliminating-1-f-noise.pdf> (10.04.2022)]

L

Lee, Mitchell: *Application Note 82. Understanding and Applying Voltage References*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 1999. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/an82f.pdf (10.04.2022)]

Linear Technology: *Datasheet LM399. Precision Reference*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 1987. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/199399fc.pdf (10.04.2022)]

Linear Technology: *Datasheet LT1010. Fast ±150mA Power Buffer*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 1991. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/LT1010.pdf (10.04.2022)]

Linear Technology: *Datasheet LT5400. Quad Matched Resistor Network*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2011. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/5400fc.pdf (10.04.2022)]

Linear Technology: *Datasheet LTC2057. High Voltage, Low Noise Zero-Drift Operational Amplifier*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2013. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/2057f.pdf (10.04.2022)]

Linear Technology: *Datasheet LTC2500-32. 32-Bit Oversampling ADC with Configurable Digital Filter*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2018. [<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/250032fb.pdf> (10.04.2022)]

Linear Technology: *Datasheet LTZ1000. Ultra Precision Reference*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 1987. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/LTZ1000.pdf (10.04.2022)]

M

Martin, Alan: *AN-2162. Simple Success With Conducted EMI From DC-DC Converters*; Dallas: TEXAS INSTRUMENTS INC. 2013 [<https://www.ti.com/lit/an/snva489c/snva489c.pdf> (28.03.2022)]

Maxim Integrated: *Datasheet MAX14756. Quad SPST +70V Analog Switches*, San José: MAXIM INTEGRATED PRODUCTS INC. 2010. [www.datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX14756-MAX14758.pdf (10.04.2022)]

MICROCHIP TECHNOLOGY INC.: Datenblatt TC1264: 800 mA Fixed-Output CMOS LDO with Shutdown, Apr. 2010; Chandler AZ, Vereinigte Staaten
[<https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/21375D.pdf> (28.03.2022)]

N

Nowakowski, Rich / Taylor, Robert: *Linear versus switching regulators in industrial applications with a 24-V bus*; Dallas: TEXAS INSTRUMENTS INC. 2013 [<https://www.ti.com/litv/pdf/slyt527> (28.03.2022)]

O

ON Semiconductor: *Datasheet MC78M00. 500 mA Positive Voltage Regulators*; Phoenix: SEMICONDUCTOR COMPONENTS INDUSTRIES LLC. 2018. [www.onsemi.com/pdfs/datasheet/mc78m00-d.pdf (10.04.2022)]

R

Raspberry Pi: *Hardware design with RP2040. Using RP2040 microcontrollers to build boards and products*; Cambridge: RASPBERRY PI LTD. 2021 [<https://datasheets.raspberrypi.com/rp2040/hardware-design-with-rp2040.pdf> (28.03.2022)]

Raspberry Pi: *RP2040 Datasheet A microcontroller by Raspberry Pi*; Cambridge: RASPBERRY PI (TRADING) LTD. 2021. [<https://datasheets.raspberrypi.com/rp2040/rp2040-datasheet.pdf> (18.03.2022)]

Renesas: *AN-954. Layout and EMI Recommendations for Automotive Applications*; Tokyo: ANALOG DEVICES INC. 2017 [<https://www.renesas.com/us/en/document/apn/954-layout-and-emi-recommendations-automotive-applications> (28.03.2022)]

S

Sebeck, Thomas Johann: *Ostwald's Klassiker der exakten Wissenschaften. Magnetische Polarisation der Metalle und Erze durch Temperatur-Differenz*; Leipzig: Wilhelm Engelmann. 1985.

STMicroelectronics: *Datasheet LM317M. Medium current 1.2 to 37 V adjustable voltage regulator*; Planes-Ouates: STMICROELECTRONICS N.V. 2021. [www.st.com/en/power-management/lm317m.html (10.04.2022)]

T

Texas Instruments: *Application Report AN-1485. The Effect of Heavy Loads on the Accuracy and Linearity of Operational Amplifier Circuits*; Dallas: TEXAS INSTRUMENTS INC. 2008.
[<https://www.ti.com/lit/an/snoa471b/snoa471b.pdf> (10.04.2022)]

Texas Instruments: *Datasheet CD4094B. CMOS 8-Stage Shift-and-Store Bus Register*; Dallas: TEXAS INSTRUMENTS INC. 2003. [www.ti.com/lit/ds/symlink/cd4094b.pdf (10.04.2022)]

Texas Instruments: *Datasheet LM337. 3-Terminal Adjustable Negative Regulators*; Dallas: TEXAS INSTRUMENTS INC. 2016. [www.ti.com/lit/ds/snvs778e/snvs778e.pdf (10.04.2022)]

Texas Instruments: *Datasheet OPA189. OPAX189 Precision, Lowest-Noise, 36-V, Zero-Drift, 14-MHz, MUX-Friendly, Rail-to-Rail Output Operational Amplifiers*; Dallas: TEXAS INSTRUMENTS INC. 2017.
[www.ti.com/lit/ds/symlink/opa189.pdf (10.04.2022)]

Texas Instruments: *Datasheet TMUX7212. 44 V, Low-RON, 1:1 (SPST), 4-Channel Precision Switches with Latch-Up Immunity and 1.8-V Logic*; Dallas: TEXAS INSTRUMENTS INC. 2020.
[www.ti.com/lit/ds/symlink/tmux7212.pdf (10.04.2022)]

Texas Instruments: *Datasheet TPS7A3001-EP –36V, –200mA, ULTRALOW-NOISE, NEGATIVE LINEAR REGULATOR*; Dallas: TEXAS INSTRUMENTS INC. 2011. [www.ti.com/lit/ds/symlink/tps7a3001-ep.pdf (10.04.2022)]

Texas Instruments: *Datasheet TPS7A49. 36-V, 150-mA, Ultralow-Noise, Positive Linear Regulator*; Dallas: TEXAS INSTRUMENTS INC. 2015. [www.ti.com/lit/ds/symlink/tps7a49.pdf (10.04.2022)]

Triad Magnetics: *Datasheet FP10-4800. Power Transformer PC Mount: Flat Pack™*; Perris: TRIAD MAGNETICS. 2019. [www.catalog.triadmagnetics.com/Asset/FP10-4800.pdf (10.04.2022)]

Triad Magnetics: *Datasheet FP40-1200. Power Transformer PC Mount: Flat Pack™*; Perris: TRIAD MAGNETICS. 2019. [www.catalog.triadmagnetics.com/Asset/FP40-1200.pdf (10.04.2022)]

V

Vishay Foil Resistors: *Bulk Metal® Foil Resistors; Military and Space Applications*; Malvern: VISHAY INTERTECHNOLOGY INC. 2011. [http://www.vishaypg.com/docs/63505/ptm_mi_a.pdf (10.04.2022)]

Vishay Foil Resistors: *Datasheet S Series. High Precision Foil Resistor with TCR of $\pm 2.0 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$, Tolerance of $\pm 0.005 \%$ and Load Life Stability of $\pm 0.005 \%$* ; Malvern: VISHAY INTERTECHNOLOGY INC. 2015. [www.vishaypg.com/docs/63001/63001.pdf (10.04.2022)]

Vishay Foil Resistors: *Datasheet SMNZ. Ultra High Precision Z-Foil Surface Mount 4 Resistor Network Dual-In-Line Package Ultra High Precision Z-Foil Surface Mount 4 Resistor Network Dual-In-Line Package*; Malvern: VISHAY INTERTECHNOLOGY INC. 2015. [www.vishaypg.com/docs/63117/smnez.pdf (10.04.2022)]

W

Williams, Jim: *Application Note 28. Thermocouple Measurement*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 1988. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/an28f.pdf (10.04.2022)]

Williams, Jim: *Application Note 124. 775 Nanovolt Noise Measurement for A Low Noise Voltage Reference*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2009. [www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/an124f.pdf (10.04.2022)]

Z

Zumbahlen, Hank: *Basic Linear Design. Chapter 7: Data Converter Support Circuits*; Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2007. [ISBN-0-916550-28-1]

Zumbahlen, Hank: *Basic Linear Design. Chapter 12: Printed Circuit Board Design Issues*, Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2007. 53-77 [ISBN-0-916550-28-1]

Zumbahlen, Hank: *Staying Well Grounded*. In: Analog Dialogue Vol. 46 Nr. 6, Wilmington: ANALOG DEVICES INC. 2012. [www.analog.com/media/en/analog-dialogue/volume-46/number-2/articles/staying_well_grounded.pdf (10.04.2022)]